

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département Electronique et Télécommunications



Mémoire

Présenté pour obtenir le diplôme de Magister en Télécommunications

OPTION: Télécommunications

Par:

BOUSSAHA SOMIA

Thème

**Contribution à l'étude et à la modélisation des antennes
imprimées rectangulaires
Applications aux systèmes de communication**

Devant le Jury :

Président	Pr. TEBBIKH Hicham	U.Guelma
Rapporteur	Dr. BOUALLEG Ahcene	U.Guelma
Examineurs	Pr. BOUMAZA Mohamed Seghir	U.Guelma
	Dr. REDADAA SALAH	U.Guelma
Invité	Dr. TABBA Mohamed Tahar	U.Guelma

SESSION 2012



Remerciement

بسم الله الرحمن الرحيم والحمد لله رب العالمين والصلاة والسلام
على نبينا محمد صلى الله عليه و سلم.

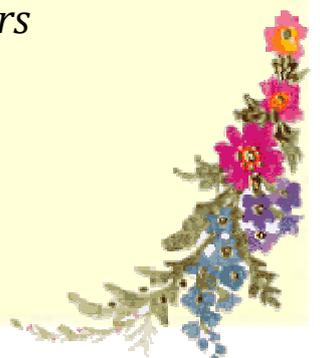
*A travers ce modeste travail, je tiens à remercier vivement notre encadreur **Dr .Boualleg Ahcene** pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il j'ai apportées durant notre étude et réalisation de ce projet.*

Je remercie Monsieur Mohamed Tebbikh Hicham, Professeur à l'Université de Guelma d'avoir accepté de présider le jury.

J'adresse mes remerciements à Pr.Boumaza Mohamed Seghir et le Dr. Redadaa Salah et aussi Dr. Tabba Mohamed Tahar pour avoir accepté de juger ce travail.

*Sans omettre bien sur de remercier profondément à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail en particulier **Mme .Medjaldi Assia** responsable du laboratoire de circuit imprimée pour leur aide.*

Je tiens aussi à remercier les gens du laboratoire de recherche, (LT) pour leur aide et leurs judicieux conseils.



Résumé

La miniaturisation des antennes a suscité ces dernières années un très grand intérêt au près des chercheurs dans le monde des télécommunications. La course à cette miniaturisation est motivée par des exigences d'intégration des antennes dans l'architecture des terminaux mobiles, pour réduire au maximum leur encombrement. Cette structure convient particulièrement bien aux applications de pointes, comme les communications mobiles cellulaires ou la réception de signaux de télédiffusion satellite. L'une des applications actuelles qui nécessite aussi l'utilisation d'antennes de petites dimensions est celle des interconnexions sans fils.

Parmi les différentes techniques de miniaturisation des antennes, nous avons exploré dans ce travail une étude générale sur les antennes imprimée. Ce type d'antenne planaire s'utilise, soit sous la forme d'antenne à élément unique, soit sous la forme de réseaux où plusieurs antennes sont groupées sur un même substrat.

Nous avons évalué les performances de l'antenne imprimée rectangulaire par le HFSS pour les différentes méthodes d'alimentation. Enfin, nous avons expliqué le phénomène de couplage, qui est un critère important qu'il faut donc considérer lors du calcul des caractéristiques d'un réseau.

➤ **Mots clés:**

Antenne imprimée, réseau d'antennes, diagramme de rayonnement, synthèse, optimisation, Méthodes d'analyses, modèle simulé, simulation par le HFSS.

Abstrat

The miniaturization of antennas has attracted in recent years great interest to researchers in the fields of telecommunications. The race for miniaturization is driven by the requirements of integration of antennas in the architecture of mobile devices, to minimize their size. This structure is particularly suitable for advanced applications such as mobile phones or reception of satellite broadcast signals. One of the current applications which also require the use of small antennas is that of the son without interconnections.

Among the various techniques of miniaturization of antennas, we explored in this paper a general study of printed antennas. This type of planar antenna used either as single antenna element, either in the form of networks where multiple antennas are grouped on the same substrate.

We have modeled the performance of the rectangular patch antenna by HFSS for differing feeding methods. Finally, we have explained the phenomenon of coupling, which is an important criterion that must be assumed when calculating the characteristics a network.

➤ **Key words:**

Printed antenna, antenna array, radiation pattern, synthesis, optimization, analysis methods, simulated model, the HFSS simulation.

ملخص

قد اجتذب التصغير من الهوائيات في السنوات الأخيرة اهتماما كبيرا للباحثين في مجالات الاتصالات السلكية واللاسلكية. السباق على التصغير التي تقوم على ضرورة التكامل من الهوائيات في الهندسة الكهربائية من الأجهزة النقالة، لتقليل بصمتها. هذا الهيكل هو مناسبة خاصة للتطبيقات مع نقاط، مثل الهوائيات المحمولة أو استقبال إشارات البث عبر الأقمار الصناعية. واحدة من التطبيقات الحالية التي تتطلب أيضا استخدام هوائيات صغيرة هو ان الاين بدون الترابط من بين تقنيات مختلفة من التصغير من الهوائيات، واكتشفنا في هذه الدراسة دراسة عامة من الهوائيات المطبوعة. ويستخدم هذا النوع من الهوائيات المسطحة، اما العنصر هوائي واحد، إما في شكل شبكات حيث يتم تجميع عدة هوائيات على الركيزة نفسه. نحن على غرار أداء الهوائي رقعة مستطيلة من قبل HFSS لاختلاف أساليب التغذية. أخيرا، شرحنا ظاهرة اقتران، والذي هو معيار هام الذي يجب ان تضطلع عند حساب خصائص الشبكة.

الكلمات الافتتاحية:

المطبوعة الهوائي، ومجموعة الهوائي، ونمط إشعاع، والتوليف، والتحسين، وتحليل طرق ونموذج المحاكاة، محاكاة HFSS

SOMMAIRE

❖ Page de titre	
❖ Remerciements	
❖ Résumé	
❖ Sommaire	
❖ Introduction Générale.....	1
<i>Chapitre I : Généralités sur les Antennes Imprimées</i>	
I.1-Introduction	2
I.2- Description des antennes à éléments imprimés	2
I.2.1-Plan de masse	2
I.2.2-Substrat	2
I.2.3-Éléments rayonnants	3
I.2.4- Alimentation des éléments rayonnants	5
1-Alimentation par ligne micro ruban	5
➤ Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant.....	6
➤ Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant.....	6
➤ Antenne patch rectangulaire couplée capacitivement à une ligne micro ruban.....	6
2-Alimentation par une sonde coaxiale	6
3-Alimentation couplée par fente (ouverture)	7
4-Alimentation couplée par proximité.....	7
➤ Comparaison entre ces différentes techniques d'alimentations.....	8
5-Alimentation par guide d'ondes coplanaires.....	8
6-Alimentation par fibres optiques	9
I.3-Caractéristiques des antennes imprimées	9
I.3.1- Représentation en quadripôles.....	9
I.3.2- Coefficient de réflexion	9
I.3.3- Impédance d'entrée de l'antenne	10
I.3.4-Fréquence de résonance f_r	10
I.3.5-Bande passante	10
I.3.6-Taux d'onde stationnaire	11
I.3.7- Directivité et gain.....	11
I.3.8- Angle d'ouverture a - 3 dB	12
I.4- Alimentation des éléments rayonnants pour polarisations orthogonales ou Circulaires.....	12
I.4.1-Polarisations orthogonales.....	12
I.4.2-Polarisations circulaires.....	13
I.5-Mécanisme de rayonnement.....	13
I.6-Rayonnements d'un élément rectangulaire	14
I.6.1-Principe du rayonnement de cet élément	14
I.6.2-Calcul du champ rayonné par une fente	15
I.6.3-Calcul du champ rayonné par l'élément rectangulaire	17
I.7-Choix de la technologie des antennes patches.....	18
I.8-Applications des antennes imprimées.....	18
I.9-Conclusion	19
Bibliographie	20
<i>Chapitre II : Méthodes d'Analyse des antennes imprimées</i>	
II.1-Introduction.....	21
II.2- Différentes Méthodes d'analyse	21

II.2.1- Méthodes analytiques	21
II.2.1.1-Modèle de la ligne de transmission.....	22
1-Introduction.....	22
2- Modèle et caractéristiques.....	22
3- calcul de l'impédance d'entrée.....	25
4- Calcul de la fréquence de résonance.....	26
II.2.1.2-Modèle de cavité.....	26
❖ Calcul du champ rayonné	28
✚ Rayonnement des courants électriques ($\epsilon_r = 1$)	28
a) Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\phi = 0$)	28
b) Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\phi = \frac{\pi}{2}$)	29
✚ Rayonnement par application du théorème d'équivalence	30
a) Le diagramme de rayonnement dans le plan E	31
b) Le diagramme de rayonnement dans le plan H.....	32
II.2.1.3-Comparaison des deux modèles analytiques.....	33
II.2.2- Méthodes numériques exactes (full-wave)	34
II.2.2.1--méthode des moments	34
❖ Méthode de Green.....	36
II.2.2.2- Matrices de ligne de transmission TML.....	37
II.2.2.3-La méthode des différences finies.....	38
1-Principe de la méthode	38
2-Point de départ : les équations de Maxwell.....	38
3-Principe des différences finies centrées.....	38
4-La discrétisation des équations de Maxwell	39
4.1-La discrétisation spatiale.....	39
4.2- Construction du maillage.....	41
4.3- La discrétisation temporelle.....	41
4.4- Détermination du critère de stabilité.....	42
4.5- Dispersion numérique	42
II.2.2.4-La méthode des éléments finis	43
➤ Théorie de la FEM	43
II.3-Conclusion	45

Bibliographie

<i>Chapitre III : Modélisation et simulation (par HFSS) d'une antenne patch en utilisant les différentes techniques d'alimentation</i>

III.1-Introduction.....	48
III.2- Description du logiciel HFSS	48
III.3-procédure de conception de l'antenne rectangulaire.....	49
III.4-Techniques d'alimentation d'une antenne imprimée rectangulaire en utilisant HFSS	50
III.4.1-Alimentation par ligne micro ruban	50
III.4.1.1-Présentation de l'antenne étudiée	50
III.4.1.2- Influence des paramètres géométriques sur l'antenne.....	56
III.4.1.2.1 -l'influence de la permittivité relative du substrat	56
III.4.1.2.2 - l'influence de hauteur du substrat.....	57
III.4.1.2.3- l'influence de largeur du patch.....	58
III.4.1.2.4- l'influence de longueur du patch.....	59
III.4.1.2.5- l'influence de l'épaisseur du patch	59
III.4.1.2.6-effet de conductivité du patch.....	60
III.4.2-Alimentation par ligne micro ruban avec un transformateur d'impédance.....	64
III.4.3-Alimentation par ligne enterrée	91
III.4.4-l'alimentation par câble coaxiale	67

III.5-Antennes pour application radiocommunication.....	70
III.6-Conclusion.....	72
Bibliographie	73
<i>Chapitre IV : Modélisation et simulation d'un réseau d'antennes patch en utilisant HFSS</i>	
IV.1- Introduction.....	74
IV.2-Définition du couplage dans le plan E et le plan H.....	74
➤ Couplage vertical ou couplage dans le plan H.....	74
➤ Couplage horizontal ou couplage dans le plan E.....	75
IV.3-Contribution à la modélisation du couplage.....	75
IV.3.1-L'équation matricielle.....	75
IV.3.2-Modélisation par la méthode analytique	75
IV.3.3-Modélisation par la méthode numérique.....	77
➤ Convergence des résultats numériques.....	79
➤ Ports d'impédance.....	79
IV.4-Les réseaux d'antennes.....	80
IV.4.1-Alimentation des réseaux d'antennes imprimées.....	82
1-Réseaux linéaires à alimentation série.....	83
2-Réseaux linéaires à alimentation parallèle.....	83
3-Réseaux bidimensionnels.....	84
IV.5- Modélisation d'un réseau de deux patches par le HFSS.....	85
IV.5.1-Réseau linéaire de deux patches à alimentation série.....	85
➤ Couplage dans le plan H.....	85
➤ Couplage dans le plan E.....	87
IV.5.2-Réseau linéaire de deux patches à alimentation parallèle.....	89
IV.6- Modélisation d'un réseau à quatre patches alimenté en parallèle	91
IV.7- Modélisation d'un réseau bidimensionnel par le HFSS.....	94
IV.7.1- Réseau bidimensionnel à quatre patches	94
IV.7.2- Réseau bidimensionnel à 8 patches.....	95
IV.8-Conclusion.....	97
Bibliographie	98

<i>Chapitre V : Réalisations</i>

V.1- Introduction.....	99
V.2- Les étape de réalisation.....	99
V.3- exemples de réalisation et simulation.....	99
•Premier exemple : Patch alimenté par un transformateur d'impédance.....	99
➤ Plan horizontal.....	100
➤ Plan verticale.....	101
•Deuxième exemple : Patch alimenté par ligne microruban directe.....	102
➤ Plan horizontal.....	103
➤ Plan verticale.....	104
•Troisième exemple : Réseau à quatre patches alimentée en parallèle.....	105
V.5-conclusion.....	107
❖ Conclusion Générale	108
❖ Annexes	109
❖ Liste des figures	
❖ Liste des tableaux	

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Dans un système de radiocommunication, l'antenne est un composant à part entière qui nécessite une étude particulière. Tout en cherchant à optimiser les performances radioélectriques d'une antenne, on doit l'adapter aux applications les plus récentes (communications : spatiales, mobiles, sans fil ou encore antennes pour automobiles) et répondre aux exigences d'intégration dans l'architecture des terminaux. L'antenne doit améliorer les performances radio globales d'un terminal. Il est donc nécessaire de concevoir des antennes bien adaptées, avec un bon gain, une bonne pureté de polarisation, linéaire ou circulaire sur des bandes de fréquences souvent très larges pour les antennes planaires, omnidirectionnelles ou au contraire très directives, pilotables en fréquence ou en polarisation etc.... Mais on doit chercher aussi des antennes à faible coût et les plus petites possibles (on dispose de peu de place sur un terminal mobile) au plus près desquelles, on doit avoir la possibilité d'intégrer facilement des composants devant assurer d'autres fonctions électroniques, et à partir de là, les chercheurs ont commencé à orienter leurs travaux vers la conception d'antennes pouvant satisfaire les nécessités et contraintes précédemment cités, ces antennes sont communément appelées antennes « patch » ou « antennes imprimées ».

L'antenne patch est conçue pour satisfaire ces besoins, c'est un conducteur métallique de forme particulière placé sur un substrat terminé par un plan de masse, son caractère en miniature offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission réception.

L'objectif de notre travail est de faire une étude des antennes imprimées qui ont des applications aux systèmes radiocommunications. De ce fait, notre mémoire est réparti en cinq chapitres :

- **Le premier chapitre** de ce manuscrit est consacré à une étude générale des antennes imprimées, ainsi que leurs caractéristiques physiques, électriques et de rayonnement. Nous avons présenté ensuite les différentes techniques d'alimentation et le mécanisme de rayonnement d'un élément rectangulaire.
- **Le deuxième chapitre** énumère quelques méthodes d'analyses: des méthodes analytiques simples (modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité), et d'autres méthodes numériques (méthode des moments, méthode des différences finies, méthode des éléments finis Matrices de ligne de transmission TML).
- **Le troisième chapitre** est consacré à la modélisation et la simulation d'une antenne imprimée de forme rectangulaire en utilisant les différentes techniques d'alimentation (ligne directe, ligne avec transformateur, ligne enterré et câble coaxial). Les résultats de simulations obtenus sont effectués par le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator).
- **Le quatrième chapitre** est réservé à l'étude de l'effet du couplage sur les performances de l'antenne (tel que : le gain, bande passante et coefficient de réflexion) d'un réseau linéaire pour les deux types d'alimentation série et parallèle et d'un réseau bidimensionnel.
- Enfin, **Le cinquième chapitre** est dédié à la réalisation et la caractérisation de deux antennes imprimées l'une alimentée par ligne directe et l'autre à travers un transformateur d'impédance. En plus nous avons réalisé un modèle d'un réseau d'antennes linéaire à quatre patches alimentés en parallèle, la réalisation est faite au niveau du laboratoire de Télécommunications au sein du département Electronique et Télécommunication

CHAPITRE I

Généralités sur les Antennes Imprimées

I.1-Introduction :

Les antennes sont devenues les éléments de base pour une liaison radioélectrique. Les technologies modernes s'orientent vers la miniaturisation de ces antennes tout en essayant de garder les meilleures performances.

Dans ces dernières années, divers types d'antennes imprimées ont été développés, et différentes techniques d'alimentation sont mises en œuvre pour améliorer les performances de ce type d'antennes dans plusieurs cas d'applications. La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique, et plus récemment celui des hyperfréquences, où elle se prête particulièrement bien à la réalisation de circuits et d'antennes.

L'antenne imprimée (patch) est conçue pour satisfaire à ces besoins, son caractère en miniature offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission - réception.

Dans ce chapitre nous présentons la description et le mécanisme de fonctionnement, les avantages, les inconvénients des antennes patches, ainsi que les différents types d'alimentation.

I.2- Description des antennes à éléments imprimés :

Une antenne à éléments rayonnants imprimés est constituée d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique, dont la surface porte un ou plusieurs éléments métallisés (**figure I.1**), appelés en anglais « patch » (« pavé » ou « motif » en français) [I.1] [I.2] [I.3].

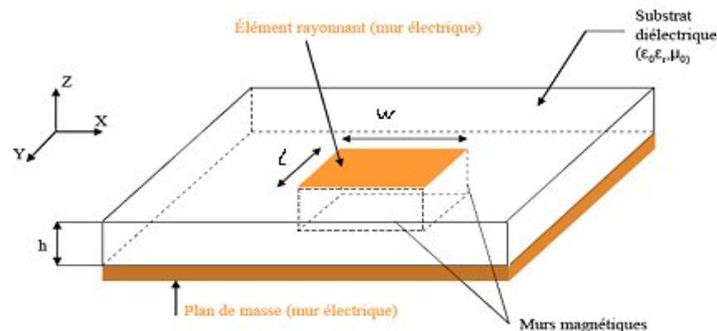


figure I.1 : Schéma de principe d'une antenne à éléments rayonnants imprimés

Ces éléments rayonnants sont de différentes formes et leur alimentation peut être effectuée par divers procédés permettant d'obtenir un diagramme en polarisation linéaire ou circulaire [I.2] [I.4].

Les paramètres physiques et géométriques liés à cette structure sont :

- La permittivité relative de diélectrique (ϵ_r).
- La tangente des pertes ($\tan \delta$) dans ce même substrat, avec dominance des pertes par effet joule.
- L'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre).
- Les dimensions de l'élément rayonnant (L, W).

I.2.1-Plan de masse : [I.6]

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

I.2.2-Substrat : [I.6] [I.7]

Les caractéristiques du substrat conditionnent également le comportement de l'antenne. On choisit en général un diélectrique de faible hauteur vis-à-vis de la longueur d'onde λ d'utilisation (quelques $\lambda/10$), idéalement la permittivité relative du substrat doit être faible ($\epsilon_r \leq 3$) de façon à permettre le rayonnement, en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse.

Les matériaux les plus couramment utilisés sont des composites à base de téflon ($2 \leq \epsilon_r \leq 3$ et $\tan \delta \approx 10^{-3}$), du polypropylène ($\epsilon_r = 2,18$ et $\tan \delta = 3.10^{-4}$) ainsi que des mousses synthétiques contenant beaucoup de minuscules poches d'air ($\epsilon_r = 1,03$ et $\tan \delta \approx 10^{-3}$)

Le substrat est caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r , sa hauteur h et son facteur de perte $\tan \delta$, il doit répondre à certaines exigences :

- Une conservation de la forme originale
- La stabilité en température (pour soudure) et aux conditions atmosphériques
- L'uniformité de la permittivité relative et de hauteur (sur de grande plaque)
- faible pertes diélectrique $\tan \delta \approx 10^{-3}$ pour une meilleure efficacité
- Une résistance aux produits chimiques
- Une faible rugosité

Substrat mince avec des constantes diélectrique élevées sont souhaitables pour les circuits micro-ondes, car ils nécessitent étroitement liée champ pour minimiser le rayonnement indésirable et le couplage

1.2.3-Éléments rayonnants :

Les métallisations sont en très bons conducteurs tels que le cuivre, l'argent ou l'or (de conductivités respectives $\sigma = 5,8.10^7; 6,2.10^7$ et $4,1.10^7 S / m$).

Afin de simplifier l'analyse et l'estimation des performances, le patch a généralement une forme rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique ou autre forme connue comme indiqué dans la **figure (I.2)** Les divers types d'éléments rayonnants les plus simples sont [I.1] [I.4] [I.7]:

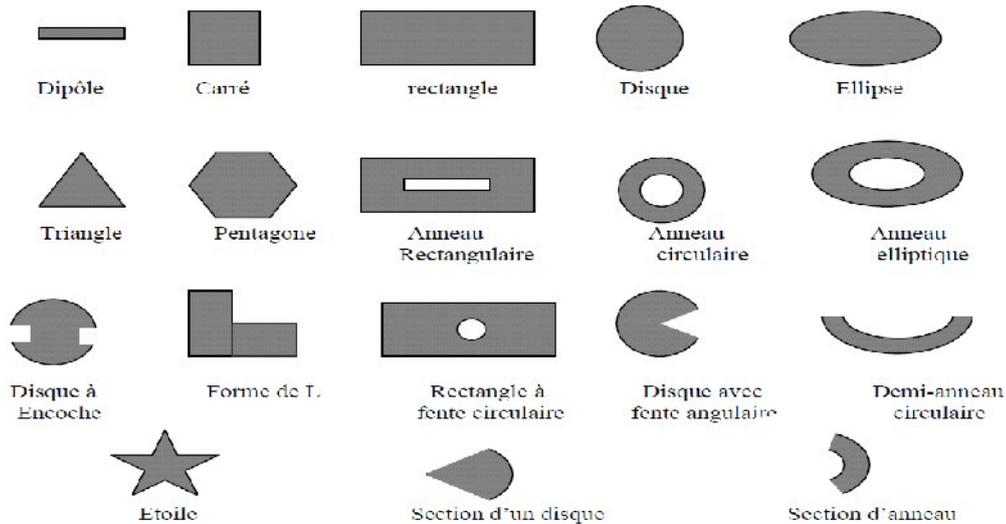


figure I.2 : Divers types d'éléments rayonnants.

Il existe une grande variété de forme que peut prendre une antenne plaquée ou imprimée. Il y a tout d'abord le dipôle imprimé, qui attire par sa petitesse quelque application. Cependant son exploitation reste limitée à cause de sa bande passante très étroite. Les plus souvent rencontrées, sont les antennes rectangulaires ou carrés, circulaires et elliptiques. Elles sont simples à réaliser, et ont été étudiées et modélisées par plusieurs auteurs [I.7] [I.8].

On trouve également d'autres formes plus complexes et plus difficiles à analyser. Elles résultent souvent de la combinaison de deux formes simples et sont utilisées dans certaines applications particulières [I.7].

Le choix de la forme d'antenne dépendra du type d'application désiré et des paramètres qu'on cherche à optimiser (bande passante, gain et efficacité, impédance d'entrée, niveaux des lobes secondaires, ...etc.) [I.7].

Parmi toutes les formes l'élément rectangulaire est sans doute le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes patch. Mais tout d'abord se pose la question d'alimenter une telle structure [I.7].

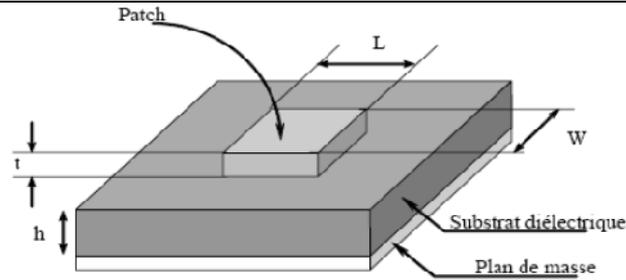


figure I.3 : Présentation d'une antenne patch a élément rectangulaire

Pour un patch rectangulaire, sa longueur L est généralement $0.3333\lambda_0 < L < 0.5\lambda_0$, ou λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre. Le patch est conçue de façon qu'il soit très mince ($t \ll \lambda_0$, ou t est l'épaisseur du patch) La taille h du substrat diélectrique est habituellement $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$ [I.7] [I.10] [I.8] [I.9].

Pour augmenter la bande passante, on peut aussi utiliser des éléments rayonnants étagés (figure I.4) : [I.2]

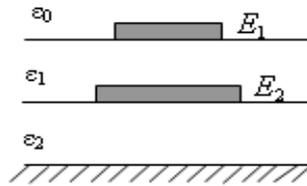
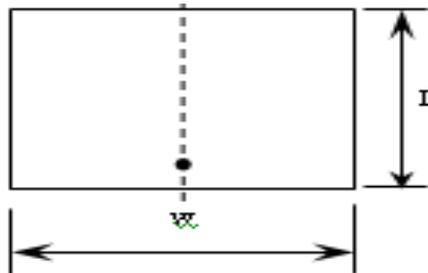


figure I.4 : éléments rayonnants étagés

- Un premier élément E_1 sur un substrat de permittivité ϵ_1 , de fréquence centrale f_1 [I.2] [I.10].
- Un second élément E_2 sur un substrat de permittivité ϵ_2 , de fréquence centrale f_2 , au-dessus du plan de masse de la structure [I.2].

Si les fréquences f_1 et f_2 sont relativement voisines. Le couplage électromagnétique entre les deux éléments superposés permet un élargissement de la courbe de réponse fréquentielle de l'ensemble [I.2] [I.5].

C'est L'élément rayonnant le plus utilisé est celui de forme rectangulaire, dont l'axe de symétrie passe par le point d'excitation [I.2].



Ses dimensions sont la largeur w qui doit être inférieure à $\lambda_d = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ pour éviter les modes d'ordre supérieur et sa longueur L , très légèrement inférieure à la demi-longueur d'onde dans le diélectrique de permittivité équivalente ϵ_e [I.2] [I.5] [I.9].

$$L = 0,49\lambda_e = 0,49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \tag{I.1}$$

ϵ_e se calcule conformément aux formules situées au-dessous [I.11] :

$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}} \right)^{-1} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \text{ pour } : w/h \leq 1 \tag{I.2}$$

$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w}} \right)^{-1} \text{ pour } : w/h \geq 1 \tag{I.3}$$

Vu la faible hauteur h des substrats par rapport à la largeur w de la métallisation, on se trouve dans le cas où $w/h \geq 1$, si bien que ϵ_e est voisin de ϵ_r pour les valeurs de ϵ_r utilisées [I.2] [I.4].

Il existe aussi des éléments rectangulaires dont la longueur $L \approx \lambda_e/4$, l'extrémité opposée à l'alimentation est court-circuitée par des petits barreaux qui relient le bord de l'élément au plan de masse. On utilise également des éléments de longueur $L = \lambda_e$, avec une alimentation centrale [I.2].

I.2.4- Alimentation des éléments rayonnants :

L'alimentation joue un rôle très important lors de la conception des antennes imprimées. Elle peut modifier les caractéristiques de rayonnement de celles-ci. L'alimentation pourra être soit centrée soit arbitraire par rapport à la géométrie de l'élément. Par sa position, elle détermine l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation. Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner [I.7].

1-Alimentation par ligne micro ruban :

Dans cette méthode d'alimentation, une ligne microruban (généralement de 50Ω) est connectée directement au bord du patch rayonnant. 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 [I.7] [I.12] [I.13].

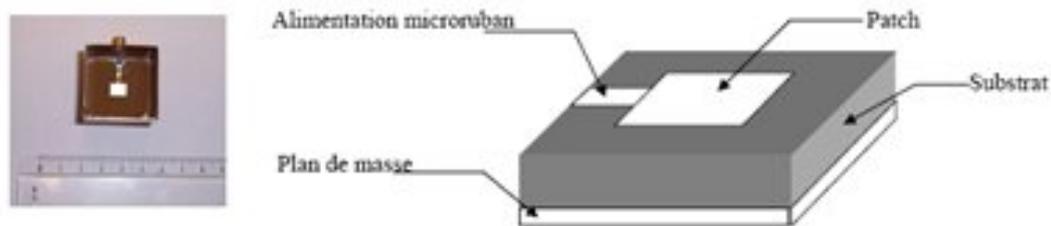


figure I.5 : Alimentation par ligne Micro ruban

L'alimentation peut se faire par connexion directe à une ligne microbande dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément (figure 6.a) ou décalé par rapport à cet axe de symétrie (figure 6.b) si cela permet une meilleure adaptation d'impédance, dans ce but, l'alimentation axiale avec une encoche donne de bons résultats (figure 6.c) [I.2] [I.4][I.14].

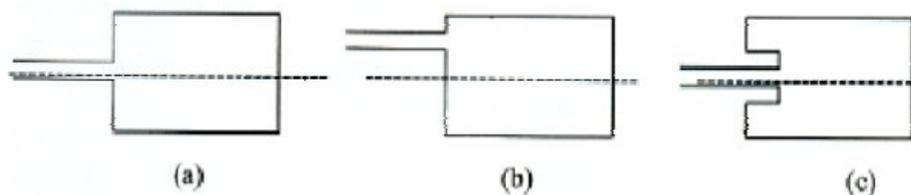


figure I.6: Alimentation par une ligne microbande : a. axiale, b. décalée, c. axiale avec encoche.

L'avantage de ce type d'alimentation est sûrement la moins coûteuse et la plus aisée est qu'elle peut être gravée sur la même face de l'antenne, elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à la résonance. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées, Les principaux inconvénients de cette structure simple sont [I.15]:

- les couplages parasites dû la réalisation de la ligne de transmission et du résonateur sur le même substrat, et qui diminuent les performances de l'antenne au-delà de quelques GHz
- la nécessité d'ajouter un transformateur d'impédance pour obtenir l'adaptation entre la ligne d'alimentation et le résonateur.

On peut distinguer trois types d'alimentation [I.3] :

➤ **Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant:**

Dans ce cas la ligne d'alimentation entre en connexion directement sur le côté rayonnant du patch *figure I.7.a*, cette technique est l'une des méthodes les plus utilisées. Il existe une variation de l'impédance d'entrée car le point d'alimentation est déplacé le long de ce côté.

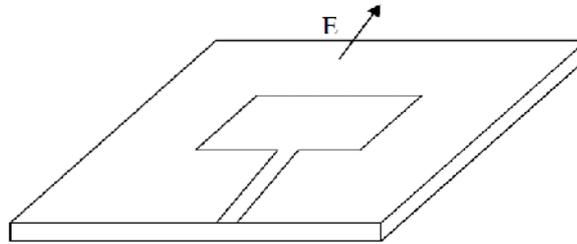


figure I.7. a : Le patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant

➤ **Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant:**

La ligne d'alimentation entre en contact avec le patch sur le bord non rayonnant *figure I.7.b*, dans ce cas les calculs sont plus complexes, car les courants de la ligne d'alimentation, sont orthogonaux à ceux du patch

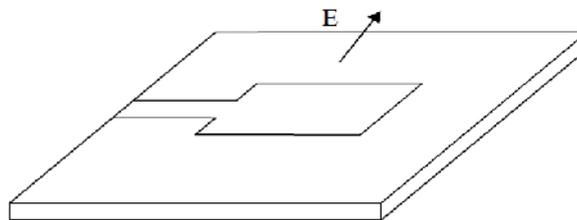


figure I.7.b : Le patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant

➤ **Antenne patch rectangulaire couplée capacitivement à une ligne micro ruban:**

Dans ce cas l'élément rayonnant est couplé capacitivement à la ligne micro ruban injectée dans le substrat *figure I.7.c*. L'utilisation de substrats différents entre ligne d'excitation et antenne peut améliorer la largeur de la bande passante de l'antenne.

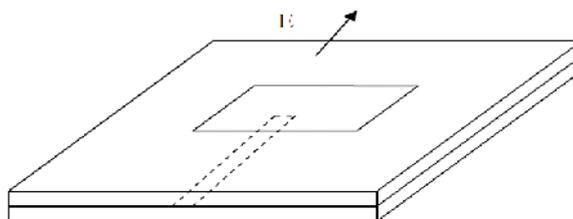


figure I.7.c : Le patch couplé capacitivement à ligne micro ruban

2-Alimentation par une sonde coaxiale :

Cette méthode d'alimentation a beaucoup été étudiée dans la littérature. Elle a l'avantage de positionner l'alimentation sous l'élément rayonnant et à utiliser une ligne non rayonnante (coaxiale), ce qui diminue fortement de rayonnement parasite [I.1] [I.14], et qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication [I.12].

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 [I.13] [I.15].

Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué [I.1] [I.9] [I.12].

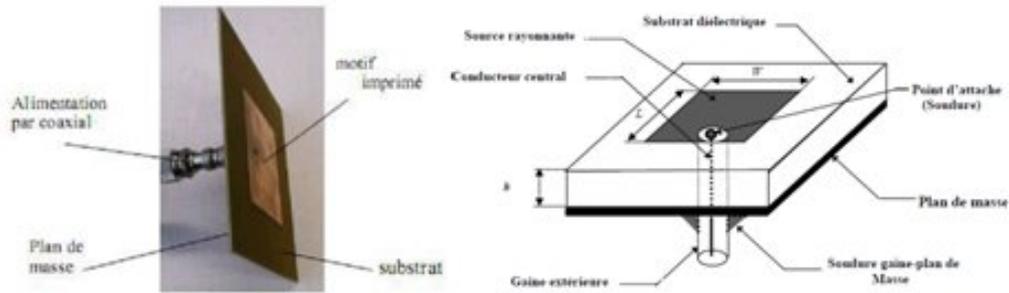


figure I.8 : Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale

3-Alimentation couplée par fente (ouverture) :

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indique sur la **figure I.9**. La conjonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse. Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch [I.12][I.13] [I.15][I.14].

Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de bande passante [I.12].

L'inconvénient de telle technique et sa complexité de fabrication. Cette complexité réside dans : l'ouverture dans le plans de masse, La réalisation de deux couche diélectriques [I.7] [I.10].

Elle reste tout de même utilisée pour certaines applications, car elle permet une amélioration de la bande passante qui peut aller jusqu'à 25% [I.7]

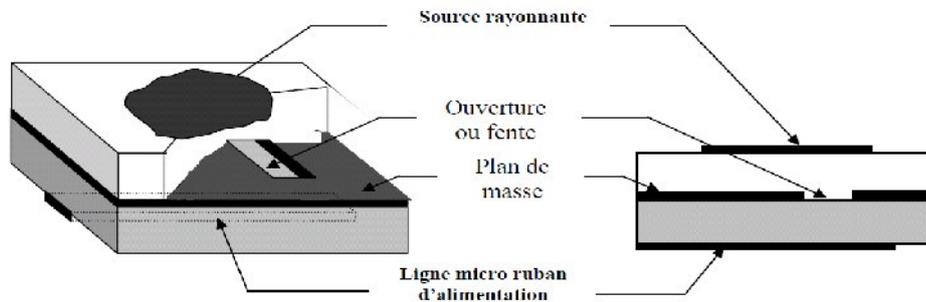


figure I.9 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande à travers une fente dans le plan de masse.

4-Alimentation couplée par proximité :

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 I.10**) [I.7] [I.12] [I.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 [I.7] [I.12].

Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation nous citons la difficulté de fabrication à cause des deux couches diélectriques nécessitant un alignement approprié, ainsi que la difficulté d'intégration de dispositifs actifs [I.12].

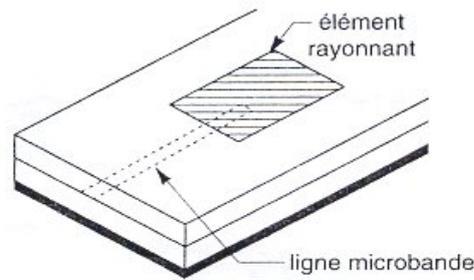


figure I.10 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande

➤ Comparaison entre ces différentes techniques d'alimentations : [I.9] [I.16]

Caractéristiques	Alimentation par Ligne microruban	Alimentation Coaxiale	alimentation couplée par Ouverture	alimentation couplée par Proximité
rayonnement parasite de l'alimentation	Plus	Plus	Moins	Minimum
Fiabilité	Meilleur	Pauvres à cause de soudure	Bon	Bon
Facilité de fabrication	Facile	Soudure et forage requis	Alignement requis	Alignement requis
adaptation d'Impédance	Facile	Facile	Facile	Facile
Bande passante (réalisé avec adaptation D'impédance)	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Tableau I.1: Comparaison entre les différentes techniques d'alimentations

5-Alimentation par guide d'ondes coplanaires :

Le plan de masse et la ligne d'alimentation se trouvent sur la même face du substrat. A cette partie est rajoutée un élément rayonnant imprimé sur un second substrat déposé au-dessus à hauteur des fentes rayonnantes. Le pavé rayonnant est alors excité par couplage électromagnétique [I.1].

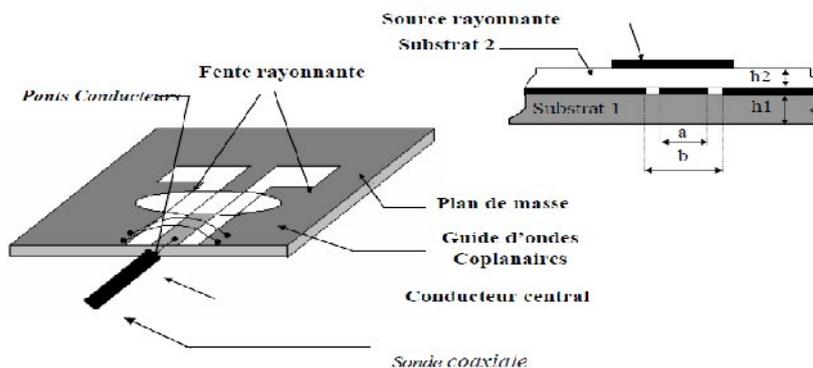


figure I.11 : Alimentation par guide d'ondes coplanaires

6-Alimentation par fibres optiques :

Ce type de liaison présente plusieurs avantages, comme une large bande passante, une forte liaison, une grande immunité au bruit, une taille et un poids réduits. Le concept est le suivant : une diode laser est modulée à l'aide d'une fibre optique. Sur le substrat de l'antenne une photodiode démodule le signal lumineux qui sera ensuite couplé à l'antenne imprimée par un circuit d'adaptation [I.7].

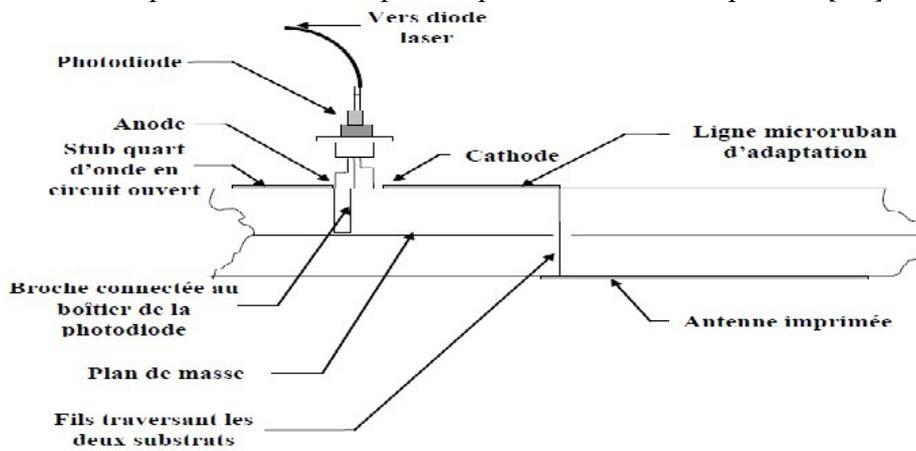


figure I.12: Alimentation par fibre optique

I.3- Caractéristiques des antennes imprimées :

Dans les communications sans fil, chaque application met en relief certaines caractéristiques des antennes. D'une manière générale, une antenne utilisée dans un type d'application ne peut pas l'être dans d'autres.

Une antenne peut être caractérisée par :

I.3.1- Représentation en quadripôles : [I.7]

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle (Figure I.4), défini par les paramètres S :

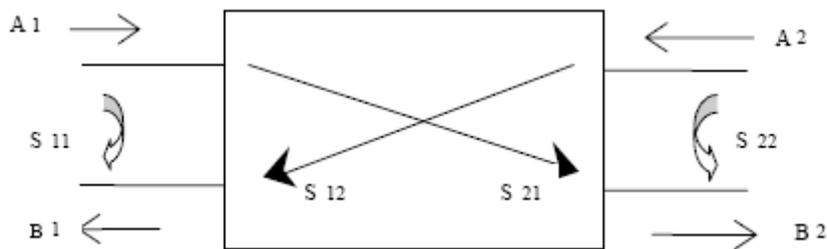


figure I.13 : Représentation en quadripôle

A_1, A_2, B_1, B_2 Sont des ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$\begin{aligned} B_1 &= S_{11} \cdot A_1 + S_{12} \cdot A_2 \\ B_2 &= S_{21} \cdot A_1 + S_{22} \cdot A_2 \end{aligned} \tag{I.4}$$

- Le coefficient S_{11} correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2 = 0$.
- Le coefficient S_{12} représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque $A_1 = 0$.
- Le coefficient S_{21} est le gain du quadripôle lorsque $A_2 = 0$.
- Le coefficient S_{22} est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1 = 0$.

I.3.2- Coefficient de réflexion : [I.6] [I.7]

La représentation du coefficient de réflexion S_{11} (ou Γ) en fonction de la fréquence permet de déterminer la fréquence de résonance de l'antenne pour des dimensions données.

$$\Gamma = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} = \frac{\text{onde réfléchiée}}{\text{onde incidente}} \quad (I.5)$$

$$S_{11}(dB) = 10 \log \left| \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \right| \quad (I.6)$$

Z_e : Impédance d'entrée de l'antenne

Z_c : Impédance caractéristique de la ligne qui alimente l'antenne ($Z_c = 50\Omega$).

Une antenne est un circuit résonnant et l'impédance est ramenée peut être égale à l'impédance caractéristique à cette fréquence de résonance.

Une antenne résonne si la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle (Pratiquement on prend le minimum de la partie imaginaire),

$$\Gamma \rightarrow 0 \Rightarrow \text{Re}\{Z_e\} \approx Z_c \quad (I.7)$$

Et dans laquelle la directivité de l'antenne est maximal, et le gain est plus élevé, c'est à dire le rayonnement est plus directif, et c'est la définition pour déterminer la fréquence de résonance.

I.3.3- Impédance d'entrée de l'antenne : [I.6] [I.16]

En ce qui concerne l'émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'antenne peut être représentée par un dipôle d'impédance d'entrée complexe $Z_e(f) = R_e(f) + jX_e(f)$ « chargeant » la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance interne $Z_s(f) = R_s(f) + jX_s(f)$. Précisons que f est la fréquence de résonance de l'antenne.

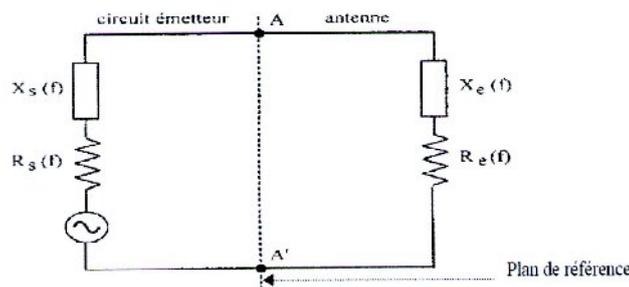


figure I.14 : schéma équivalent du dispositif à l'émission

D'une part, 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, etc.) et d'autre part, la partie imaginaire $X_e(f)$, d'interprétation plus délicate est liée à la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne et au déphasage.

I.3.4-Fréquence de résonance f_r : [I.6]

C'est la fréquence où l'antenne présente un minimum d'amplitude du coefficient de réflexion. Elle est donnée par cette relation :

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r} L + 2\Delta L} \quad (I.8)$$

Elle est en fonction de permittivité et les dimensions de l'antenne patch.

I.3.5-Bande passante : [I.6] [I.7]

La bande passante en pourcent est donnée par la relation suivante :

$$B(\%) = 100 \times \frac{f_s - f_i}{f_c} \quad (I.9)$$

f_s : la fréquence limite supérieur

f_i : La fréquence limite inférieure

f_c : La fréquence centrale d'utilisation pour laquelle l'antenne est conçue.

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

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{S-1}{Q\sqrt{S}} \quad (\text{I.10})$$

I.3.6-Taux d'onde stationnaire : [I.6] [I.7]

Il est donné par la relation suivante en fonction du coefficient de réflexion :

$$TOS = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (\text{I.11})$$

Le coefficient de réflexion en fonction du TOS :

$$|\Gamma| = \frac{TOS-1}{TOS+1} \quad (\text{I.12})$$

I.3.7- Directivité et gain : [I.2]

La directivité maximale est le produit par 4π du rapport puissance P_M rayonnée par unité d'angle solide dans la direction de rayonnement maximal, à la puissance totale rayonnée P_r .

La direction de rayonnement maximal est $\theta = \pi/2$, $\varphi = \pi/2$; la puissance P_M est :

$$P_M = -\frac{1}{2} \underline{E}_\varphi \underline{H}_\theta^* \cdot R^2 = \frac{1}{2} \frac{1}{120\pi} E_\varphi^2 \cdot R^2 \quad (\text{I.13})$$

Avec: $E_\varphi = 2 \frac{V_0}{R} \frac{w}{\lambda_0}$ (I.14)

$$P_M = \frac{1}{60\pi} V_0^2 \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2 \quad (\text{I.15})$$

La puissance totale rayonnée par une fente étant $\frac{1}{2} V_0^2 G$, la puissance totale rayonnée par l'élément imprimé est : $V_0^2 G$ où G est la conductance d'une fente.

La directivité de l'élément rectangulaire est donc :

$$D = 4\pi \frac{P_M}{P_r} = \frac{1}{15G} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2 \quad (\text{I.16})$$

Nous avons vu que $G = G_f + G_m$, si par une approximation au premier ordre, on néglige G_m devant G_f , nous avons :

$$D_f = \frac{1}{15G_f} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2 \quad (\text{I.17})$$

- Si $w/\lambda_0 \gg 1$, $D_f = \frac{1}{15} \frac{120\lambda_0}{w} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2 = 8 \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)$ (I.18)

- Si $w/\lambda_0 \ll 1$, $D_f = \frac{1}{15} 90 \left(\frac{\lambda_0}{w} \right)^2 \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2 = 6$ (I.19)

En tenant compte de G_m , la directivité D est donnée par :

$$D = \frac{1}{15(G_f + G_m)} \left(\frac{w}{\lambda_0} \right)^2 \quad (\text{I.20})$$

Ou :
$$D = \frac{D_f}{1 + g_{12}} \tag{I.21}$$

$g_{12} = \frac{G_m}{G_f}$ est appelée la conductance mutuelle normalisée.

Le gain est déduit de la directivité connaissant le rendement η de l'antenne $G_0 = \eta D$; Le gain augmente avec la hauteur h du substrat et si ϵ_r diminue.

I.3.8- Angle d'ouverture a - 3 dB : [I.2]

Les angles d'ouverture à - 3 dB, notés $2\theta_3$, sont calculés à partir des formules donnant les champs rayonnés dans les plans H et E . Moyennant quelques approximations et après calculs, Bahlet Bhartia Ont obtenu les formules :

$$(2\theta_3)_H = 2 \cos^{-1} \left(2 \left(1 + \frac{\pi w}{\lambda_0} \right) \right)^{-1/2} \tag{I.22}$$

$$(2\theta_3)_E = 2 \cos^{-1} \left(\frac{1}{7} (3k_0^2 L^2 + k_0^2 h^2) \right)^{-1/2} \tag{I.23}$$

I.4- Alimentation des éléments rayonnants pour polarisations orthogonales ou Circulaires :

I.4.1-Polarisations orthogonales: [I.2]

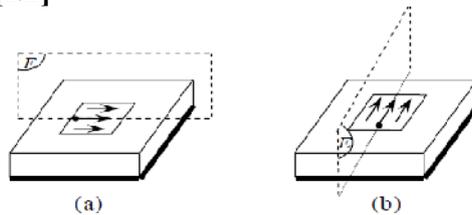


figure I.15: Orientation du plan E et des courants surfaciques sur l'élément rayonnant a. selon la position .b. du point d'excitation

Les courants surfaciques qui sont produits sur l'élément métallique sont dirigés selon l'axe de symétrie passant par le point d'excitation (**figure I.15.a et b**) : ils sont donc à polarisation uniforme et il en résulte que les champs E et H rayonnés pour une excitation donnée sont à polarisations rectilignes.

Si les excitations sont effectuées sur deux axes de symétrie orthogonaux, les courants et les champs produits sont à polarisations orthogonales, c'est-à-dire que le plan E lié à une excitation correspond au plan H de l'autre, et réciproquement

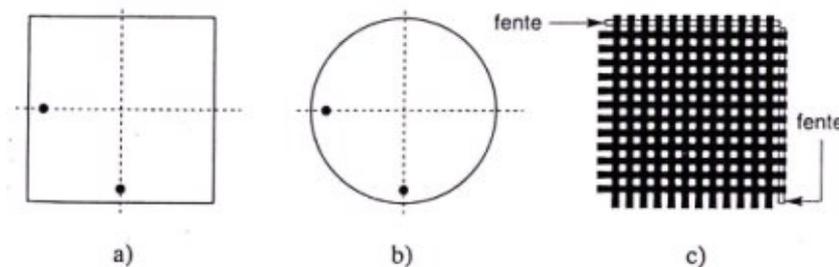


figure I.16 : excitation permettant d'obtenir des polarisations orthogonales pour un élément : a-carré, b-circulaire, c- à grilles orthogonales

Si ces excitations sont effectuées simultanément (**figure I.16.a et 16.b**) en des points homologues situés sur de axes de symétrie d'un élément rayonnant carré ou circulaire, le rayonnement de l'antenne se fera selon deux polarisations orthogonales.

Pour obtenir chacune des deux polarisations orthogonales avec une haute pureté de polarisation, de chercheurs du CENT et de l'université de Nice ont proposé se constituer les éléments métalliques carrés par deux grilles de barres orthogonales (**figure I.16.c**), chacune des grilles étant excitée de manière indépendante

par des fentes à couplage électromagnétique orthogonales. Dans ces conditions, le niveau de polarisation croisée est inférieur à -30dB sur une bande de 50% et de l'ordre de -40 dB sur une bande plus étroite (quelques pour-cent).

1.4.2-Polarisations circulaires: [I.2] [I.8]

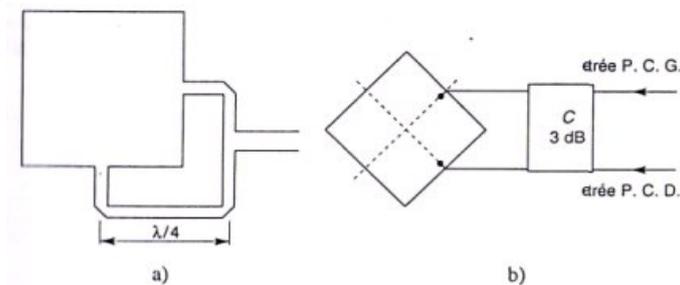


figure I.17 : création d'un déphasage de 90° entre les points d'alimentation : pour des lignes dont les longueurs diffèrent de $\lambda/4$ d'après Zurcher et Gardiol b- par un coupleur à 3dB

Pour avoir une polarisation circulaire, il faut que les deux excitations orthogonales dans l'espace soient, de plus, déphasées de 90° dans le temps. Ceci s'obtient soit en utilisant deux lignes d'alimentation dont les longueurs diffèrent de $\lambda/4$ (figure I.17.a), soit en alimentant les deux points d'excitation à partir d'un coupleur à 3dB (figure I.17.b) dont on sait qu'il fournit des ondes d'amplitudes identiques, mais déphasées de 90°. Pour un déphasage de + 90° la polarisation est circulaire droite (P.C.D), tandis qu'elle est circulaire gauche (P.C.G) pour un déphasage de - 90°

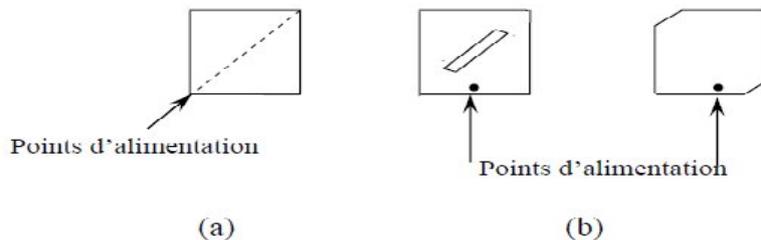


figure I.18: Point d'alimentation pour obtenir une polarisation circulaire avec un élément a. presque carré, b. carré avec une fente en diagonale, c. carré à coins tronqués.

Polarisation circulaire peut être aussi obtenue en alimentant un élément métallique rectangulaire, presque carré (figure I.18.a) à partir d'un point situé sur une diagonale, ou encore avec des éléments carrés alimentés en un seul point d'un de leurs axes de symétrie (figure I.18.b et I.18.c) si le carré est rendu asymétrique, par exemple par une petite fente découpée selon une diagonale du carré ou en tronquant deux coins opposés pour tous les cas représentés à la figure I.16, l'élément métallique entre en résonance du fait de sa faible asymétrie, sur deux modes orthogonaux excités à partir du seul point d'alimentation. En contrepartie de sa simplicité, cette méthode ne fournit la polarisation circulaire que dans une bande de fréquences très étroite et dans des conditions d'alimentation assez difficiles à maîtriser

1.5-Mécanisme de rayonnement: [I.16]

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique.

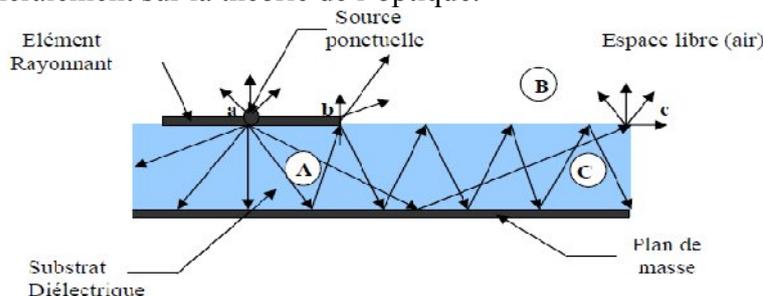


figure I.19: Mécanisme de rayonnement

L'élément rayonnant est en fait une multitude de sources ponctuelles similaires à celle qui se trouve au point a. ces sources isotropiques vont rayonnées dans toute les directions.

Une partie de celui-ci est réfléchié par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (point « b ») qui les diffracte et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse. On peut donc envisager trois régions :

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 (point « b »), le reste du champ demeure à l'intérieur du substrat et sera considéré comme perte dans le diélectrique. Nous obtenant ainsi une antenne dont le rendement en rayonnement est très limitée.

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 certain de ces rayons soit diffracté en atteignant le bord (Point « c ») 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 si, détériore la qualité du diagramme de rayonnement, particulièrement au niveau du lobe secondaire

I.6-Rayonnements d'un élément rectangulaire :

I.6.1-Principe du rayonnement de cet élément : [I.2] [I.4]

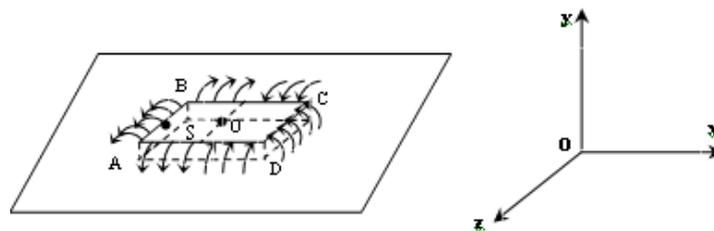


figure I.20 : Lignes de champ entre les bords d'un élément imprimé et le plan de masse

Un élément imprimé ABCD sur substrat de diélectrique et plan de masse rayonne comme les 4 fentes qui le délimitent :

- Fentes AB et DC parallèles à Oz .
- Fentes AD et BC parallèles à Ox .

Les lignes de champ électrique qui relient l'élément imprimé au plan de masse sont indiquées sur (figure I.20), pour un élément de longueur $\lambda_e/2$ alimenté en S à l'une de ses extrémités. Il en résulte que les fentes AB et DC, qui sont distantes de $\lambda_e/2$, présentent des lignes de champ en opposition de phase. Pour les fentes AD et BC, il y a un renversement de phase au passage par $x = 0$, si bien que, d'une moitié à l'autre de chacune de ces fentes, les lignes de champ sont en opposition de phase.

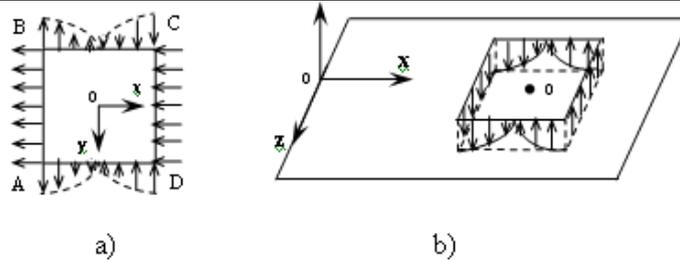


figure I.21 : Lignes de champ entourant un élément imprimé : a. composantes horizontales, b. composantes verticales.

Les (figures I.21.a et b) représentent les composantes horizontales et verticales de ces lignes de champ. Si l'on raisonne par rapport aux plans principaux xOy (plan E) et yOz (plan H), on voit bien que la contribution des fentes AD et BC est nulle puisqu'il y a toujours deux composantes situées en des points symétries par rapport à ces plans, qui sont en opposition de phase. Il est de même pour la contribution des composantes verticales des champs dans les fentes AB et DC . par contre, les composantes horizontales des champs dans ces fentes créent des rayonnements qui sont en phase dans le plan yOz et qui interfèrent dans le plan xOy .

Finalement, le rayonnement de l'élément imprimé étudié peut être modélisé par celui de deux fentes parallèles à Oz , distantes de L , de dimensions w selon Oz et h (égale à l'épaisseur du substrat). Ces deux fentes sont soumises à un champ \vec{E} uniforme, polarisé parallèlement à l'axe Ox .

I.6.2-Calcul du champ rayonné par une fente : [I.2]

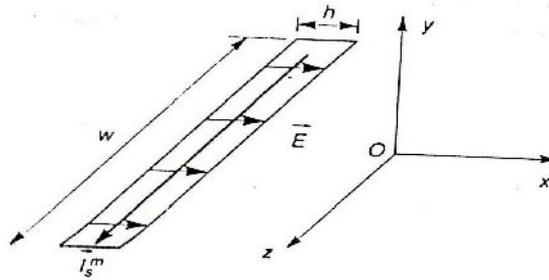


figure I.22 : Modélisation d'une fente excitée par un champ électrique à polarisation uniforme

La fente, excitée par un champ électrique à polarisation uniforme selon Ox , peut être modélisée par un courant surfacique de type magnétique dirigé selon Oz .

$$\vec{I}_s^m (V/m) = -\vec{n} \wedge \vec{E} = -\vec{y} \wedge E\vec{x} = E\vec{z} \tag{I.24}$$

Comme la largeur h de la fente est très faible devant λ et que \vec{E} est constant selon cette largeur, nous pouvons donc assimiler le rayonnement de la fente à celui d'un courant magnétique linéique dont l'intensité est : $\vec{I}^m (V) = \vec{I}_s^m h = Eh\vec{z} = V_0\vec{z}$

V_0 Représente la tension entre les deux côtés de la fente.

L'équivalence que nous venons d'établir est importante car nous connaissons le champ rayonné par un doublet électrique de longueur dz et nous pouvons en déduire, par le principe de dualité, le champ rayonné par un doublet magnétique de longueur dz . à partir de là, nous saurons calculer le champ rayonné par le courant magnétique $\vec{I}^m = V_0\vec{z}$ qui modélise la fente.

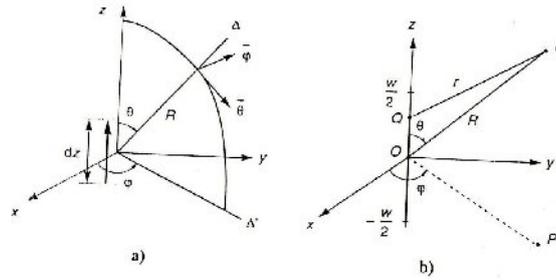


figure I.23 : a-coordonnées et composantes $(\vec{\theta}, \vec{\varphi})$ pour les champs \vec{E}_θ et \vec{H}_φ rayonnés par un doublet électrique, b- coordonnées et notations pour calculer le rayonnement d'un courant magnétique de longueur W

Le champ électromagnétique rayonné, en zone lointaine, par un doublet électrique de hauteur dz , parcouru par un courant constant I_0 (A) à deux composantes.

$$E_\theta = j \frac{120\pi}{2} \frac{1}{\lambda_0 R} I_0 dz \sin \theta e^{-jk_0 R} \quad (I.26)$$

$$\text{Avec : } K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (I.27)$$

$$H_\varphi = \frac{E_\theta}{120\pi} \quad (I.28)$$

$$\text{Ou : } 120\pi = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (I.29)$$

Le champ électromagnétique rayonné par un doublet magnétique parcouru par un courant V_0 (volts) a deux composantes qui sont déduites des deux précédentes par le principe de dualité :

$$H_\theta = j \frac{1}{2} \frac{1}{120\pi} \frac{1}{\lambda_0 R} V_0 dz \sin \theta e^{-jK_0 R} \quad (I.30)$$

$$E_\varphi = H_\theta \cdot 120\pi = j \frac{1}{2\lambda_0 R} V_0 dz \sin \theta e^{-jK_0 R} \quad (I.31)$$

Calculons maintenant le champ électrique rayonné par le courant magnétique $\vec{I}^m = V_0 \vec{z}$ de longueur W . prenons un point variable Q tel que $QP = r$:

$$E_\varphi = j \frac{V_0}{2\lambda_0} \int_{-W/2}^{-W/2} \sin \theta_Q \frac{e^{-jK_0 r}}{r} dz \quad (I.32)$$

Lorsque le point P est en zone lointaine de l'élément rayonnant, on peut considérer que $QP // OP$ et faire les approximations suivantes :

- Dans le terme de phase : $r = R - z \cos \theta$
- Dans le terme d'amplitude : $r = R$

Dans ces conditions :

$$E_\varphi = j \frac{V_0}{2\lambda_0} \sin \theta e^{-jK_0 R} \int_{-W/2}^{-W/2} e^{jK_0 z \cos \theta} dz \quad (I.33)$$

Le calcul de l'intégrale est classique :

$$I = \int_{-W/2}^{W/2} e^{jK_0 R Z \cos \theta} dZ = 2 \frac{\sin \left(\frac{K_0 W}{2} \cos \theta \right)}{K_0 \cos \theta} \quad (I.34)$$

On en déduit :

$$E_{\varphi} = j \frac{V_0}{2\pi R} \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi W}{\lambda_0} \cos \theta\right)}{\cos \theta} e^{-jK_0 R} \quad (I.35)$$

En réalité, compte tenu de la présence du plan de masse, le champ rayonné doit être multiple par deux, conformément au principe des images. Nous avons donc, en module :

$$E_{\varphi} = \frac{V_0}{\pi R} \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi W}{\lambda_0} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \quad (I.36)$$

1.6.3-Calcul du champ rayonné par l'élément rectangulaire : [I.2]

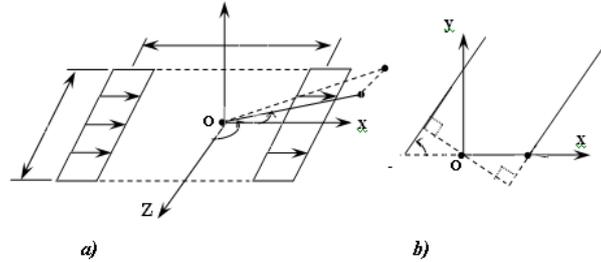


figure I.24 : Modèles équivalents utilisés pour calculer le rayonnement d'un élément rectangulaire. a).représentation dans l'espace, b).schéma dans le plan xOy .

Le rayonnement de cet élément est équivalent à celui des deux fentes représentées sur la **figure I.24.a**. Pour l'étudier, nous allons prendre l'origine des axes dans une position symétrique par rapport aux deux fentes.

- **Dans le plan H** (plan yOz correspondant à $\varphi = \pi/2$) :

Les champs rayonnés par les deux fentes s'additionnent en phase et le diagramme de rayonnement est le même que celui d'une seule fente.

Le champ rayonné est donc :

$$\vec{E} = 2 \frac{V_0}{\pi R} \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \vec{x} \quad (I.37)$$

- **Dans le plan E** (plan xOy correspondant à $\theta = \pi/2$) :

le champ rayonné par chacune des fentes doit être calculé d'après la relation

$$E_{\varphi} = \frac{V_0}{\pi R} \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \text{ pour } \theta = \frac{\pi}{2} \quad (I.38)$$

Pour faire ce calcul, nous devons mettre le dernier facteur sous la forme $\frac{\sin x}{x}$ avec $x = \frac{\pi w}{\lambda_0} \cos \theta$ afin

de pouvoir utiliser la propriété $\frac{\sin x}{x} \rightarrow 1$ quand $x \rightarrow 0$.

Dans ces conditions :

$$E_{\varphi}\left(\theta = \frac{\pi}{2}\right) = \frac{V_0}{R} \frac{w}{\lambda_0} \quad (I.39)$$

Pour calculer le champ rayonné par les deux fentes (*figure. I.24.b*), nous devons tenir compte de ce que la fente située à l'abscisse $x = -L/2$ rayonne avec un retard de phase $-\frac{2\pi}{\lambda_0} \frac{L}{2} \cos \varphi$ tandis que celle qui est située à l'abscisse $x = L/2$ rayonne avec une avance de phase $\frac{2\pi}{\lambda_0} \frac{L}{2} \cos \varphi$.

Le champ total rayonné est donc :

$$\vec{E}_\varphi = \frac{V_0 W}{\lambda_0 R} \left(e^{-i(\pi/\lambda_0)L \cos \varphi} + e^{j(\pi/\lambda_0)L \cos \varphi} \right) \vec{\varphi} \quad (I.40)$$

$$D'où : \vec{E}_\varphi = 2 \frac{V_0 W}{\lambda_0 R} \cos \left(\frac{\pi L}{\lambda_0} \cos \varphi \right) \vec{\varphi} \quad (I.41)$$

• **Dans le plan à $\varphi = cte$:**

Passant par l'axe Oz , le champ rayonné dans une direction $\Delta(\theta, \varphi)$ est donné, en module, par :

$$\vec{E}_\varphi = 2 \frac{V_0}{\pi R} \sin \theta \frac{\sin \left(\frac{\pi W}{\lambda_0} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \cos \left(\frac{\pi L}{\lambda_0} \sin \theta \cos \varphi \right) \vec{\varphi} \quad (I.42)$$

I.7-Choix de la technologie des antennes patches :

Actuellement, les antennes patches 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 [I.3] [I.7].

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 patches dans les applications de la communication mobile [I.3] [I.7].

• D'une façon générale, **les avantages** des antennes imprimées sont : [I.15] [I.17] [I.18]

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

• Cependant, elle présente **les inconvénients** suivants : [I.15] [I.17] [I.18]

1. Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométriques et physiques).
2. Généralement faible gain (6 dB).
3. La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.
4. Supportent uniquement des faibles puissances (quelques dizaines de watts).
5. Rayonnement parasite de l'alimentation.
6. Circuit d'alimentation parfois très complexe.

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

I.8-Applications des antennes imprimées : [I.1] [I.18]

Les demandes des antennes imprimées sont au loin très nombreuses, de l'électronique grand public aux systèmes technologiques de pointe. Les antennes imprimées sont utilisées dans :

1. La télémétrie des missiles.
2. Les contrôles et les commandes à distance.
3. Les radars.

4. Les Réseaux mobiles (GSM 900, DCS 1800, UMTS,...).
5. Réseaux sans fils : (WLAN, BLUETOOTH, WIFI, ...).
- 6 .Les communications spatiales (GPS).

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

Quelques domaines d'applications des antennes imprimées et leurs largeurs de bandes :

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

I.9-Conclusion :

La technologie microbande en générale, et les antennes patch en particulier connaissent un succès croissant aux prés des industriels et des professionnels de télécommunication, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant même la 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 dont aurait besoin tout ingénieur ou chercheur s'intéressant à ce type d'antenne.

On a cité quelques applications de ce type d'antennes, l'étude du fonctionnement d'une antenne imprimée, on s'est intéressé par la suite aux plus importantes techniques utilisées pour son alimentation, mécanisme de rayonnement ainsi qu'aux différentes caractéristiques de son rayonnement.

Bibliographie

- [I.1] www.techniques-ingenieur.fr/base.../antennes.../antennes-imprimées-e3310/
- [I.2] Paul F. Combes « Micro ondes 2.circuit passifs, propagation, antennes. Cours et exercice » Dunod, paris 1997.
- [I.3] Lotfi Djouane « Analyse rigoureuse d'une plaque microbande rectangulaire sur plan de masse avec ouverture rectangulaire par la méthode des moments et les dyades hybrides de Green » mémoire de magister en électronique de l'université de Batna.
- [I.4] Mouhouche Faiza « Analysis of small microstrip patch antennas for mobile communication » mémoire de magister en électronique de l'université de Boumerdes.
- [I.5] http://etd.ohiolink.edu/view.cgi?acc_num=ohiou1178633247
- [I.6] Barkat Ouarda « Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique » Thèse de doctorat de l'université Mentouri Constantine décembre 2009.
- [I.7] Abla Behloul « Contribution à l'étude des antennes microstrip supraconducteur de forme triangulaire » mémoire de magister en électronique de l'université Mentouri Constantine Avril 2010.
- [I.8] « Antenna theory analysis and design » third edition .Constantine, A Balanis ajohn wiley a sons.ING.bublication.
- [I.9] Vivekananda Lanka Subramanian « Pattern analysis of the rectangular microstrip patch antenna » final master degree thesis 30 ECTS, thesis No.: 4/2009 MSc. electrical engineering – communication & signal processing January 2009.
- [I.10] membres.multimania.fr/aliouneba/pdf/partie2.pdf
- [I.11] Paul F. Combes « Micro ondes 1 .lignes, guides et cavités, cours et exercices » Dunod, paris 1997.
- [I.12] Chouti Leila « Contribution à l'étude d'antennes imprimés rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage » Mémoire pour obtenir le diplôme de magister janvier 2009, université Mentouri-Constantine.
- [I.13] Hafedh ben Ibrahim Gaha « Analyse et conception des antennes fractales applications à la télécommunication large bande » Thèse de doctorat juillet 2007.
- [I.14] Addaci Rafik « Evaluation de la fréquence de résonance complexe et de la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire par la méthode neurospectrale » mémoire pour l'obtention du diplôme de magister en électronique 16/10/2006, Université de Constantine.
- [I.15] Hatem Rmili « Étude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHz » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Bordeaux I, novembre 2004.
- [I.16] Abdellatif Hafiane « Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique » Mémoire pour le grade de docteur de l'université de Marne la Vallée. Mars 2003
- [I.17] David Bidou « Contribution à l'étude d'antenne Fort Gain .Application Dans Le Domaine Millimétrique » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de l'Imoges Mai 2003.
- [I.18] Jerome Colinas « Etude et amélioration des performances d'une méthode de mesure en champ proche : la méthode des courants magnétiques équivalents » Mémoire présenté en vue de l'obtention du maîtrise et sciences appliquées (M-Sc-A) Août 2001, université de Montréal.

CHAPITRE II

Méthodes d'Analyse des Antennes Imprimées

II.1-Introduction :

Etant donné la complexité de la modélisation des antennes imprimées et la grande variété des formes de l'élément rayonnant (rectangulaire, circulaire, triangulaire...etc.), plusieurs méthodes basées sur des modèles approchés ont été mises au point.

Les antennes en technologie micro ruban ont généralement un rayonnement bidimensionnel sur un substrat diélectrique et peuvent donc être classées comme composants planaires. Les objectifs de l'analyse d'antenne sont de prévoir les caractéristiques de rayonnement telles que des modèles de rayonnement, le gain, et la polarisation aussi bien que des caractéristiques des champs proches, telles que l'impédance d'entrée, la largeur de bande, le couplage, et l'efficacité de l'antenne.

La présence de l'inhomogénéité diélectrique rend l'analyse des antennes micro ruban plus complexe. De plus, les conditions de frontière non homogènes, les caractéristiques étroites de bande de fréquence, la grande variété d'alimentation et de la forme des plaques compliquées donne l'avantage à ce type d'analyse. Parmi les méthodes analytiques principales: le modèle de ligne de transmission et le modèle de cavité ont été utilisés. Ces méthodes maintiennent la simplicité. Les modèles analytiques emploient des suppositions simplifiées, mais ils offrent généralement des solutions simples.

II.2- Différentes Méthodes d'analyse :

Deux types de méthodes permettent d'analyser les antennes imprimées [II.1]:

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

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

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

II.2.1- Méthodes analytiques : [II.1]

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

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

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

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

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

II.2.1.1-Modèle de la ligne de transmission :

1-Introduction :

L'antenne est considérée comme une ligne de transmission dont les deux extrémités sont des ouvertures (fentes) rayonnantes (**figure II.1**), ce modèle est complété en tenant compte des pertes dans le diélectrique, dans les conducteurs et du couplage entre les deux ouvertures [II.1] [II.2] [II.3].

Pour arriver au modèle final, il faut tenir compte de certains phénomènes tels que [II.2]:

- L'alimentation.
- Le rayonnement.
- La permittivité effective du substrat.
- Les pertes diélectriques et de conductions.
- Les dimensions effectives de l'élément.

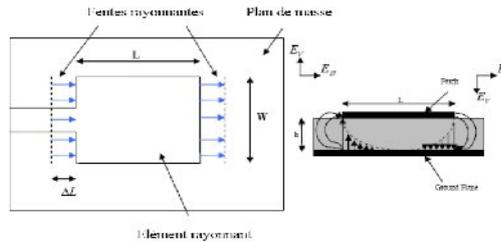


figure II.1 : Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées

2- Modèle et caractéristiques :

Dans une première étape l'élément rayonnant est modélisé par une ligne de transmission de longueur L chargée à ses deux extrémités par une admittance qui caractérise les discontinuités dues aux bords de l'élément (**figure II.2**) [II.1] [II.2].

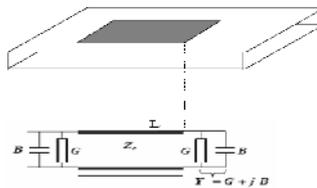


figure II.2 : schéma équivalent de l'antenne

- **Le rayonnement** : est le facteur le plus important .il est modéliser par grandeurs G et B, obtenues à partir des formules suivantes [II.2] [II.4] [II.5]:

$$G = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (K_0 h)^2 \right] \tag{II .1}$$

$$B = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - 0.636 \ln(K_0 h) \right] \quad \text{Pour } \frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{1}{10} \tag{II .2}$$

Où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide.

et $K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$: le nombre d'onde.

W : la largeur de l'élément rayonnant.

- **L'alimentation** : l'excitation est ramenée a l'antenne par une sonde coaxial, les mesures de l'impédance s'effectuent au niveau de la sonde [II.2].
- **Permittivité effective** : du fait que la propagation se fait a la fois dans le diélectrique et dans l'air on introduit une constante diélectrique effective ϵ_e relative à la discontinuité a l'interface air-diélectrique.

Pour $W \gg h$ ϵ_e : est donnée par **James-Hall** [II.2] [II.6] :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-0.5} - \frac{(\varepsilon_r - 1) \frac{t}{h}}{4.6 \sqrt{\frac{W}{h}}} \quad (\text{II.3})$$

ε_e : Permittivité effective.

ε_r : Permittivité relative.

h: la hauteur du substrat.

W : La largeur du substrat.

t : l'épaisseur de l'élément rayonnant

Ou, par **Hammer stade** [II.1] [II.2] [II.4] [II.5] [II.7] [II.8]:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-0.5} \quad (\text{II.4})$$

Ainsi, les champs rayonnés par l'antenne micro ruban modélisée par le modèle de la ligne de transmission sont définis par les relations [II.2]:

➤ *Plan E* :

$$E_\phi = j \frac{hWK_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left[\cos\theta \frac{\sin \frac{K_0 W}{2} \sin\theta}{\frac{K_0 W}{2} \sin\theta} \right] \quad (\text{II.5})$$

➤ *Plan H* :

$$E_\phi = 2j \frac{hWK_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \left[\cos\theta \frac{\sin\left(\frac{K_0 W}{2} \sin\theta\right)}{\frac{K_0 W}{2} \sin\theta} \right] \cos\left(\frac{K_0 L_e}{2} \sin\theta\right) \quad (\text{II.6})$$

➤ **Phénomène de dispersion** : pour les fréquences élevées, la permittivité du diélectrique varie avec la fréquence. Cette variation est donnée par [II.2] [II.6]:

$$\varepsilon_e(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_e}{1 + G \left(\frac{f}{f_p}\right)} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Avec : } f_p = \frac{Z_c}{2\mu_0 h} \quad (\text{II.8})$$

Z_c : Impédance caractéristique.

G : facteur empirique.

La figure ci-dessous donne la variation de ε_e en fonction de la fréquence :

$$\text{Avec : } \varepsilon_e(f) = \begin{cases} \varepsilon_e & \text{quand } f \rightarrow 0 \\ \varepsilon_r & \text{quand } f \rightarrow \infty \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

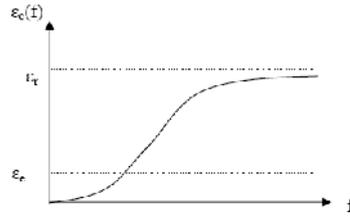


figure II.3: variation de ϵ_e en fonction de la fréquence

- **Pertes** : Les signaux qui se propagent sur une ligne micro ruban connaissent une atténuation causée par la conductivité finie du conducteur et du plan de masse, et par les pertes dans le diélectrique. Cette atténuation est exprimée par le coefficient d'atténuation qui à deux composantes, l'une correspondant aux pertes dans le conducteur α_c , et l'autre correspondant aux pertes dans le diélectrique α_d . Les expressions pour ces coefficients sont [II.6]:

$$\alpha_d = 27.3 \cdot \frac{f}{c} \operatorname{tg} \delta \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_e(f)}} \left(\frac{\epsilon_e(f) - 1}{\epsilon_r - 1} \right) \quad (\text{II.10})$$

$\operatorname{tg} \delta$: tangente de perte.

Pour $W/h \geq 1$:

$$\alpha_c = 1.38 \cdot \frac{R_s}{Z_c \cdot h} \left[\frac{32 - W_e/h}{32 + W_e/h} \right]^2 \left[1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot W}{t} \right) \right] \right] \quad (\text{II.11})$$

$$\text{Avec : } R_s = \sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu_0}{\sigma}} \quad (\text{II.12})$$

σ : La conductivité des conducteurs.

W_e : La largeur effective donnée par [II.5]:

$$W_e = W + \frac{1.25 \cdot t}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{2 \cdot h}{t} \right) \right) \quad \text{pour : } W/h \geq 1/2\pi \quad (\text{II.13})$$

$$W_e = W + \frac{1.25 \cdot t}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot W}{t} \right) \right) \quad \text{pour : } W/h \leq 1/2\pi \quad (\text{II.14})$$

- **Longueur effective** [II.2] [II.4] [II.8] [II.9]:

$$L_e = L + 2\Delta L \quad (\text{II.15})$$

Les deux extrémités de l'élément se comportent comme des continuités de type circuit ouvert équivalent à deux capacités, chaque capacité peut être remplacée par une extension équivalente ΔL

- Selon **Lier** [II.1] [II.2] [II.7] [II.10]:

$$\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_e + 0.3) \cdot (W/h + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258) \cdot (W/h + 0.8)} \quad (\text{II.16})$$

-Selon **Garg** [II.2] [II.11]:

$$\Delta L = \frac{h}{2 \cdot \pi} \left(\frac{W/h + 0.366}{W/h + 0.556} \right) \left(0.28 + \frac{\epsilon + 1}{\epsilon_r} \left(0.274 + \ln \left(\frac{W}{h} + 20518 \right) \right) \right) \quad (\text{II.17})$$

Le modèle final de l'antenne est représenté par la **figure (II. 4)**

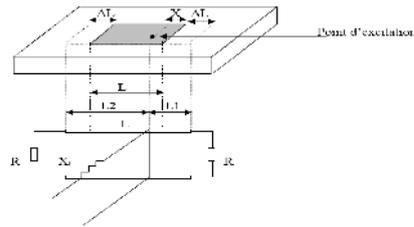


figure II.4 : schéma équivalent final de l'antenne

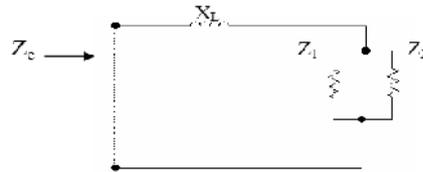
3- calcul de l'impédance d'entrée :

Le modèle de l'antenne est une ligne de transmission chargé à ces deux extrémités par une résistance de rayonnement R, cette ligne est caractérisée par son impédance Z_c et ses pertes diélectriques et métalliques.

L'impédance caractéristique est donnée par [II.2] [II.4] [II.5]:

$$Z_c = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \cdot \left(\frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} \quad (II .18)$$

L'impédance d'entrée est calculée en ramenant les deux résistances R au niveau du plan de la sonde d'une distance L1 et L2. Le schéma équivalent devient [II.2]:



Z_i : L'impédance ramenée au niveau de la sonde

$$Z_i = \frac{Z_c (R + Z_c \text{th}(\delta \cdot L_i))}{Z_c + R \text{th}(\delta \cdot L_i)} \quad (II .19)$$

Avec : $\delta = \alpha + j\beta$: Constante de propagation.

$\alpha = \alpha_d + \alpha_c$: Coefficient d'affaiblissement.

$\beta = k = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} \sqrt{\epsilon_e(f)}$: Nombre d'onde.

On pose :

$$y_i = \frac{Z_c}{Z_i} = \frac{1 + z \text{th}((\alpha + j\beta) \cdot L_i)}{z + \text{th}((\alpha + j\beta) \cdot L_i)} \quad (II .20)$$

$y_e = y_1 + y_2$

On a donc :

$$\text{Re}(y_e) = \sum_{i=1}^2 \frac{(1 + z \text{th} \alpha \cdot L_i)(z + \text{th} \alpha \cdot L_i)(1 + (\text{tg} \beta \cdot L_i)^2)}{(z + \text{th} \alpha \cdot L_i)^2 + (\text{tg} \beta \cdot L_i)^2 \cdot (1 + z \text{th} \alpha \cdot L_i)^2} = R_y \quad (II .21)$$

$$\text{Im}(y_e) = \frac{\text{tg} \beta \cdot L_i \cdot ((z + \text{th} \alpha \cdot L_i)^2 - (1 + z \text{th} \alpha \cdot L_i)^2)}{(z + \text{th} \alpha \cdot L_i) + (\text{tg} \beta \cdot L_i)^2 \cdot (1 + z \text{th} \alpha \cdot L_i)^2} = I_y \quad (II .22)$$

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l} z = \frac{R}{Z_c} \\ L_1 = x + \Delta L \\ L_2 = L + 2\Delta L - L_1 \end{array} \right. \quad (\text{II .23})$$

L'impédance d'entrée est donné par :

$$Z_e = \left[\frac{R_y \cdot Z_0}{R_y^2 + I_y^2} + j \left(X_L - \frac{I_y \cdot Z_0}{R_y^2 + I_y^2} \right) \right] \quad (\text{II .24})$$

4- Calcul de la fréquence de résonance: [II.2]

La fréquence de résonance est définie comme étant celle pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximal. Pour trouver la fréquence de résonance on cherche le MAX($R_e(Z_e)$)

II.2.1.2-Modèle de cavité :

Dans l'analyse des antennes imprimées par le modèle de la cavité, l'antenne est modélisée par une cavité résonnante, dans laquelle on est capable de mettre en évidence les modes résonnants qui peuvent s'installer. La nature des modes dépend de la forme du patch [II.12] [II.13] [II.14]. Chaque mode conduit à une distribution de courant sur le patch, et le diagramme de rayonnement peut être calculé en faisant rayonner ces courants. La nature des modes dépend de la forme du patch. Nous allons développer un modèle pour un patch rectangulaire [II.13] [II.28]

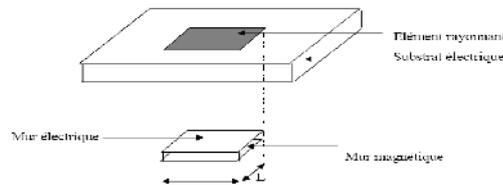


figure II.5: Modèle de la cavité.

Les champs qui se trouvent à l'intérieur du substrat diélectrique sont ceux qui se trouvent dans une cavité limitée par deux murs électriques horizontaux et quatre murs magnétiques latéraux [II.12] [II.16] [II.11] [II.28].

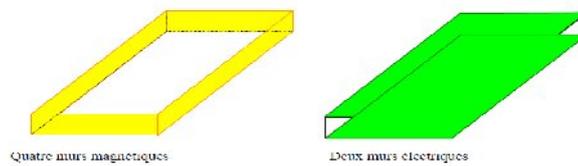


figure II.6 : Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité

Afin de permettre une mise en équation des modes stationnaires, la cavité est placée dans un repère (o, x, y, z) et présente les dimensions suivantes : a suivant l'axe des x, b suivant l'axe des y, h suivant l'axe des z [II.15] [II.28].

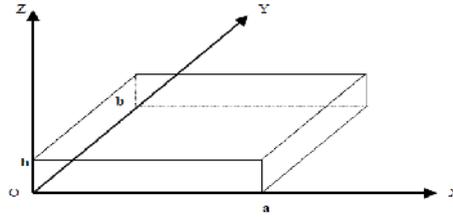


figure II.7 : Représentation de la cavité dans un repère (O, x, y, z)

Les hypothèses qui vont être utilisées pour déterminer les modes qui s'installent dans cette cavité sont les suivantes [II.13] [II.28].

- Les murs magnétiques dans les plans $y = 0, y = b, x = 0, x = a$ sont idéaux
- La hauteur h du patch au-dessus du plan de masse est très inférieure λ correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne

Nous désignerons le champ électrique interne à la cavité porté par la direction OZ par : [II.15] [II.16] [II.17] [II.28]. (Voir Annexe -A.1-)

$$E_z(x, y) = A \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \tag{II.25}$$

Les composantes de champ magnétiques s'obtiennent [II.15] [II.28]:

$$B_x(x, y) = A \frac{n\pi}{j\omega b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \tag{II.26}$$

$$B_y(x, y) = -A \frac{m\pi}{j\omega a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \tag{II.27}$$

La fréquence de fonctionnement de l'antenne [II.15] [II.17] [II.28] (voir Annexe -A.1-):

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \tag{II.28}$$

Nous proposons de donner une représentation de ces éléments dans le cas du mode fondamental (1, 0, 0) En remplaçant les valeurs de $m = 1$ et $n = 0$ dans l'expression des champs (II.25) (II.26) (II.27), et en choisissant arbitrairement la constante $A = 1$, on obtient :

$$E_z(x, y) = \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) \tag{II.29}$$

$$H_x(x, y) = 0 \tag{II.30}$$

$$H_y(x, y) = j \frac{\pi}{\omega a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \tag{II.31}$$

Les courants à la surface du patch sont donnés [II.13] [II.28]:

$$\vec{J}(x, y) = j \frac{\pi}{\omega \mu a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \vec{U}_x \tag{II.32}$$

❖ **Calcul du champ rayonné :**

Il existe plusieurs manières de faire un calcul analytique du champ rayonné dans la zone de rayonnement lointain. Nous allons présenter dans cet partie deux méthodes, une très simple, mais valide uniquement lorsque la permittivité relative du diélectrique est égale à 1 (le diélectrique est assimilé à l'air), une autre un peu plus complexe, mais applicable avec n'importe quelle permittivité relative [II.13] [II.28].

✚ **Rayonnement des courants électriques ($\epsilon_r = 1$) :**

Le modèle de la cavité a permis de déterminer l'expression des courants électriques qui prennent naissance sur le patch

Dans un premier temps, nous calculons le champ lointain rayonné en espace libre au point P repéré par ses coordonnées sphériques (r, θ, φ) [II.13] [II.17] [II.28].

$$\vec{E}(p) = \frac{jk}{4\pi} \eta \psi(R) \iint_S \left\{ (\vec{J}(x,y) \wedge \vec{U}) \wedge \vec{U} \right\} e^{j\vec{K} \cdot \vec{OM}} \cdot ds \tag{II.33}$$

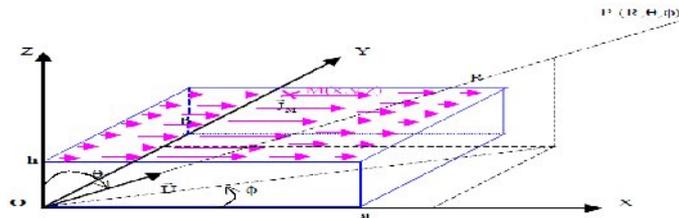
S: représente la surface du patch sur laquelle on trouve les courants

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi (\Omega) : \text{est l'impédance d'onde du vide}$$

$$\psi(R) = e^{-jKR/R} \tag{II.34}$$

\vec{U} : est un vecteur unitaire dans la direction de propagation

$\vec{K} = K\vec{U}$: est le vecteur d'onde



figureII.8 : Représentation du référentiel et des coordonnées pour le calcul du champ lointain rayonné par les courants.

Le champ total rayonné par l'antenne sur son plan de masse (voir Annexe -A .2-):

$$\vec{E}(p)_{total} = C \frac{\sin(kh \cos\theta)}{2j} \frac{e^{jVb} - 1}{jV} \frac{k(e^{jWa} + 1)}{k^2 - W^2} \left(-\cos\theta \cos\phi \vec{U}_\theta + \sin\phi \vec{U}_\phi \right) \tag{II.35}$$

On représente souvent le diagramme de rayonnement dans deux plans principaux pour lesquels la polarisation de l'onde est parfaitement déterminée.

a) Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\phi = 0$) :

On a: $\phi = 0 \Rightarrow V = 0$ et $W = k \sin\theta$: d'où l'expression simplifiée du champ rayonné dans le plan E, dans laquelle la constante C a été modifiée pour prendre en compte tous les termes constants qui sont apparus :

$$\vec{E}(P)_{planE} = c \sin(kh \cos \theta) \frac{(e^{jka \sin \theta} + 1)}{(\cos \theta)^2} (\cos \theta \vec{U}_\theta) \quad (II .36)$$

Le diagramme de rayonnement prend donc une expression particulièrement simple dans ce cas particulier

$$E(\theta) = \left| \cos \left(\frac{\pi \sin \theta}{2} \right) \right| \quad (II .37)$$

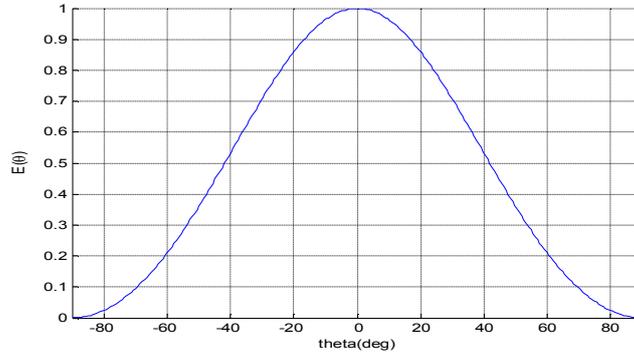


figure II.9 : Diagramme de rayonnement dans le plan E en champ

$$E_{dB}(\theta) = 10 * LOG \left\{ \left| \cos \left(\frac{\pi \sin \theta}{2} \right) \right|^2 \right\} \quad (II .38)$$

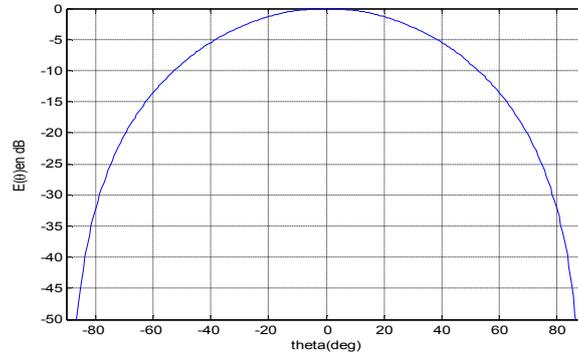


figure II.10 : Diagramme de rayonnement dans le plan E en puissance

On peut noter que, sur le mode fondamental, le diagramme de rayonnement dans le plan E est indépendant de la dimension a.

b) Diagramme de rayonnement dans le plan H $\left(\phi = \frac{\pi}{2} \right)$:

On a: $\phi = \frac{\pi}{2} \Rightarrow V = K \sin \theta$ et $W = 0$: d'où l'expression simplifiée du champ rayonné dans le plan H, dans laquelle la constante C a été modifiée une nouvelle fois pour prendre en compte tous les termes constants qui sont apparus :

$$\vec{E}(P)_{planH} = C \sin(kh \cos \theta) \frac{e^{jkb \sin \theta} - 1}{\sin \theta} (\vec{U}_\phi) \quad (II .39)$$

On en déduit l'expression du diagramme de rayonnement en champ :

$$E(\theta) = \left| \cos \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi \sin \theta b}{2a}\right)}{\frac{\pi \sin \theta b}{2a}} \right| \tag{II.40}$$

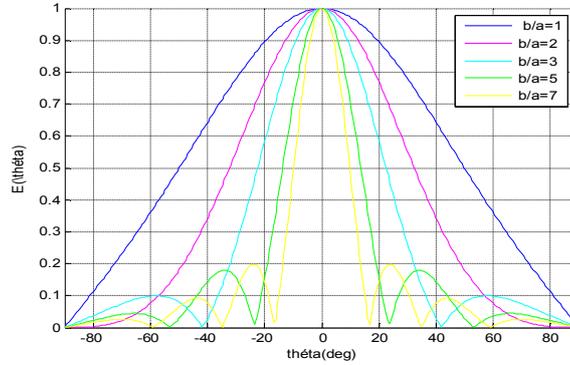


figure II.11: Diagramme de rayonnement dans le plan H en champ

$$E_{dB}(\theta) = 10 * LOG \left\{ \left[\cos \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi \sin \theta b}{2a}\right)}{\frac{\pi \sin \theta b}{2a}} \right]^2 \right\} \tag{II.41}$$

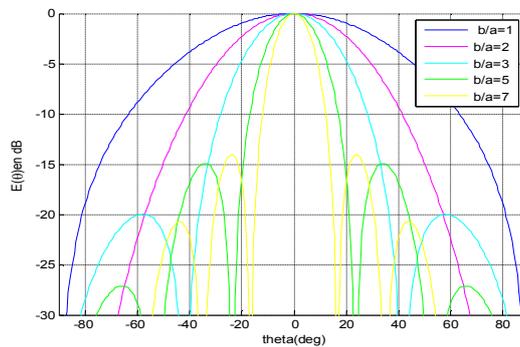


figure II.12 : Diagramme de rayonnement dans le plan H en puissance

Contrairement au plan E, le diagramme de rayonnement dans le plan H sur le mode fondamental dépend de la dimension b, ou plus précisément du rapport b/a : plus cette dimension est grande, plus le diagramme est directif. Au-delà de b = 2a, il y a apparition de lobes secondaires.

📌 Rayonnement par application du théorème d'équivalence : [II.8] [II.28]

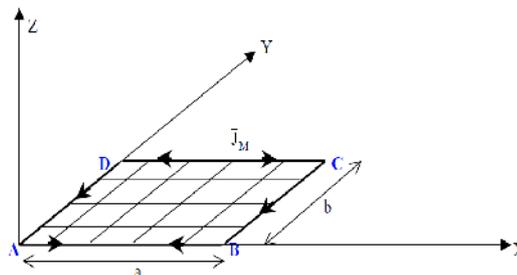


figure II.13 : Courants magnétiques équivalents qui entourent le patch rectangulaire

En posant $AB = DC = a$ et $AD = BC = b$

-sur la portion AB: $\vec{J}_M = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \vec{U}_x$ (II .42)

- Sur la portion BC : $\vec{J}_M = -E_0 \vec{U}_y$ (II .43)

- Sur la portion DC : $\vec{J}_M = -E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \vec{U}_x$ (II .44)

- Sur la portion AD : $\vec{J}_M = -E_0 \vec{U}_y$ (II .45)

Le calcul du champ rayonné va s'effectuer à l'aide de l'intégrale de rayonnement généralisée au courant magnétique :

$$\vec{E}(p) = \frac{jK}{4\pi} \eta \psi(r) \int_I \left\{ \vec{J}_M \wedge \vec{U} \right\} e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} dI = C \int_I \left\{ \vec{JM} \wedge \vec{U} \right\} e^{j\vec{k}} \quad (II .46)$$

$$e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} = e^{j(Wx + Vy)} \quad (II .47)$$

Enfin, le champ total rayonné s'obtient en sommant toutes les contributions on obtient (*voir Annexe-A.3-*)

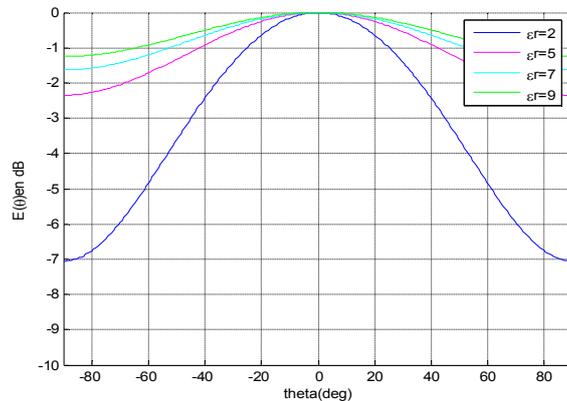
$$\vec{E}(p) = \left\{ b \cos\left(\frac{Wa}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{Vb}{2}\right)}{\frac{Vb}{2}} \cos\phi + W \sin\left(\frac{Vb}{2}\right) \frac{\cos\left(\frac{Wa}{2}\right)}{W^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \sin\phi \right\} \vec{U}_\theta + \left\{ -b \cos\left(\frac{Wa}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{Vb}{2}\right)}{\frac{Vb}{2}} \sin\phi + W \sin\left(\frac{Vb}{2}\right) \frac{\cos\left(\frac{Wa}{2}\right)}{W^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \cos\phi \right\} \cos\theta \vec{U}_\phi \quad (II .48)$$

a) Le diagramme de rayonnement dans le plan E :

$$E(\theta) = \left| \cos\left(\frac{\pi \sin \theta}{2\sqrt{\epsilon_r}}\right) \right| \quad (II .49)$$

$$E_{dB}(\theta) = 20 * LOG \left\{ \left| \cos\left(\frac{\pi \sin \theta}{2\sqrt{\epsilon_r}}\right) \right| \right\} \quad (II .50)$$

L'évolution des diagrammes de rayonnement lorsque ϵ_r varie



figureII.14 : diagrammes de rayonnement en puissance avec une variation de ϵ_r dans le plan E

Plus la permittivité est élevée, plus la dimension de l'antenne est petite en terme de longueur d'onde, et plus le diagramme de rayonnement est large. Jusqu'à obtenir un diagramme quasi omni directionnel pour de fortes valeurs de ϵ_r ,

b) Le diagramme de rayonnement dans le plan H:

L'expression générale du diagramme de rayonnement dans le plan H, en fonction du rapport des dimensions du patch b/a :

$$E(\theta) = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi \sin \theta b}{2\sqrt{\epsilon_r} a}\right)}{\frac{\pi \sin \theta b}{2\sqrt{\epsilon_r} a}} \cos \theta \right| \tag{II .51}$$

$$E_{dB}(\theta) = 20 * LOG \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi \sin \theta b}{2\sqrt{\epsilon_r} a}\right)}{\frac{\pi \sin \theta b}{2\sqrt{\epsilon_r} a}} \cos \theta \right| \tag{II .52}$$

Les figures suivantes représentent l'évolution des digrammes, paramétrée par le rapport b/a , et par la permittivité relative ϵ_r ,

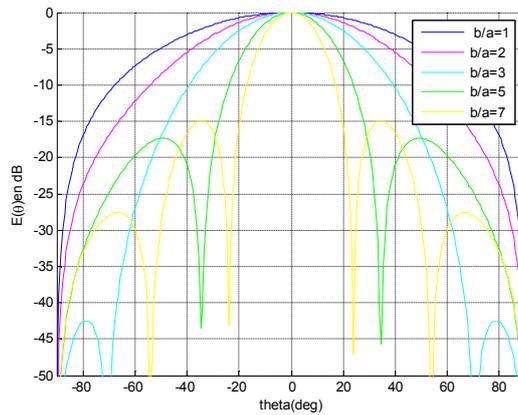


figure II.15 : Le diagramme de rayonnement dans le plan H avec variation de b/a lorsque $\epsilon_r = 2$

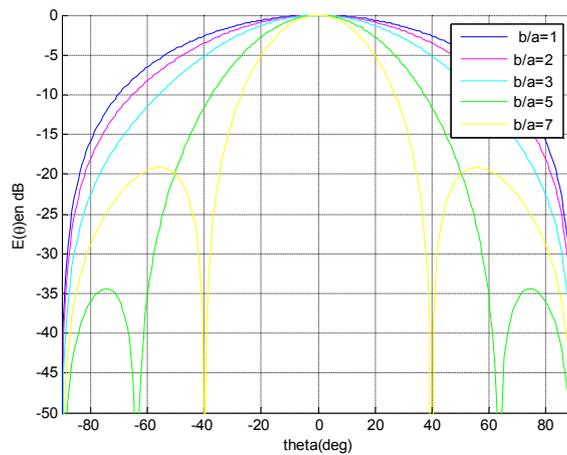


figure II.16 : Le diagramme de rayonnement dans le plan H avec variation de b/a lorsque $\epsilon_r = 5$

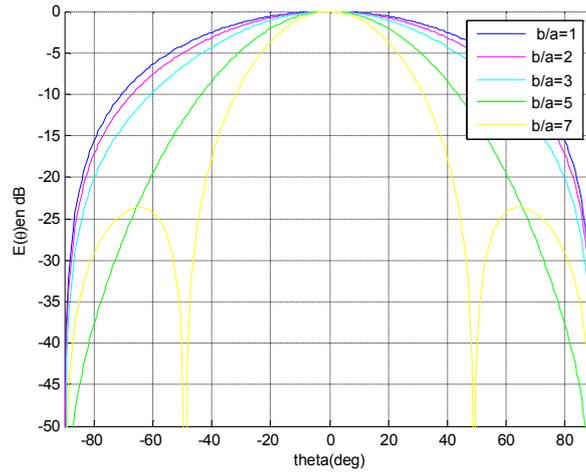


figure II.17 : Le diagramme de rayonnement dans le plan H avec variation de b/a lorsque $\epsilon_r = 7$

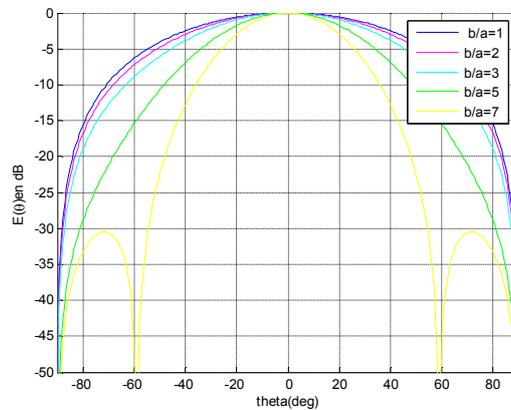


figure II.18 : Le diagramme de rayonnement dans le plan H avec variation de b/a lorsque $\epsilon_r = 9$

Pour une valeur de permittivité donnée, plus le rapport b/a n'augmente, le diagramme de rayonnement est plus directif. Au-delà qu'il y a apparition de lobes secondaires. Et aussi plus la valeur de permittivité augmente, le diagramme de rayonnement est large jusqu'au obtenir un diagramme quasi omnidirectionnel et les lobes secondaires est diminués aussi.

II.2.1.3-Comparaison des deux modèles analytiques :

Nous avons abordé les deux principaux modèles analytiques des antennes microruban, à savoir le modèle de ligne de transmission et le modèle de cavité. La comparaison des deux modèles est donnée au tableau suivant [II.2]:

Application	Modèle de ligne de transmission	Modèle de cavité
Forme des plaques analysées	Rectangulaire seulement	formes régulières
Épaisseur du substrat	mince	épais
Application au réseau	oui	non

Tableau II.1: Comparaison des deux modèles analytiques

II.2.2- Méthodes numériques exactes (full-wave) :

Il existe principalement quatre familles de méthodes numériques pour analyser les antennes imprimées. Elles sont issues des méthodes utilisées en électromagnétisme : [II.18] [II.19] [II.20]

- la méthode des moments (MoM).
- la méthode des éléments finis (FEM).
- la méthode des différences finies (FDTD).
- la méthode de la matrice des lignes de transmissions (TLM).

Ces méthodes permettent d'obtenir des résultats très précis au détriment de temps de calculs longs car il s'agit de discrétiser le volume ou la surface à analyser mais aussi le temps selon la méthode utilisée, ce qui conduit à un très grand nombre d'inconnues. Les temps de calculs peuvent cependant être réduits si l'on possède une puissance de calcul conséquente [II.1].

II.2.2.1--méthode des moments :

C'est une méthode d'analyse basée sur la résolution des équations intégrales des courants.

Dans le domaine cartésien, l'élément rayonnant est découpé en cellules rectangulaire supportant chacune un courant de forme triangulaire (méthode **MPIE**: "**M**ixed **P**otential **I**ntegral **E**quation"). Cette discrétisation permet de modéliser des formes complexes, à angle droit (dipôle replié, crois, encoche,...) [II.21].

Dans le domaine spectral, les fonctions inconnues sont développées sur un ensemble de fonctions de base généralement globales. Cela permet d'obtenir un grand nombre d'équations algébriques que l'on peut intégrer numériquement. Elles permettent d'arriver rapidement au résultat mais nécessitent une étude numérique délicate (choix automatique des fonctions, intégrations,...) [II.21].

Une des méthodes, qui fournit l'analyse full-wave des antennes microbandes, est méthode de moments (method of Moments, MOM). Dans cette méthode, les courants de surface sont employés pour modéliser le patch et les courants de polarisation de volume sont employés pour modéliser les champs dans le substrat diélectrique. Il a été montré par **Newman** [II.19] [II.3] et **Ulyathan** où une équation intégrale est obtenue pour ces courants inconnus et l'usage de la méthode de moments, cette équation intégrale est convertie en équations matricielle, ce qui peut alors être résolu par des diverses techniques algébriques pour fournir le résultat.

Une vue générale de la méthode des moments décrite par **Harrington** [II.21] [II.22] et **Balanis** est donnée ci-dessous [II.3]. La méthode des moments est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur [II.22].

Elle est basée sur le critère de nullité d'une fonctionnelle constituée à partir d'une intégrale des résidus, générée par la différence entre la solution approximative (fonction d'essai) et la solution exacte, pondérée par des fonctions de poids (fonctions de test) [II.17].

La fonction d'essai est exprimée sous forme de série de fonctions de base connues dont les coefficients de pondération sont déterminés en résolvant le système linéaire [II.17].

La forme de base de l'équation à résoudre par la méthode de moment est [II.22] [II.3] [II.23]:

$$F(g) = h \quad (\text{II.53})$$

Où F est un opérateur linéaire connu, g est une fonction inconnue, et h est la source ou fonction d'excitation. Le but ici est de trouver g lorsque F et h sont connus. La fonction inconnue g peut être développée comme une combinaison linéaire de N termes pour donner [II.22] [II.3]:

$$g = \sum_{n=1}^N a_n g_n = a_1 g_1 + a_2 g_2 + \dots + a_N g_N \quad (\text{II.54})$$

Où a_n est un constant inconnu et g_n est une fonction connue appelée fonction de base. Substituant l'équation (II.53) dans (II.54) et en utilisant la propriété de linéarités du l'opérateur F nous pouvons écrire [II.22] [II.3]:

$$\sum_{n=1}^N a_n f(g_n) = h \quad (II.55)$$

Les fonctions de base g_n doivent être sélectionnées d'une telle manière, que chaque $f(g_n)$ Peut être calculé. Les constantes inconnues a_n ne peuvent pas être déterminées directement parce qu'il y a N inconnus et seulement une équation. Une des méthodes utiliser pour trouver ces constantes est la méthode **des résiduels pondérés** [II.2] [II.3]. Dans cette méthode, un ensemble de solutions initiales est établi avec une ou plusieurs variables. Les résiduels sont une mesure de la différence entre la solution initiale et la solution vraie. Les variables sont choisis d'une manière à garantir un meilleur ajustement des fonctions initiale basées sur la minimisation des résiduels. Ceci est effectué en définissant un ensemble de N fonction pondérée (ou examinant) $\{w_m\} = w_1, w_2, \dots, w_N$ dans le domaine du l'opérateur F, prenant le produit de ces fonctions, l'équation (II.57) devient [II.22] [II.3]:

$$\sum_{n=1}^N a_n \langle w_m, f(g_n) \rangle = \langle w_m, h \rangle \quad (II.56)$$

Où $m = 1, 2, \dots, N$

En écrivant sous forme matricielle, nous obtenons [II.22] [II.21] [II.23]:

$$[f_{mn}][a_n] = [h_m] \quad (II.57)$$

$$[f_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, f(g_1) \rangle \langle w_1, f(g_2) \rangle \dots \\ \langle w_2, f(g_1) \rangle \langle w_2, f(g_2) \rangle \dots \\ \cdot \\ \cdot \\ \langle w_N, f(g_1) \rangle \langle w_N, f(g_2) \rangle \dots \end{bmatrix} \quad [a_n] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \cdot \\ a_N \end{bmatrix} \quad [h_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, h \rangle \\ \langle w_2, h \rangle \\ \langle w_3, h \rangle \\ \cdot \\ \langle w_N, h \rangle \end{bmatrix} \quad (II.58)$$

Les constantes inconnues peuvent maintenant résolue en utilisant des techniques Algébriques telles que la décomposition LU ou l'élimination gaussienne. On doit se rappeler que la fonction calculé doit être choisi convenablement de sorte que les éléments w_m soient non seulement linéairement indépendants mais également réduisent au minimum les calculs requis pour évaluer le produit. Un choix possible des fonctions d'essais calculé est de considérer ces dernières identiques aux fonctions de bases, c à d, $w_m = g_n$ ceci est connu sous le nom de méthode du **Galerkin** [II.19] comme décrit par **Kantorovich** et **Akilov** [II.3] [II.23]. Ainsi, la méthode de moment a été brièvement expliquée [II.3] [II.24].

Le but de cette méthode est de déterminer les courants de surface inconnus (\overline{J}_s et \overline{M}_s) présent sur l'élément rayonnant, le plan de masse et les murs magnétiques.

D'après L'équation de **Richmond** se présente sous la forme suivante :

$$\iint_S (\overline{J}_s \cdot \overline{E}_t - \overline{M}_s \cdot \overline{H}_t) dS = - \iiint_V (\overline{J}_a \cdot \overline{E}_t - \overline{M}_a \cdot \overline{H}_t) d\tau \quad (II.59)$$

Où S est la surface de l'élément rayonnant, V est le volume entourant la source d'alimentation, \overline{E}_t et \overline{H}_t sont les champs « test » relatifs à une source électrique test quelconque placée sur l'élément rayonnant, \overline{J}_a et \overline{M}_a sont les densités de courant électrique et magnétique d'excitation.

On considère que les plans conducteurs sont parfaits, par conséquent la densité de courant magnétique \overline{M}_s sur ces plans est nulle. L'équation de **Richmond** se réduit à :

$$\iint_S \vec{J}_s \cdot \vec{E}_t dS = - \iiint_V \vec{J}_a \cdot \vec{E}_t d\tau \quad (\text{II .60})$$

La méthode des moments consiste à décomposer la densité de courant surfacique inconnue \vec{J}_s , en la projetant sur la base $\{\vec{J}_1, \vec{J}_2, \dots, \vec{J}_N\}$, de sorte à pouvoir écrire [II.17] :

$$\vec{J}_s = \sum_{n=1}^N I_n \vec{J}_n \quad (\text{II .61})$$

Si on considère le cas de N sources test à l'intérieur de la surface S , chacune d'elles va créer un champ \vec{E}_m qui doit satisfaire l'équation de réaction de **Richmond** et qui s'écrit sous cette forme :

$$\iint_S \left(\sum_{n=1}^N I_n \vec{J}_n \right) \cdot \vec{E}_m dS = - \iiint_V \vec{J}_a \cdot \vec{E}_m d\tau \quad (\text{II .62})$$

Ou encore :

$$\sum_{n=1}^N I_n \left[\iint_{S_n} \vec{J}_n \cdot \vec{E}_m dS_n \right] = - \iiint_V \vec{J}_a \cdot \vec{E}_m d\tau \quad (\text{II .63})$$

S_n est la surface du $n^{\text{ième}}$ mode de décomposition.

Les fonctions \vec{J}_n $n = 1, \dots, N$, sont alors appelées Fonctions de base, et les champs \vec{E}_m , $m = 1, \dots, N$, sont appelés Fonctions de test.

On peut formuler cette dernière équation de la manière suivante :

$$\sum_{n=1}^N I_n Z_{mn} = V_m \quad (\text{II .64})$$

$$\text{Avec : } V_m = \iiint_V \vec{J}_a \cdot \vec{E}_m d\tau \quad (\text{II .65})$$

$$\text{Et : } Z_{mn} = - \iint_{S_n} \vec{J}_n \cdot \vec{E}_m dS_n \quad (\text{II .66})$$

Les N sources forment ainsi un système de N équations linéaires, qui s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$[Z][I] = [V] \quad (\text{II .67})$$

Dont les inconnus sont les coefficients I_n du vecteur $[I]$, avec $n=1, 2, \dots, N$.

La difficulté réside dans le choix des fonctions de base et des fonctions de test, ainsi que le choix de la valeur de N .

Cette méthode est utilisée pour la détermination rigoureuse des grandeurs physiques suivantes :

- Les courants superficiels présents sur l'élément rayonnant, nécessaire pour l'évaluation des champs rayonnés par celui-ci.
- L'impédance d'entrée de l'antenne.
- La fréquence de résonance.

Cette méthode se place dans le domaine temporel aussi bien que dans le domaine spectral, dans le quel l'étude s'effectue dans l'espace transformé de Fourier. C'est une technique qui est très adaptée aux structures multicouches constituées d'éléments rayonnants de formes simples. Un cas particulier de cette méthode consiste à prendre les fonctions de bases égales aux fonctions test, ce cas particulier est appelé méthode de **Galerkin** [II.9].

❖ Méthode de Green: [II.9]

Cette méthode est utilisée en général en association avec la méthode des moments, ou avec celle de **Galerkin**.

En premier lieu, on cherche à déterminer la fonction de **Green** pour une courante unité localisée sur le plan de l'antenne micro ruban. Donc, pour déterminer les champs électriques et magnétiques \vec{E} et

\vec{H} rayonnés à grande distance par l'antenne il suffit de connaître le vecteur potentiel \vec{A} . Ce potentiel doit cependant vérifier l'équation d'onde qui dirige son comportement.

La **méthode de Green** exprime ce vecteur potentiel sous forme d'intégrale d'une fonction de Green \overline{G}_A calculé par la densité de courant inconnue \vec{J}_s . Ceci se formule mathématiquement par :

$$\vec{A}(x, y, z) = \iint_S \vec{J}_s(x', y', z') \cdot \overline{G}_A(x, y, z; x', y', z') dx' dy' \quad (\text{II.68})$$

Ainsi, le champ électromagnétique rayonné est déterminé pour n'importe quel point à l'intérieur du diélectrique. On obtient ainsi une équation intégral-différentielle dont l'inconnue est la densité de courant superficielle, qui est résolue en forçant le champ électrique tangentiel total à être nul sur la surface de l'antenne micro ruban.

Pour se faire, la méthode des moments ou de **Galerkin** est utilisée en choisissant les fonctions de base et de test adéquates, afin de réduire le problème à une équation matricielle linéaire dont l'inconnue est la distribution du courant sur l'antenne. La connaissance de cette dernière permet de déterminer les autres propriétés de l'antenne microruban.

Cette méthode ne demande pas une très grande précision dans le calcul numérique des éléments de la matrice du système. La convergence vers la solution dépend uniquement du choix des fonctions de base et de test. Cette technique d'analyse est parfaitement applicable pour les antennes de forme circulaire, triangulaire, elliptique, ... etc. On peut facilement l'introduire dans la résolution de problèmes plus complexes comme l'étude du phénomène de couplage entre élément adjacents du réseau et l'analyse des antennes multicouches.

II.2.2.2- Matrices de ligne de transmission TML: [II.17]

Cette méthode numérique, la matrice des lignes de transmission ou Transmission Line Matrix en anglais (T.L.M.), appliquées aux équations de Maxwell s'appuie sur les similitudes qui existent d'une part, entre les équations de Maxwell vérifiées par les champs électromagnétiques d'une structure et d'autre part les équations de Kirchhoff vérifiées par les courants et tensions d'un réseau de lignes de transmission.

La modélisation par la méthode des matrices de lignes de transmission implique deux étapes de base :

- Remplacement du problème électromagnétique par le réseau équivalent dérivant de l'analogie entre le champ et les réseaux électrique
- Résolution du réseau équivalent par des méthodes itératives

Huygens, dans son traité de la lumière a défini le front d'onde comme la somme d'une infinité de sources de rayonnements secondaires qui produisent, en trois dimensions, des ondes lentes sphériques. Leur enveloppe constitue le front d'ondes. La méthode TLM discrétise les équations des télégraphistes appliquées de façon locale. Grâce à la TLM, on appelle sources de rayonnement, les noeuds du domaine de calcul maillés.

On réalise la mise en équation du problème en considérant le réseau maillé comme une série d'intersections orthogonales de lignes de transmissions. Une cellule est reliée avec ses voisines par une matrice S. Son calcul est itéré dans le temps par incrémentation, ce qui permet de suivre la propagation d'un signal dans le réseau.

De plus, des améliorations sont depuis régulièrement apportées, telle que le maillage à pas variable, l'extension aux milieux anisotropes, etc. On utilise cette méthode pour simuler des phénomènes de propagation d'onde dans le domaine temporel.

Soulignons que la modélisation des matériaux composant une structure par un ensemble de capacités, d'inductances, et de résistances, réduit sa représentation réaliste car l'électromagnétique utilisera davantage une méthode utilisant les grandeurs ϵ, μ, σ et ρ .

Enfin, la méthode TLM ne présente pas de problème de convergence ni de stabilité. Elle est cependant exigeante en place mémoire et en temps de calcul pour deux raisons principales :

- L'étude de zones où les champs électromagnétiques présentent de fortes discontinuités nécessite un maillage plus fin, ce qui entraîne l'utilisation d'espace mémoire relativement important.

- Afin de limiter le phénomène dû à une réponse temporelle tronquée, on doit recueillir un grand nombre d'impulsions sur une longue durée. Ceci nécessite un nombre d'itérations important entraînant une augmentation du temps de calcul.

II.2.2.3-La méthode des différences finies :

1-Principe de la méthode :

La méthode F.D.T.D (Finite Difference Time Domain) ou la méthode des différences finies dans le domaine temporel est une approche numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le domaine temps [II.19] [II.21].

Cette approche a pour but de mettre au point des méthodes de calcul permettant d'analyser la propagation d'ondes hyperfréquences dans des lignes planaires. Nous avons choisi la simulation dans le domaine temporel, selon la méthode des différences finies, car elle a l'avantage de permettre une caractérisation dans une large bande de fréquence d'une structure en une seule simulation [II.19] [II.17]. En appliquant la transformée de Fourier aux signaux temporels obtenus, il nous est possible de déterminer les caractéristiques du guide, notamment les paramètres de propagation, l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence [II.17].

L'application de cette méthode aux équations de Maxwell dans l'espace libre a été introduite pour la première fois par Yee en 1966[II.26] [II.24], la méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées [II.22] [II.25]. Le schéma proposé par Yee permet de surmonter la difficulté due à la dépendance simultanée des champs électrique \vec{E} et champs magnétique \vec{H} entre eux, en effet, on obtient un schéma numérique explicite permettant le calcul du champ électromagnétique dans tout le volume d'étude en fonction du temps. Les composantes des champs électrique et magnétique sont décalées d'un demi-pas spatial et calculées de manière alternative et itérative, respectivement à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel [II.17].

2-Point de départ : les équations de Maxwell:

Le point de départ de la méthode des différences finies est la forme différentielle des équations de Maxwell

(II .71) et (II .72). Lorsque l'on considère un milieu linéaire, homogène, isotrope et sans perte, ces équations ont la forme suivante [II.17] [II.22] [II.24] :

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \tag{II .69}$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} \tag{II .70}$$

Lorsque ces équations sont projetées suivant les directions x, y et z, on obtient les équations suivantes [II.17] [II.21] [II.26] :

$$\frac{\partial \vec{H}_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \vec{E}_z}{\partial y} - \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial z} \right] \tag{II .71} \qquad \frac{\partial \vec{E}_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial y} - \frac{\partial \vec{H}_y}{\partial z} \right] \tag{II .72}$$

$$\frac{\partial \vec{H}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \vec{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial x} \right] \tag{II .73} \qquad \frac{\partial \vec{E}_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial \vec{H}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{H}_z}{\partial x} \right] \tag{II .74}$$

$$\frac{\partial \vec{H}_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \vec{E}_y}{\partial x} - \frac{\partial \vec{E}_x}{\partial y} \right] \tag{II .75} \qquad \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[\frac{\partial \vec{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \vec{H}_x}{\partial y} \right] \tag{II .76}$$

Pour implémenter ces équations dans le programme, on doit donc les discrétiser à partir de l'approximation de la dérivée centrée.

3-Principe des différences finies centrées : [II.17]

Prenons f(x), une fonction continue et dérivable, il est possible d'obtenir une approximation pour la dérivée au point x_0 , en se basant sur le développement en série de Taylor :

le développement en série de Taylor de la différenciation à droite est donné par :

$$f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) = f(x_0) + \frac{h}{2} f'(x_0) + \frac{h^2}{8} f''(x_0) + \frac{h^3}{48} f'''(x_0) + \dots \quad (\text{II .77})$$

à gauche est donnée par :

$$f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right) = f(x_0) - \frac{h}{2} f'(x_0) + \frac{h^2}{8} f''(x_0) - \frac{h^3}{48} f'''(x_0) + \dots \quad (\text{II .78})$$

Maintenant on soustrait ces deux équations et on divise le résultat par h, ce qui nous donne le résultat suivant

$$f'(x_0) = \frac{f\left(x_0 + \frac{h}{2}\right) - f\left(x_0 - \frac{h}{2}\right)}{h} + \theta(h^2) \quad (\text{II .79})$$

$\theta(h^2)$: représente l'erreur d'ordre 2 commise, sera négligé par la suite.

On appelle approximation centrée cette approximation de la dérivée. Les résultats qu'elle offre sont plus précis en comparaison avec ceux donnés par d'autres types d'approximations dites droites ou gauches, dont les formules sont décrites respectivement ci-dessous :

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0 + h) - f(x_0)}{h} + \theta(h) \quad (\text{II.80})$$

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0) - f(x_0 - h)}{h} + \theta(h) \quad (\text{II .81})$$

On remarque que le terme $\theta(h)$ qui est du premier ordre est moins précis en comparaison avec celui du deuxième ordre de la dérivée centrée. Par conséquent, on utilisera l'approximation centrée dans notre étude pour discrétiser les dérivées partielles, spatiales et temporelles présentes dans les équations de Maxwell. On calcule la dérivée centrée d'une fonction (**figure II.19**) au centre d'un intervalle en se basant sur les valeurs de la fonction aux extrémités.

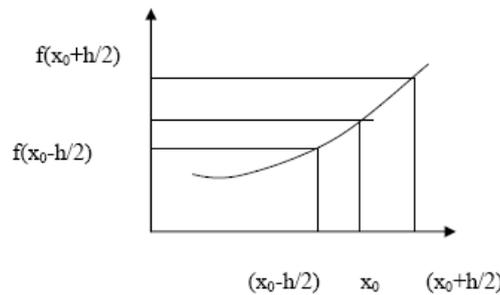


figure II.19 : Point d'évaluation du calcul de la dérivée centrée

Par conséquent, les six équations de Maxwell seront exprimées sur chaque intervalle à partir de cette approximation. On peut noter que les dérivées spatiales sont liées aux dérivés temporels. Elles feront chacune l'objet d'une discrétisation particulière, soit par rapport à l'espace, soit par rapport au temps.

4-La discrétisation des équations de Maxwell :

4.1-La discrétisation spatiale: [II.17]

Abordons maintenant la façon dont discrétise les six équations de Maxwell. Pour cela, étudions l'une des six équations de Maxwell :

$$\frac{\partial \vec{H}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \vec{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial x} \right]$$

Dans le calcul de H_y , on fait intervenir la dérivée partielle de E_x par rapport à z, donc d'après la définition de la dérivé centrée, le point où l'on calcule H_y doit se trouver au milieu d'un segment parallèle à l'axe oz, ayant comme extrémités deux points où E_z est connu. De même, le calcul de H_y fait intervenir la

dérivée partielle de E_z par rapport à x . Donc le point où l'on calcule H_y se trouve également au milieu d'un segment parallèle à ox ayant pour extrémités deux points où E_x est connu. En conséquence, H_y , représenté sur la **figure II.20**, doit se trouver au milieu des deux points E_x et des deux points E_z .

Notons que les valeurs du champ électrique et du champ magnétique seront calculées en des points différents du maillage. Elles seront respectivement appelées noeuds électriques et noeuds magnétique.

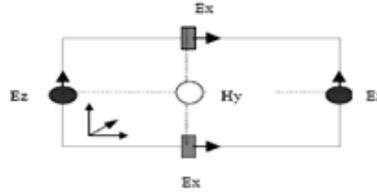


figure II.20 : Circulation du champ E autour de H

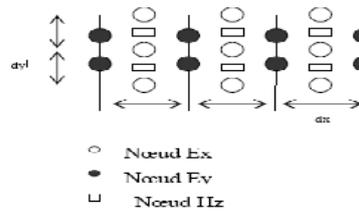


figure II.21 : Disposition des noeuds électriques et des noeuds magnétiques dans le plan xoy

On vient de voir que les noeuds H_y doivent se trouver entre deux noeuds E_x et entre deux noeuds E_z , de même les noeuds H_x doivent se trouver entre deux noeuds E_z et entre deux noeuds E_y (équations (II .71) - (II .73)). Selon les équations (II .74)-(II .76), on constate également que le noeud E_y , représenté sur la **figure II.22**, doit se trouver entre deux noeuds H_x et entre deux noeuds H_z . Les noeuds E_x doivent se trouver entre deux noeuds H_y et entre deux noeuds H_z . Les noeuds E_z doivent se trouver entre deux noeuds H_x et entre deux noeuds H_y .

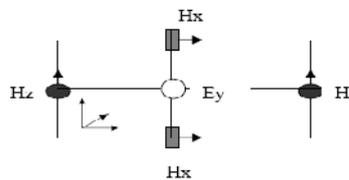


figure II.22 : Circulation du Champ H autour de E

L'arrangement des noeuds électriques et magnétiques doit donc respecter toutes ces conditions, et conduit au schéma de la maille de Yee représenté par la **figure II.23** suivantes [II.24] [II.27]

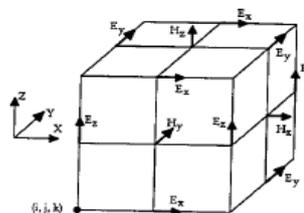


figure II.23 : Cellule de YEE

Les parallélépipèdes ou mailles élémentaires constituent le volume de calcul. Afin de le représenter selon le schéma précédemment décrit, on doit construire un maillage pour la structure à étudier. Précisons que dans le volume de calcul, sont toujours présents un noeud magnétique entre quatre noeuds électriques et un noeud électrique entre quatre noeuds magnétiques. Ainsi la dérivée centrée est utilisée pour toutes les dérivées spatiales présentes dans les équations de Maxwell. Pour représenter le volume de calcul, il est nécessaire de construire un maillage [II.24].

4.2- Construction du maillage: [II.17]

Une discrétisation spatio-temporelle est nécessaire pour résoudre les équations de Maxwell (II .78). La discrétisation spatiale s'effectue dans un volume nécessairement fini. Dans le cas d'un maillage régulier, les dérivées spatiales sont évaluées dans les trois directions Ox, Oy, Oz avec des incréments constants dx, dy, dz , appelés pas spatiaux. Ces derniers sont choisis par l'utilisateur et dépendent de la plus petite longueur d'onde présente dans la bande de fréquence d'analyse et de la géométrie de la structure à étudier. Le volume de calcul est donc un parallélépipède comme le montre la **figure II.24**. Il est composé de nx, ny, nz cellules (ou mailles) élémentaires de taille dx, dy, dz . On va associer trois noeuds électriques et trois noeuds magnétiques pour chaque cellule élémentaire. Les valeurs du champ en ces noeuds seront notées

$E_x(i, j, k), E_y(i, j, k), E_z(i, j, k), H_x(i, j, k), H_y(i, j, k), H_z(i, j, k)$ et sont représentées ci-dessous dans la maille de Yee **figure II.24** où les entiers i, j, k représentent les indices de la cellule dans le maillage et varient respectivement de 1 à nx 1 à ny et 1 à nz .

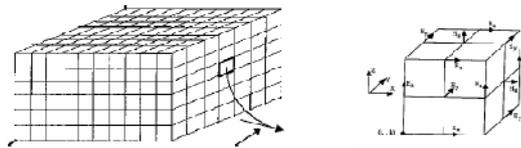


figure II.24 : Extraction d'une cellule élémentaire

La construction d'un maillage irrégulier est possible. Dans ce cas, les pas de discrétisation varient selon les directions Ox, Oy et Oz . Par conséquent, on décrira le maillage à partir de trois tableaux représentant les valeurs de ces pas.

$$[dx(i)]_{i=1}^{nx} \tag{II .82}$$

$$[dy(j)]_{j=1}^{ny} \tag{II .83}$$

$$[dz(k)]_{k=1}^{nz} \tag{II .84}$$

Notons que dans ce cas, on doit prendre des précautions en raison des noeuds électriques qui ne seront plus exactement entre deux noeuds magnétiques. Quant aux noeuds magnétiques, on les trouve toujours au milieu des noeuds électriques, comme on peut le constater sur **figure II.25**. Pour ne pas s'éloigner de l'hypothèse de la dérivée centrée, la variation entre les dimensions de deux mailles voisines ne doit pas dépasser 20 %.

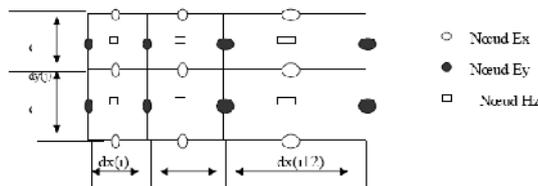


figure II.25 : Disposition des noeuds électriques et des noeuds magnétiques dans le plan oxy, pour le cas d'un maillage irrégulier

Après s'être intéressé aux problèmes de discrétisation spatiale, nous allons maintenant aborder la résolution des équations de Maxwell. Par conséquent, une discrétisation temporelle s'impose.

4.3- La discrétisation temporelle: [II.17]

Prenons (II .74) une des six équations de Maxwell :

$$\frac{\partial \vec{H}_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial \vec{E}_x}{\partial z} - \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial x} \right]$$

Elle fait apparaître dans le membre de gauche la dérivée du champ magnétique par rapport au temps, tandis que le membre de droite est considéré à une instante t . Si on prend en considération le principe de la

dérivée centrée, on en déduit que le membre de droite (le champ électrique) doit être calculé entre deux instants successifs où on calcule le membre de gauche (le champ magnétique).

En tenant compte des six équations de Maxwell, on arrive à la conclusion que le champ électrique et le champ magnétique ne doivent pas être calculés aux mêmes instants, mais à des instants décalés.

Pour le cas d'une discrétisation temporelle uniforme, avec un pas d'échantillonnage dt , le champ électrique sera calculé pour des multiples pairs de $dt/2$, et le champ magnétique pour les multiples impairs de dt . Comme le montre la **figure II.26** :

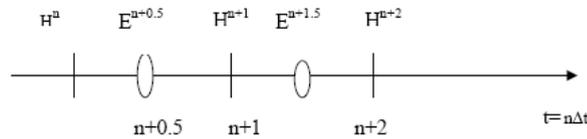


figure II.26: Calcul de H à l'instant ndt et calcul de E à l'instant $(n+0.5) dt$

4.4- Détermination du critère de stabilité : [II.17]

Le critère de stabilité numérique répond à deux impératifs, l'un spatial et l'autre, numérique. En effet, les valeurs du champ en tout point du volume de calcul dépendent des valeurs obtenues aux instants précédents. Ce schéma fonctionne sous la contrainte d'un critère de stabilité reliant le pas temporel dt aux pas spatiaux dx, dy et dz

En raison de ce critère de stabilité, l'échantillonnage numérique doit être suffisamment fin pour pouvoir suivre l'évolution temporelle du champ électromagnétique.

Par conséquent, afin qu'il n'y ait pas d'instabilités numériques, le pas de temps pour le calcul doit être plus petit que le pas de temps correspondant à la propagation de l'onde sur une maille. On représente la condition d'échantillonnage par la relation suivante [II.22] [II.26] [II.27]:

$$dt \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{dx^2} + \frac{1}{dy^2} + \frac{1}{dz^2}}} \tag{II.85}$$

Où c est la vitesse de la lumière, dx, dy, dz sont les pas de discrétisation spatiale.

Précisons que dans le cas où ce critère de stabilité n'est pas respecté, l'algorithme sera divergent. En pratique, on choisit Δt assez proche de sa valeur maximum pour réduire autant que possible le nombre d'itérations, donc la durée du calcul informatique.

4.5- Dispersion numérique : [II.17] [II.21]

Lorsqu'un signal électromagnétique se propage dans un domaine de calcul maillé par les différences finies, il subit des transformations (distorsion, atténuation) dues, entre autres, aux effets dispersifs du maillage. Ces effets sont dus à la discrétisation qui donne une représentation approchée des signaux, mais aussi et surtout, aux précisions des formulations utilisées pour approcher les dérivés partiels. En d'autres termes, cette dispersion dépend, d'une part, de la taille de la cellule dx, dy, dz par rapport à la plus petite longueur d'onde présente dans le spectre d'analyse, et d'autre part, de l'ordre de l'erreur commise lors de l'évaluation des dérivées partielles qui figurent dans les équations de Maxwell.

Pour quantifier la dispersion numérique de l'algorithme F.D.T.D, Taflove a fait une étude sur les deux paramètres physiques : la vitesse de phase V_ϕ et la vitesse de groupe V_g qui sont définies respectivement comme suit :

$$V_\phi = \frac{\omega}{k} \text{ et } V_g = \left(\frac{d\omega}{dk} \right) \tag{II.86}$$

ω (rad/s) : Pulsation du signal

A la différence de la vitesse de phase qui est la vitesse d'un front d'onde monochromatique, la vitesse de groupe est la vitesse d'une impulsion riche en fréquences. Elle tient compte à la fois de la dispersion sur le vecteur d'onde (anisotropie due au maillage), et de la dispersion fréquentielle.

En résumé, en choisissant une valeur d'incrément spatial inférieur à la valeur $\lambda/10$, il paraît juste de dire que le phénomène de dispersion est négligeable.

II.2.2.4-La méthode des éléments finis :

➤ Théorie de la FEM :

La méthode des éléments finis est conceptualisée par **A. Hrennikoff** et **R. Courant** dans les années 1940 pour résoudre des problèmes de mécanique de structures. Quelques années plus tard, elle est introduite en électromagnétisme pour résoudre l'équation de Maxwell. C'est un outil mathématique qui résout de manière discrète les équations aux dérivées partielles [II.6] [II.29]. De manière générale, l'équation porte sur une fonction spécifique définie sur un domaine et comporte des conditions aux bords permettant d'assurer existence et unicité de la solution [II.29]. Les avantages de cette méthode proviennent de sa capacité à s'adapter à des structures de formes géométriques relativement complexes [II.24] [II.29].

Cette méthode s'applique aux dispositifs micro ondes de formes quelconques [II.19]. La méthode des éléments finis est une méthode rigoureuse, mais nécessite des temps de calcul importants ainsi qu'une grande ressource de mémoire du calculateur. Il existe de nombreux ouvrages traitant du sujet [II.24].

Après la définition de la structure, on va dans un premier temps discrétiser le domaine de calcul en morceaux homogènes. L'ensemble de ce grand nombre de petites régions est appelé le maillage [II.6] [II.19] [II.29]. En 2D on préfère de discrétiser en triangles pour les éléments surfaciques et en 3D en tétraèdres pour les volumes, en raison de la grande flexibilité et donc leur facilite de s'adapter aux structures plus complexes [II.1] [II.2] [II.6]. L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, confère au maillage une très grande souplesse [II.1] [II.19]. Cette méthode permet l'étude de structures géométriques complexes et elle est donc parfaitement adaptée pour traiter les problèmes d'interconnexions lors de la conception des modules hyperfréquences [II.6]. Par contre, elle nécessite de gros moyens informatiques pour l'étude de structure complexes [II.2] [II.19].

Les éléments peuvent être très petits lorsque la géométrie est détaillée et plus grands ailleurs. Ces milieux sont caractérisés par leur permittivité ϵ_r , leur perméabilité μ_r , ou éventuellement leur conductivité σ . Ces grandeurs peuvent être réelles, complexes et/ou tensorielles. Le but de FEM est de calculer le champ aux coins des éléments [II.6].

La figure suivante montre un exemple de maillage du plan transverse d'une carte électronique disposant de deux pistes parallèles [II.6] [II.24]:

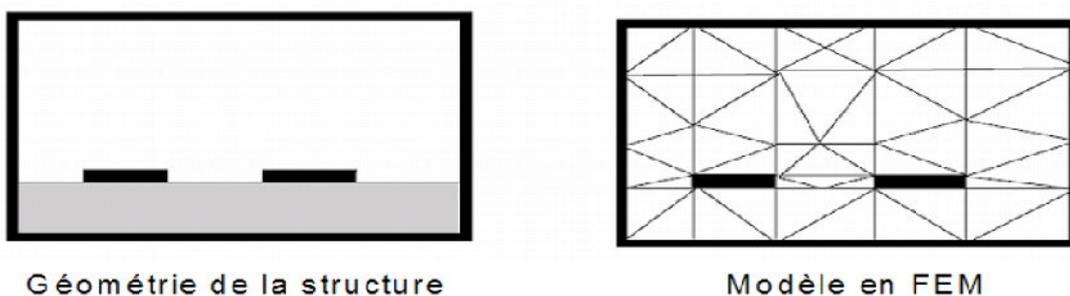


figure II.27: Maillage triangulaire adaptif en FEM

Dans chaque élément, une variation simple (souvent linéaire) du champ est assurée. Les coins des éléments sont appelés des noeuds et le but de l'analyse est de déterminer la valeur des champs en chacun des noeuds du maillage [II.24].

La résolution de l'équation aux dérivées partielles sur chaque noeud du réseau des éléments finis donne une solution approximée par des fonctions d'interpolation on cherche une solution approchée suffisamment fiable.

L'équation aux dérivées partielles ne peut pas être résolue directement dans le maillage [II.6]. Elle doit pour cela être écrite sous une forme variationnelle. Cette forme contient les informations de l'équation aux dérivées partielles et les conditions aux limites [II.6] [II.29].

La plupart des méthodes éléments finis sont des techniques dites variationnelles. Ces méthodes fonctionnent en minimisant ou en maximisant une expression qui est connue pour être stationnaire autour de la valeur exacte. Généralement, les méthodes éléments finis résolvent les champs inconnus en minimisant une fonction d'énergie [II.6] [II.24].

En 3D, pour les problèmes harmoniques en temps, on peut écrire [II.6] :

$$F = \int_V \mu \frac{H^2}{2} + \varepsilon \frac{E^2}{2} - \frac{J \cdot E}{2\omega j} dV \tag{II.87}$$

Les deux premiers termes représentent l'énergie électrique et l'énergie magnétique stockée dans le volume, le troisième terme est l'énergie dissipée (ou appliquée) par les courants de conduction. Dans cette expression on peut écrire H en fonction de E et J est la source donc connue [II.6].

Parallèlement, la solution est approximée sur un élément par des fonctions d'interpolation α_i . La même base de fonctions d'interpolation est utilisée pour tous les éléments qui sont très souvent une famille de fonctions polynômes [II.6] [II.29]. Pour simplifier, les fonctions d'interpolation d'un élément sont nulles au-delà de cet élément [II.6] [II.29]. La somme de ces fonctions d'interpolation pondérées par des coefficients Ψ_i nous donne la solution sur un élément [II.6] [II.29] :

$$E = \sum_{i=1}^N \Psi_i \alpha_i \tag{II.88}$$

Où N est le nombre de noeuds par élément, Ψ_i la valeur inconnue du champ aux nœuds et α_i la fonction d'interpolation de chaque nœud [II.6] [II.29].

Maintenant on peut réunir toutes les étapes précédentes pour obtenir une solution approximative. A ce sujet, on va remplacer équation (II.88) dans équation (II.87). L'expression obtenue, on va minimiser à chaque Ψ_i . De cette façon, on obtient un système linéaire d'équations dont les inconnues sont les coefficients Ψ_i . Souvent un élément interagit seulement avec les éléments de son voisinage, il en résulte que la matrice du système soit très souvent creuse. On utilise des méthodes spécifiques pour résoudre ce système d'équations. La solution finale du champ est continue, approximée et connue sur l'ensemble du domaine [II.6] [II.29].

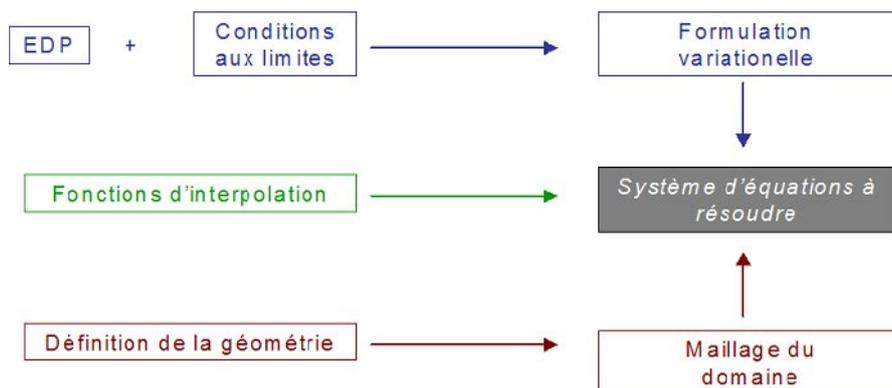


figure II.28: Les différentes étapes de la méthode FEM

Un des grands avantages de FEM est sa capacité à traiter les structures complexes grâce au maillage adaptable. Au contraire, la FDTD (finite différence time Domain méthode) est limitée à traiter les formes rectangulaires. Autrement, au niveau de la programmation la FDTD est beaucoup plus facile à implémenter, il suffit de discrétiser les équations d'onde [II.6].

Dans les années 1980 et 1990, beaucoup de laboratoires académiques et privés ont développé leurs propres codes de calcul mais aujourd'hui, on trouve de très nombreux logiciels commerciaux performants, les uns étant responsables des autres. Cependant l'emploi de ces logiciels ne dispense pas d'une bonne

connaissance de l'électromagnétisme et en particulier de la méthode d'analyse utilisée. L'ingénieur novice doit notamment faire l'effort de l'appréhender.

Aujourd'hui, les efforts de recherche se portent sur le fait de combiner ces différentes méthodes pour constituer des méthodes dites hybrides et multi échelles et ainsi obtenir de meilleurs résultats en termes de vitesse de calcul et de précision : MoM-FDTD, MoM-FEM, multipôle GMT. *Le tableau II.2* résume les principales caractéristiques des méthodes détaillées dans ce paragraphe [II.1].

Méthode	MoM	FEM	FDTD
Méthode de discrétisation	Surfaces, fils	Tétraèdres, polyèdres, arbitraires	Cubes ou parallélépipèdes
Effort de discrétisation	Objet rayonnant	Domaine entier	Domaine entier
Conditions aux limites	—	Parois absorbantes	Parois absorbantes
Méthodes	Domaine fréquentiel principalement 2D ou 2,5D Équations linéaires	Domaine fréquentiel 3D Équations linéaires	Domaine temporel 3D Calcul itératif
Points forts	Fils Surfaces métalliques Couplages	Formes arbitraires Matériaux arbitraires	Formes orthogonales Matériaux arbitraires Large bande
Limitations	Matériaux diélectriques finis Matériaux inhomogènes Investigations large bande	Grandes structures Couplage entre structures Investigations large bande	Couplage entre structures Formes courbes Structures à fort coefficient de qualité <i>Q</i>
Logiciels commerciaux	IE3D Zeland Ensemble Ansoft Momentum ADS FEKO (hybride) Sonnet EMSight (AWR) Microwave Office WIPL-D CONCEPT II	HFSS CSTMicrowaveStudio FEMLAB	Fidelity Zeland XFDTD Remcom EMA3D Empire SEMCAD CONCERTO

Tableau II.2 : Méthodes numériques pour l'analyse des antennes imprimées

II.3-Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté de façon générale les différentes méthodes et modèles pour l'analyse d'une antenne imprimée, il y a des modèles analytiques simples tel que Modèle de la ligne de transmission et modèle de cavité, et d'autre méthodes (techniques) numériques rigoureuses tel que : la méthode des moments, la méthode des matrices des lignes de transmission, la FDTD et FEM qui son les plus répandues. Ces technique basent principalement sur la discrétisation du volume à étudier ou la surface, ses résultats son très précis.

Bibliographie

- [II.1] www.techniques-ingenieur.fr/base.../antennes.../antennes-imprimées-e3310/
- [II.2] Abla Behloul « Contribution à l'étude des antennes microstrip supraconducteur de forme triangulaire » mémoire de magister en électronique de l'université Mentouri Constantine Avril 2010.
- [II.3] Lotfi Djouane « Analyse rigoureuse d'une plaque microbande rectangulaire sur plan de masse avec ouverture rectangulaire par la méthode des moments et les dyades hybrides de Green » mémoire de magister.
- [II.4] Vinod K. Singh et Zakir Ali « Dual band U- shaped microstrip antenna for wireless communication » international journal of engineering science and technology ISSN: 0975-5462.
- [II.5] Hatem Rmili « Étude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant A 10 GHz » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Bordeaux I, novembre 2004.
- [II.6] photonics.intec.ugent.be/download/mth_32.pdf.
- [II.7] Vivekananda Lanka Subramanian « Pattern analysis of 'the rectangular microstrip patch antenna » final master degree thesis 30 ECTS, Thesis No.: 4/2009 MSc. electrical engineering – Communication & Signal Processing January, 2009.
- [II.8] www4.ncsu.edu/~trharris/files/text/Harris-740PatchProj.pdf
- [II.9] Jerome Colinas « Etude et amélioration des performances d'une méthode de mesure en champ proche : la méthode des courants magnétiques équivalents » Mémoire présenté en vue de l'obtention du maîtrise et sciences appliquées (M-Sc-A) Août 2001.
- [II.10] Michel Clénet « Design of UHF circularly polarized patch antenna as a feed for a 9.1 metre parabolic reflector » Defence R&D Canada -Ottawa June 2004.
- [II.11] Mohammad A.A « Cavity model analysis of rectangular microstrip antenna operating in TM₀₃ mode ».
- [II.12] M.Abri « Analyse du rayonnement d'une antenne imprimée en forme d'anneau à l'aide de modèle équivalents ».
- [II.13] Vaudon Patrick-Master de recherche télécommunication hautes fréquences et optiques «XII.-Les antennes imprimées» IRCOM- Université de Limoges.
- [II.14] Moncef Kadi « Antennes miniatures sur des substrats de hautes permittivités ».
- [II.15] Paul F.Combes «Micro-ondes2.circuit passifs, propagation, antennes. Cours et exercices» Dunod, paris 1997.
- [II.16] «Antenna theory analysis and design» Constantine, A Balanis a john wiley a sons.ING.bublication.
- [II.17] Abdellatif Hafiane «Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique» Mémoire pour le grade de docteur de l'université de Marne la Vallée.Mars2003.
- [II.18] Mouhouche Faiza « Analysis of small microstrip patch antennas for mobile communication » mémoire de magister en électronique de l'université de Boumerdes.
- [II.19] Chouti Leila «Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage »Mémoire pour obtenir le diplôme de magister janvier 2009.

- [II.20] Hafedh ben Ibrahim Gaha «Analyse et conception des antennes fractales applications aux télécommunications large bande» Thèse de doctorat juillet 2007.
- [II.21] Michel Ney «Simulation électromagnétique -Outils de conception» Traité électronique : [E1030] 08/09/2008.
- [II.22] Rodrigo Ponce Heredia« Contribution à la modélisation du rayonnement d'antennes conformées pour des applications C.E.M. en aéronautique» Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de l'Umoges juillet 2008.
- [II.23] Mustapha Himeur « Modélisation numérique pour La compatibilité électromagnétique de circuits d'électronique de puissance» thèse pour obtenir le grade de docteur décembre 2002.
- [II.24] Sylvain Demarty« Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé »Thèse pour obtenir le grade de Docteur de L'Université de Limoges, août 2006.
- [II.25] David Bidou «contribution a l'étude d'antenne fort gain .Application dans Le domaine millimétrique» Thèse pour obtenir le garde de docteur de l'université de l'Imoges Mai 2003.
- [II.26] Christos Kalialakis «Finite difference time domain analysis of microstrip antenna-circuit modules» thèses de doctorat July 1999, université de Birmingham.
- [II.27] Carlos Pereira «Etude avancée des canaux de transmission radio en contexte MIMO : environnements complexes et couplage inter-antennes très large bande» thèse pour l'obtention du grade de docteur de l'université de Poitiers, Aout 2006.
- [II.28] Somia Boussaha et Mekhancha Sarra «Analyse du diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel d'une antenne patch en utilisant le modèle de cavité» International conférence systems and processing information May 15-17, 2011, Guelma.
- [II.29] Guillaume Lunet « Radome actif utilisant des matériaux et structures A propriétés électromagnétiques contrôlées» thèse pour l'obtention du grade de docteur de l'université de Bordeaux, octobre 2009.

CHAPITRE III

Modélisation et Simulation

(par le HFSS)

CHAPITRE III

Modélisation et Simulation

d'une Antenne Patch en Utilisant les Différentes Techniques d'Alimentations

III.1-Introduction :

La simulation est une phase indispensable et nécessaire qui nous donne une approximation des résultats comme elle est réelle, pour choisir des bons et meilleurs paramètres avant la réalisation. Donc pour réaliser un objet (une antenne imprimée, circuit, composant, carte imprimée...), nous devons certainement passer par trois étapes nécessaires, elles sont comme suit :

- La modélisation: par des programmes ou des formulations.
- La simulation par des logiciels convenables.
- La réalisation (caractérisation par analyseur de réseau vectoriel,.....)

Nous avons simulé les antennes imprimées à l'aide du logiciel Ansoft-HFSS.

III.2- Description du logiciel HFSS :

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un des outils d'analyse électromagnétique 3D basé sur la méthode des éléments finis (**FEM**) parmi les plus aboutis. C'est un logiciel développé par la société américaine Ansoft. Il présente une interface graphique avancée et de nombreuses fonctionnalités, il a bénéficié de nombreuses optimisations pour accélérer les calculs. Il se révèle relativement bien adapté pour décrire les cartes électroniques de manière précise mais nécessite des temps de calculs importants **[III.1]**.

HFSS est un logiciel qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure, pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis **[III.2]**. Le principe de la méthode utilisée consiste à diviser l'espace d'étude en un grand nombre des petites régions (tétraèdres), puis à calculer localement le champ électromagnétique dans chaque élément. En d'autre terme, les étapes de la FEM sont :

- Discrétisation en éléments finie de la région de résolution
- Discrétisation des équations pour chaque élément
- Assemblage de tous les éléments dans la région de résolution
- Résolution du système d'équation

HFSS utilise une méthode d'interpolation combinée avec un processus itératif dans lequel un maillage est créé et automatiquement redéfini dans les régions critiques. Le simulateur génère une solution basée sur le maillage initial prédéfini. Ensuite, il affine le maillage dans les régions où il existe une haute densité d'erreurs, et génère une nouvelle solution **[III.3]**.

Le calcul des paramètres (S_{11} par exemple) de la structure hyperfréquence suit les étapes suivantes **[III.3]**:

- Division de la structure en un nombre fini d'éléments.
- Excitation de chaque port de la structure avec une onde se propageant le long d'une structure guide d'onde uniforme ou d'une ligne de transmission qui possède la même section que le port.
- Calcul de la configuration total du champ électromagnétique à l'intérieur de la structure

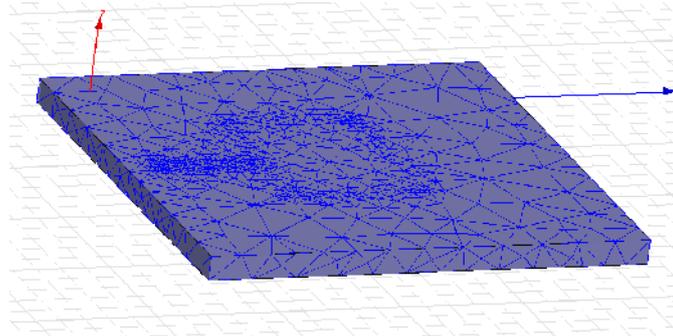


figure III.1 : Division de la structure en tétraèdre

On peut ajouter aussi un balayage de fréquences (frequency sweep), de cette façon HFSS résout la structure pour plusieurs fréquences mais toujours à partir du même maillage, le maillage de la fréquence principale. Afin d'obtenir des bons résultats pour chaque fréquence il faut que la fréquence principale soit la plus élevée. [III.4]

Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) design, chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et les matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post-traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre Project Manager dans l'environnement HFSS [III.2].

III.3-Procédure de conception d'une antenne rectangulaire :

Sur la base de la formulation mathématique simplifiée, la procédure de modélisation est décrite, ce qui conduit à des conceptions pratiques d'antenne microruban rectangulaire. Cette procédure suppose que les informations spécifiées incluent le diélectrique du substrat ϵ_r , la fréquence de résonance f_r , et la hauteur du substrat h .

1) On a spécifié: ϵ_r , f_r et h , et on a calculé les dimensions du patch W et L

Tel que : $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$ (III.1)

✚ **Calcul W :**

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$
 (III.2)

➤ **On détermine la permittivité effective de l'antenne utilisée :**

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}}$$
 (III.3)

➤ **On détermine ΔL :**

$$\Delta L = 0.412.h \cdot \frac{(\epsilon_e + 0.3) \cdot (W/h + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258) \cdot (W/h + 0.8)}$$
 (III.4)

✚ **Calcul du L :**

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L \tag{III.5}$$

Ces étapes sont nécessaires pour constituer l'antenne imprimée rectangulaire.

- 2) On peut utiliser aussi **Microstrip Patch Antenna Calculator [III.5]** pour déterminer les dimensions du patch W et L (*voir Annexe -A.4-*).
- 3) Lorsque l'antenne imprimée est alimentée par une ligne micro ruban, on peut utiliser **Microstrip Line Calculator** pour déterminer les dimensions W et L de cette ligne [III.6] (*voir Annexe- A.5-*).

Les principaux inconvénients de l'alimentation par ligne micro ruban sont [III.3]:

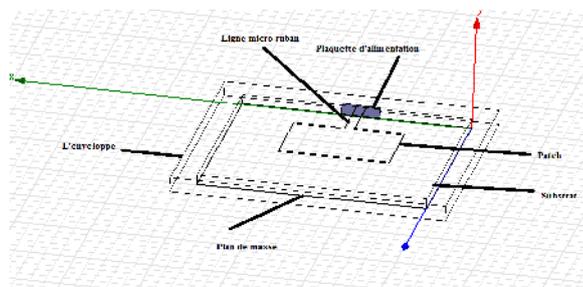
- les couplages parasites dû à la réalisation de la ligne de transmission et du résonateur (patch) sur le même substrat, et qui diminuent les performances de l'antenne au-delà de quelques GHz
- la nécessité d'ajouter un transformateur d'impédance de longueur $\frac{\lambda}{4}$ pour obtenir l'adaptation entre la ligne d'alimentation et le résonateur (patch) à 50Ω .

III.4-Techniques d'alimentation d'une antenne imprimée rectangulaire en utilisant HFSS :

III.4.1-Alimentation par ligne micro ruban :

III.4.1.1-Présentation de l'antenne étudiée :

Le modèle d'antenne patch utilisé pour la simulation numérique avec Ansoft HFSS est représenté sur la **figureIII.2**. L'antenne patch est conçue pour les 9 GHz sur un substrat d'alumine dont la permittivité relative est 9.6 et d'épaisseur h de 0.635 mm. La largeur de la ligne microruban, permettant d'avoir une impédance d'entrée de 50 Ω.



figureIII.2 : Antenne imprimé alimenté par ligne micro ruban

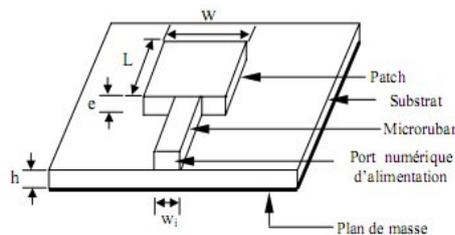


figure III.3 : Schéma de l'antenne, W : largeur ; L : longueur ; e : épaisseur du patch ; h : épaisseur du substrat ; Wi : largeur de la ligne d'alimentation.

Les tableaux III.1 et III.2 récapitulent les propriétés de l'antenne simulée

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$ (conductivité)
Substrat : alumine	$\epsilon_r = 9.6$ (permittivité relative) et $Tan\delta = 0.001$ (tangente des pertes)
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$ (conductivité)

Tableau III.1 : propriétés des matériaux

Eléments	aire (mm×mm)	épaisseur (mm)
Substrat	15×15	h=0.635
Plan de masse	15×15	0.05
Patch (W×L)	7.23×5.23	0.1
Ligne micro ruban ($W_l \times L_l$)	0.632×4.12	0.1

Tableau III.2: Paramètres de l'antenne.

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

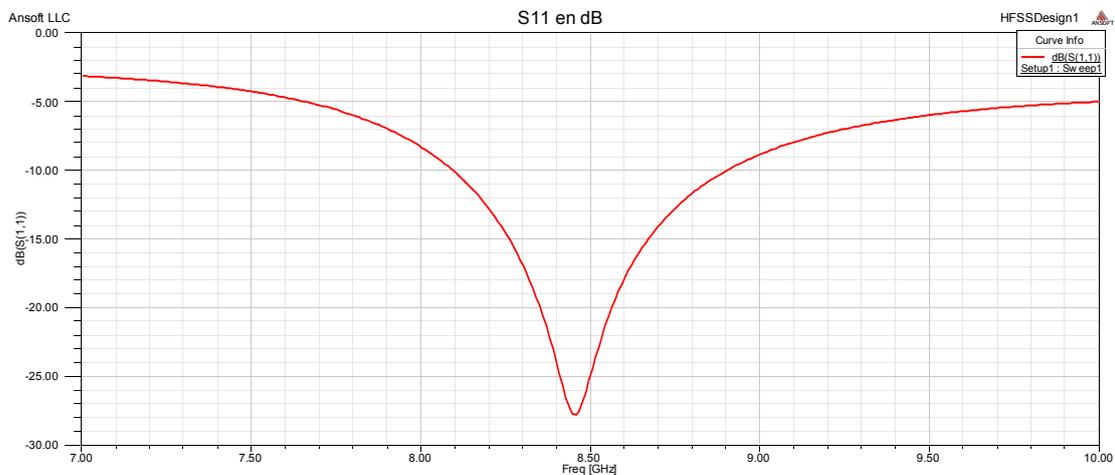


figure III.4 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

-La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence montre une résonance approximative à la fréquence de $f_r = 8.45GHz$

-Le coefficient de réflexion $S_{11} = -28dB$

-La bande passante pour $S_{11} = -10dB$ s'étende de 8.091 à 8.904 GHz, en pourcent égale $B_p (\%) = 9.6\%$

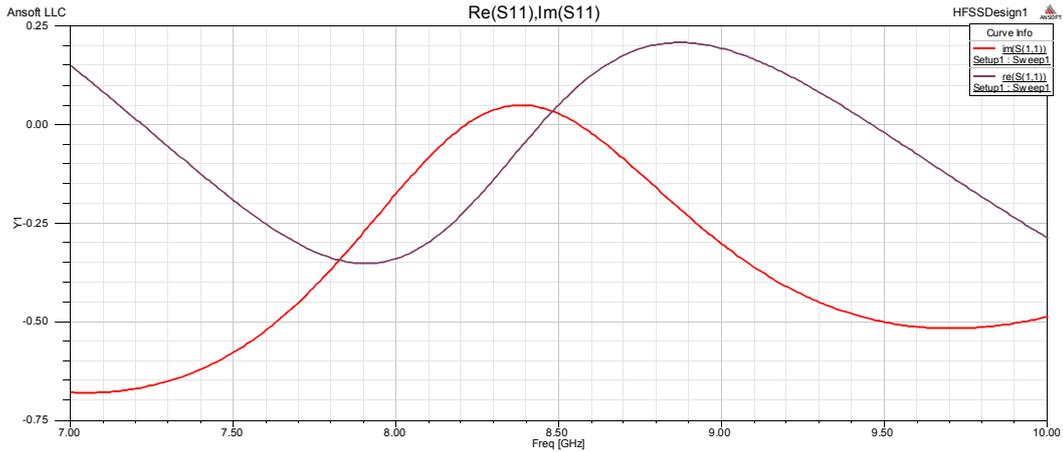


figure III.5 : Représentation de la partie réelle et imaginaire du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

$Re (S_{11})_{\max} = 8.87 \text{ GHz}$

$Im (S_{11})_{\min} = 7 \text{ GHz}, Im (S_{11})_{\max} = 8.38 \text{ GHz}$

Cette figure représente la variation de la partie réelle et imaginaire du coefficient de réflexion normalisé

$$|\Gamma| = R + jX$$

$$r = |\Gamma| / |\Gamma|_{\max}$$

$|\Gamma| = r \cdot |\Gamma|_{\max}$: Cette relation permet de lire les valeurs de la partie réelle et imaginaire du coefficient de réflexion à partir de l'abaque de Smith

Γ : C'est le coefficient de réflexion de forme complexe

$|\Gamma|$: C'est le module du coefficient de réflexion

r : Le coefficient de réflexion normalisé

D'après la figure III.4 : $|\Gamma|_{\max} = |-28| = 28$

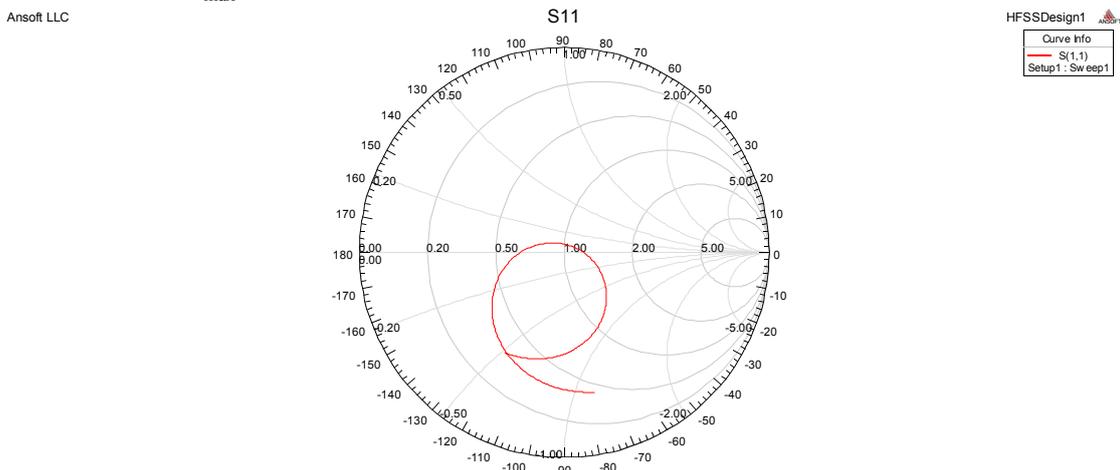


figure III.6 : Représentation du coefficient de réflexion sur l'abaque de Smith

Nous pouvons déterminer à partir l'abaque de Smith les paramètres suivants : le coefficient de réflexion complexe et le ROS en n'importe quel point de cette courbe connaître la fréquence.

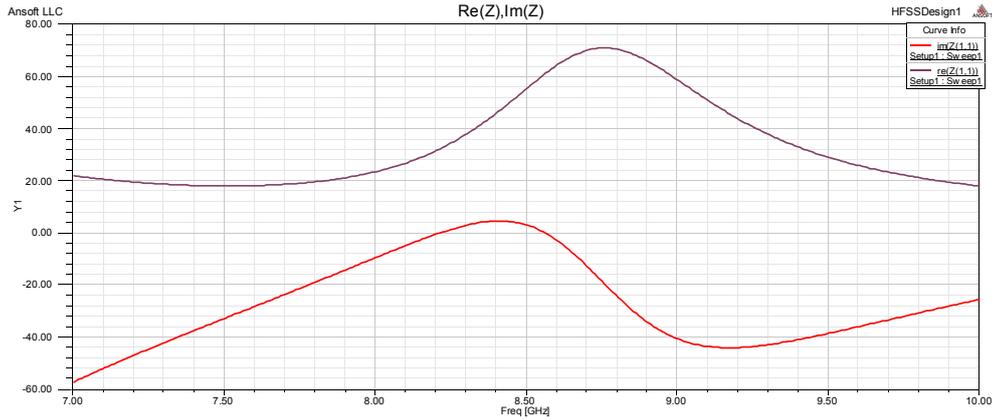


figure III.7 : Représentation de la partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence

A la fréquence de résonance la partie imaginaire est presque nulle par contre la partie réelle est environ de 50.84Ω

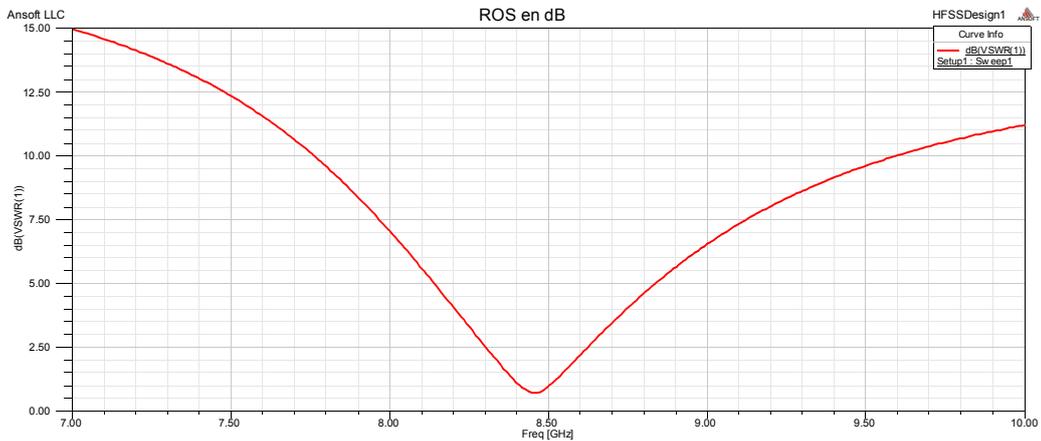


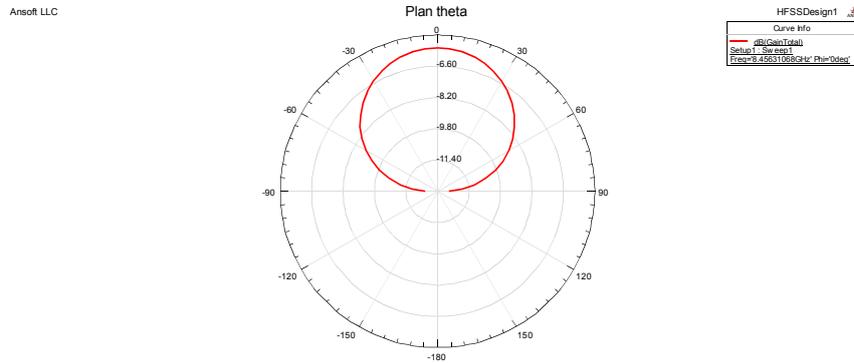
figure III.8 : Représentation du ROS en dB en fonction de la fréquence

A la fréquence de résonance le ROS est minimal il est d'environ de 0.70 dB, d'autre terme quand le coefficient de réflexion est proche de 1 (0 dB) le ROS est élevé et vis versa.



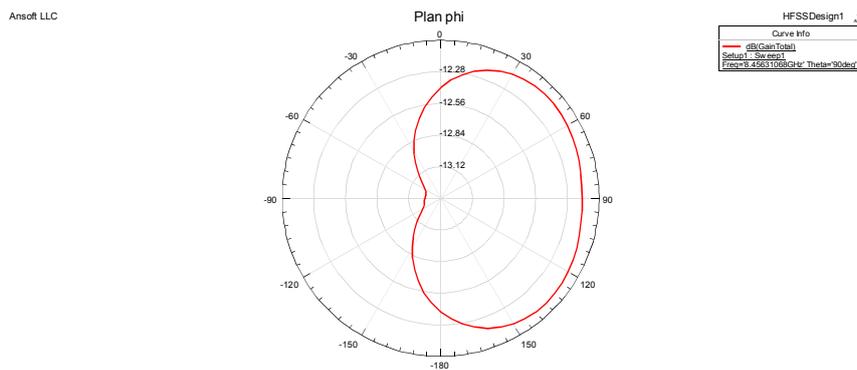
figure III.9 : Représentation 3-D du Gain total en dB

La représentation en coordonnées polaires du gain en dB nous montre bien son variation en fonction des angles d'Euler θ et φ .



figureIII.10 : Digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ)

Cette figure représente la variation du gain en dB en fonction de l'angle d'élévation θ pour ce cas $\varphi = 0$, la valeur maximale du gain est dans la direction $\theta = 0$, il est égal à -6.93dB et il diminue si θ varie jusqu'à une valeur minimale pour $\theta = \pm 90$ il est égal à -12.41 dB



figureIII.11 : Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ)

Cette figure représente la variation du gain en dB en fonction de l'angle d'azimute φ , pour ce cas $\theta = 90$, la valeur maximale du gain est dans la direction $\varphi = 135^\circ$, il est égal à -12.08 dB et la valeur minimale est pour $\varphi = 280^\circ$, il est égal à -13.26dB

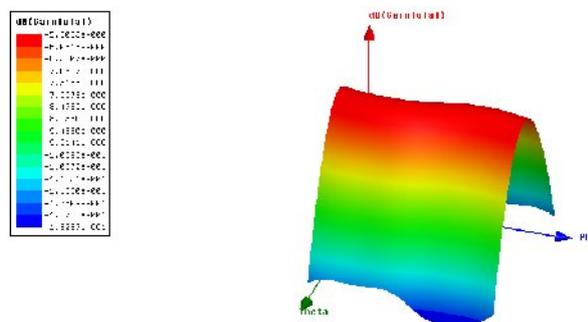
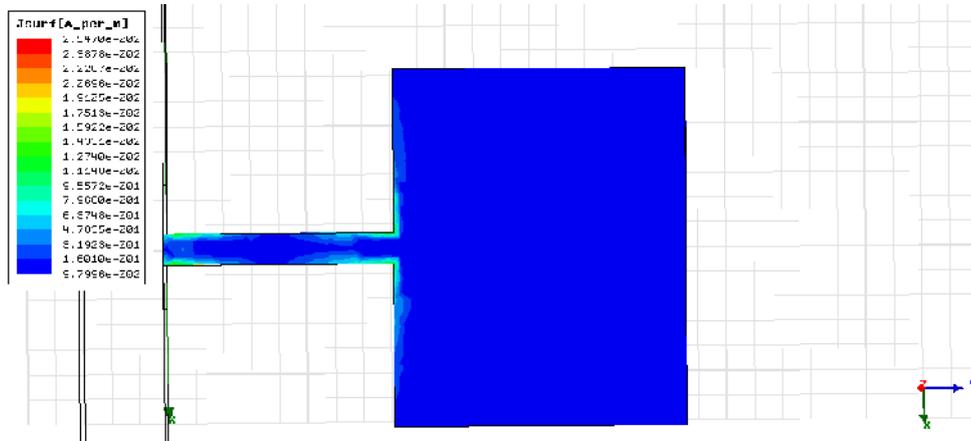


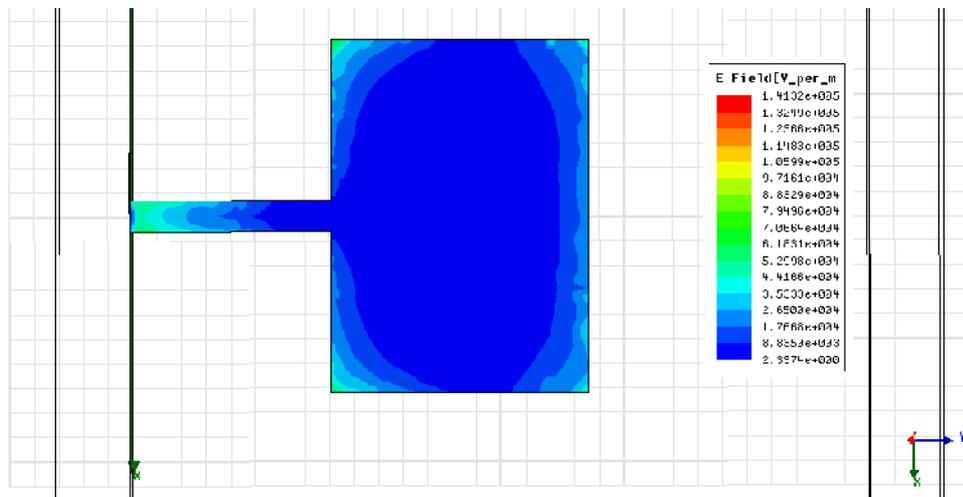
figure III.12 : Représentation rectangulaire 3-D du Gain total en dB

Aussi, la figure III.12 montre bien la variation du gain en fonction de θ et φ , on peut donc lire à partir de n'importe quel point la valeur du gain



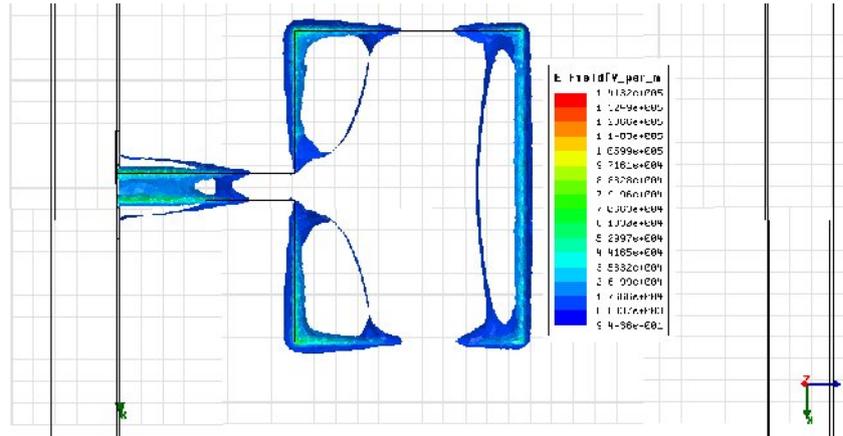
figureIII.13 : Distribution du courant surfacique sur le patch

La figure III.13 nous donne la répartition de la densité de courant surfacique, à une phase donnée et montre la concentration du champ électromagnétique sur les bords du patch qui est parallèle à oy et au bout de la ligne d'alimentation. Ce résultat confirme la théorie des antennes plaquées qui prévoit un rayonnement par les bords du résonateur et la résonance de la structure excitée par la ligne microruban située. On peut aussi distinguer les deux extrémités qui sont parallèle à ox à une distribution plus dense par rapport à toute la surface du patch.



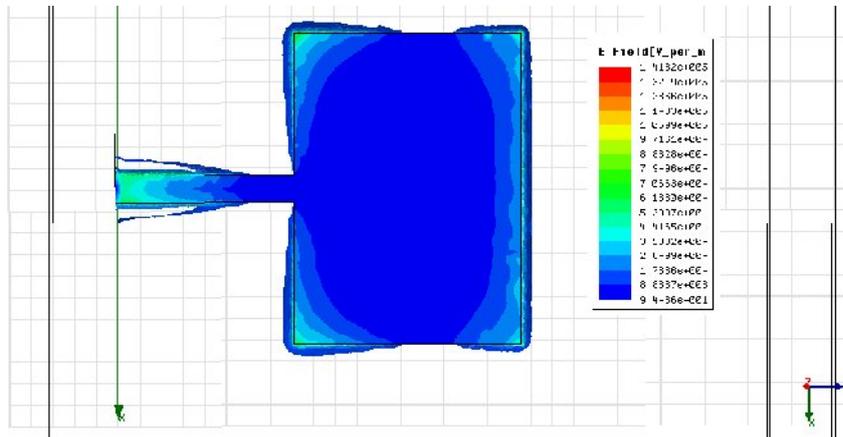
figureIII.14 : Distribution du champ électrique E sur le patch

La distribution du champ électrique sur le patch est maximale aux extrémités de ce dernier suivant oy et minimale au son milieu. Cette remarque explique le rayonnement des deux fentes aux deux bords du patch. Par contre la distribution du champ est maximale sur la ligne d'alimentation.



figureIII.15 : Distribution du champ électrique E sur le substrat

La distribution du champ E sur le substrat est maximale aux dessous des deux fentes situés suivant oy et minimale au son milieu. Est une distribution maximale sur la ligne.



figureIII.16 : Distribution du champ électrique E sur le substrat et le patch

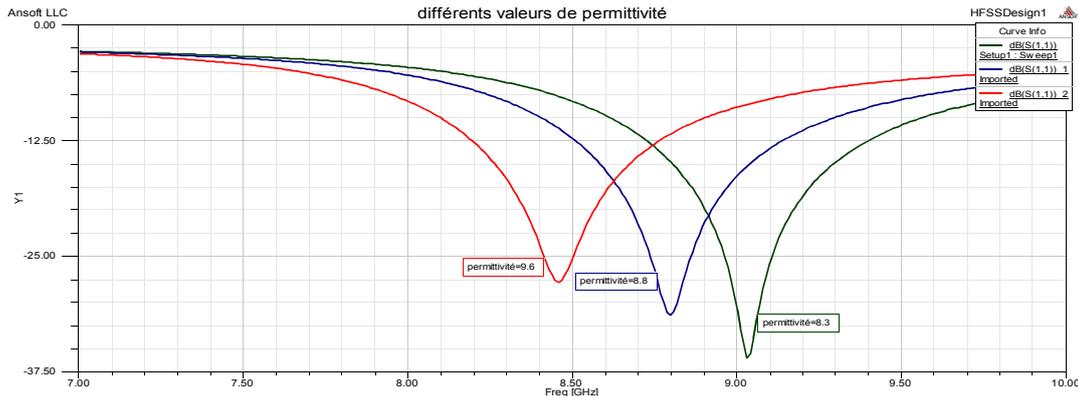
Concernant la distribution du champ électrique sur le substrat et le patch nous pouvons dire que le rayonnement du champ E dépasse la longueur du patch. Donc, ce rayonnement explique bien la longueur effective et la permittivité effective que nous avons les inclut dans nos calculs.

III.4.1.2- Influence des paramètres géométriques sur l'antenne :

Dans cette partie, on va étudier les influences de plusieurs paramètres sur le rayonnement de l'antenne tels que: la hauteur du substrat, la permittivité relative du substrat, la largeur du patch, la longueur du patch, l'épaisseur du patch et la conductivité du patch. Ces paramètres géométriques influent directement sur les performances de l'antenne à savoir: la bande passante, la fréquence de résonance et le niveau du coefficient de réflexion.

III.4.1.2.1 -l'influence de la permittivité relative du substrat :

A cause de son influence sur la plupart des performances de l'antenne, la permittivité relative du substrat doit être choisie pour avoir les propriétés radioélectriques désirées. La figure III.17 montre les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de travail. Dans notre simulation on a choisi trois matériaux de permittivités relatives différentes: alumine ($\epsilon_r = 9.6$) (c'est le modèle de référence), AI-N ($\epsilon_r = 8.8$), marble ($\epsilon_r = 8.3$)



figureIII.17 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité relative

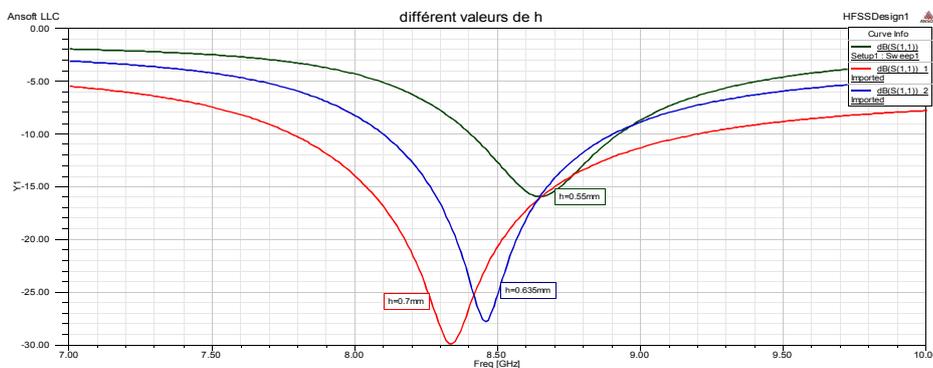
	$\epsilon_r = 9.6$	$\epsilon_r = 8.8$	$\epsilon_r = 8.3$
Fréquence de résonance GHz	8.45	8.79	9.02
Coefficient de réflexion S_{11} en dB	-28	-31.37	-35.94
la perte diélectrique $Tan\delta$	0.001	0	0
Etendu de la bande passante	8.091 -8.904	8.401-8.298	8.610-9.564
bande passante(%)	9.6	10.2	10.5

Tableau III.3 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de ϵ_r

À noter qu'une diminution dans la valeur de ϵ_r produit une augmentation: de la fréquence de résonance, la bande passante et le niveau du coefficient de réflexion.

III.4.1.2.2 - l'influence de la hauteur du substrat :

Le substrat utilisé dans l'antenne microruban est caractérisé par son épaisseur. A cause de son influence sur la plupart des propriétés de l'antenne, l'épaisseur du substrat doit être choisie pour avoir les propriétés radioélectriques désirées. La figure III.18 montre les variations de S_{11} (coefficient de réflexion) en fonction de la fréquence de travail. Dans notre simulation on a choisi trois valeur du substrat : $h=0.7\text{mm}$, $h=0.635\text{mm}$ (c'est le modèle de référence), $h=0.55\text{mm}$.



figureIII.18 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différent valeur de hauteur h

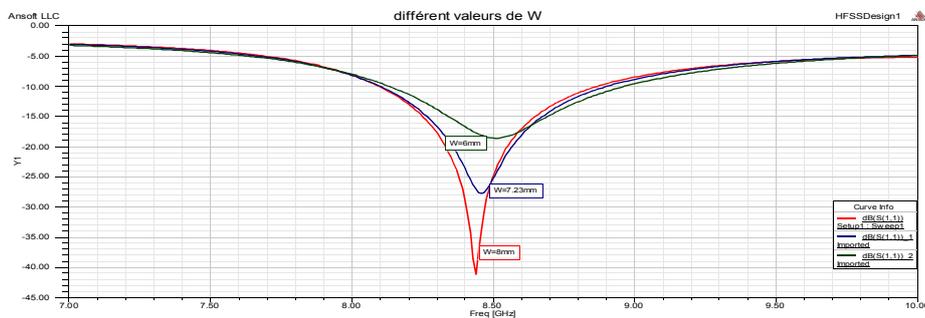
	0.7 mm	0.635 mm	0.55
Fréquence de résonance GHz	8.27	8.45	8.64
Coefficient de réflexion S_{11} en dB	-30.41	-28	-15.89
Etendu de la bande passante	7.711-9.138	8.091 -8.904	8.394-8.917
bande passante(%)	17.25	9.6	6.05

Tableau III.4 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de h

À noter qu'une diminution dans la valeur de h produit une augmentation dans la fréquence de résonance, une diminution de la bande passante et une diminution du niveau de coefficient de réflexion. L'utilisation de minces substrats est conseillée pour les circuits micro-ondes parce qu'elle minimise les ondes de surfaces, les radiations non désirées et le volume de l'antenne.

III.4.1.2.3- l'influence de la largeur du patch :

Le patch utilisé dans l'antenne microruban est caractérisé par son largeur. A cause de son influence sur la plupart des propriétés d'antenne, la largeur du patch doit être choisie pour avoir les propriétés radioélectriques désirées. La figure III.19 montre les variations de S_{11} en fonction de la fréquence de travail en prenant largeur du patch comme paramétré à varier. Dans notre simulation on a choisi trois valeur de la largeur du patch : W=8mm, W=7.23mm (c'est le modèle de référence), W=6mm.



figureIII.19 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différent valeur de la largeur W

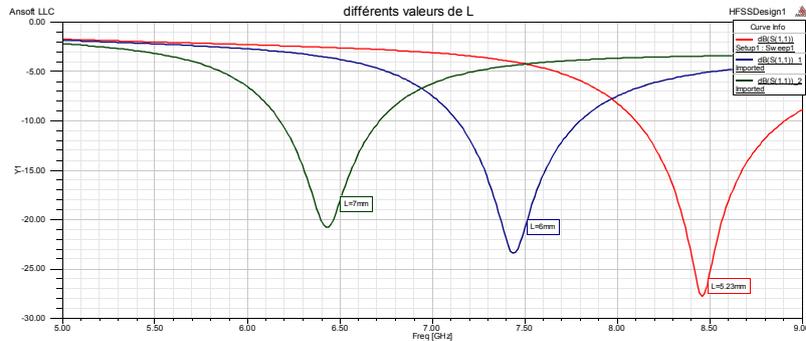
	W=8mm	W=7.23mm	W=6mm
Fréquence de résonance GHz	8.43	8.45	8.50
Coefficient de réflexion S_{11} en dB	-41.17	-28	-18.65
Etendu de la bande passante	8.091-8.870	8.091-8.904	8.125-8.969
bande passante(%)	9.24	9.6	9.91

Tableau III.5 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de W

On observe que lorsque la largeur du patch diminue la fréquence de résonance augmente, la bande passante augmente et le niveau du coefficient de réflexion diminue.

III.4.1.2.4- l'influence de la longueur du patch :

De même façon que la largeur, nous avons choisi trois valeurs de la longueur du patch : $L=5.23\text{mm}$ c'est le modèle de référence, $L=6\text{mm}$, $L=7\text{mm}$. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure suivante :



figureIII.20 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur L

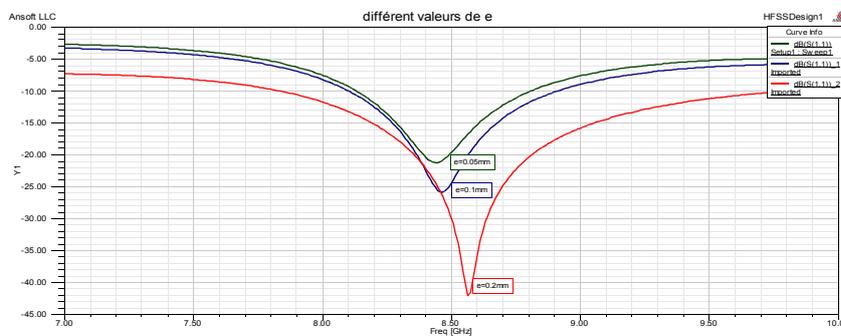
	$L=5.23\text{mm}$	$L=6\text{mm}$	$L=7\text{mm}$
Fréquence de résonance GHz	8.45	7.43	6.42
Coefficient de réflexion S_{11} en dB	-28	-23.48	-20.83
Etendu de la bande passante	8.091-8.904	7.129-7.798	6.172-6.714
bande passante(%)	9.6	9	8.44

Tableau III.6 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de L

On observe que l'augmentation de la longueur du patch, produit une diminution dans la fréquence de résonance, une diminution de la bande passante et une diminution du niveau de coefficient de réflexion.

III.4.1.2.5- l'influence de l'épaisseur du patch :

Nous avons choisi trois valeurs de l'épaisseur du patch : $e=0.2\text{mm}$, $e=0.1\text{mm}$ c'est le modèle de référence, $e=0.05\text{mm}$. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure suivante :



figureIII.21 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'épaisseur e

	e=0.2mm	e=0.1mm	e=0.05mm
Fréquence de résonance GHz	8.56	8.45	8.43
Coefficient de réflexion S_{11} en dB	-42.08	-28	-21.27
Etendu de la bande passante	7.824-9.890	8.091-8.904	8.126-8.810
bande passante(%)	24.13	9.6	8.11

Tableau III.7 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de e

On observe que la diminution de l'épaisseur du patch, produit une diminution dans la fréquence de résonance, une diminution de la bande passante et une diminution du niveau de coefficient de réflexion.

III.4.1.2.6-Effet de la conductivité du patch :

La théorie des antennes imprimées prévoit que l'énergie électromagnétique est rayonnée seulement à travers les bords de la 'cavité' délimitée par le patch et le plan de masse. Ce qui signifie que le patch (résonateur) doit être suffisamment conducteur pour éviter le rayonnement à travers sa surface. D'où l'intérêt d'étudier l'effet de la conductivité du patch sur les performances de l'antenne. La **figure III.22**, présente la variation du coefficient de réflexion S11 à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence, pour des patches d'épaisseur $e = 0.1\text{mm}$, de permittivité $\epsilon_r = 1$ et de conductivités variables. Nous avons choisi trois matériaux (conducteurs) du patch de permittivité égal à 1 et avec des conductivités différentes tels que: $\sigma = 5.8 \times 10^7$ (cuivre) c'est le modèle de référence, $\sigma = 3.8 \times 10^7$ (aluminium), $\sigma = 1.5 \times 10^7$ (brass). Les résultats de simulation sont donnés sur la figure suivante :

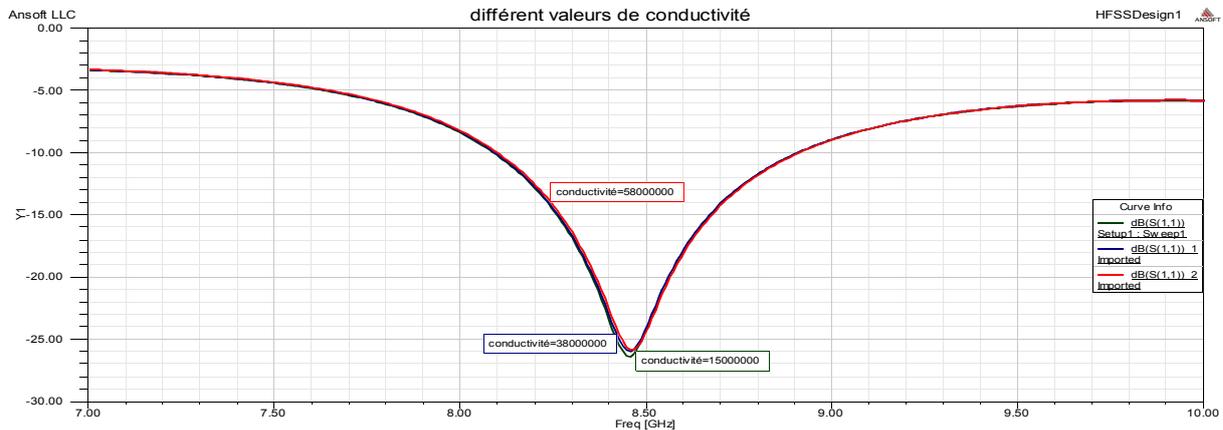


figure. III.22 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour patch à conductivité différente

	$\sigma = 5.8 \times 10^7$	$\sigma = 3.8 \times 10^7$	$\sigma = 1.5 \times 10^7$
Fréquence de résonance GHz	8.45	8.46	8.46
Coefficient de réflexion S_{11} en dB	-28	-25.99	-26.40
Etendu de la bande passante	8.091-8.904	8.089-8.911	8.085-8.911
bande passante(%)	9.6	9.7	9.7

Tableau III.8 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de conductivité

On observe que la diminution de la conductivité du patch, produit une petite augmentation au niveau du coefficient de réflexion, mais la fréquence de résonance et la bande passante ne change pas. Donc, la conductivité influe uniquement sur le niveau du coefficient de réflexion. Le meilleur S_{11} est atteint pour une conductivité comparable à celle des métaux.

III.4.2-Alimentation par ligne micro ruban avec un transformateur d'impédance :

Le modèle de l'antenne à ligne micro ruban avec un transformateur de longueur $\frac{\lambda}{4}$ (voir Annexe A.4) réalisé par HFSS est donné par la **figure III.23**. Les paramètres de simulation de la structure sont les même que ceux fixés lors la fabrication de l'antenne alimenté par ligne micro ruban. Ils sont donnés aux tableaux **III.9** et **III.10** qui récapitulent les propriétés de l'antenne simulée.

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$
Substrat : alumine	$\epsilon_r = 9.6$ et $Tan\delta = 0.001$
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$

Tableau III.9 : Propriétés des matériaux

Eléments	aire (mm×mm)	épaisseur (mm)
Substrat	15×15	h=0.635
Plan de masse	15×15	0.05
Patch (W×L)	7.23×5.23	0.1
Ligne micro ruban ($W_l \times L_l$)	0.632×4.12	0.1
Transformateur d'impédance ($W_t \times L_t$)	0.332×3.23	0.1

Tableau III.10: Paramètres de l'antenne.

Le schéma de l'antenne à simuler selon HFSS est présenté dans la **figure III.23**:

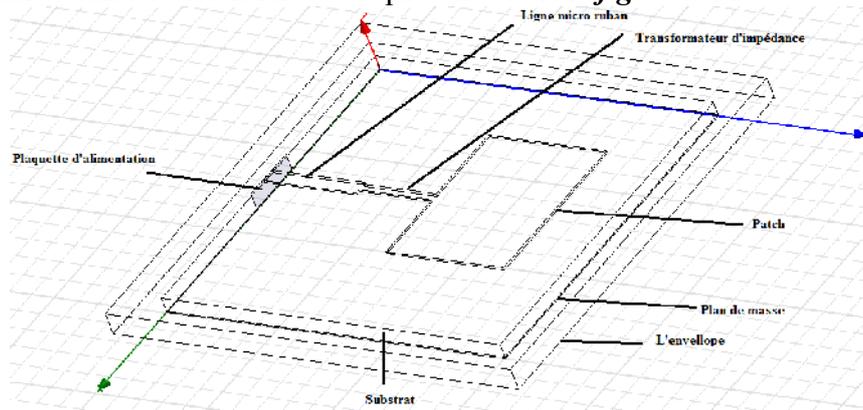


figure III.23 : Antenne imprimé alimenté par un transformateur d'impédance selon HFSS

Le résultat de la simulation est représenté sur les figures suivantes :

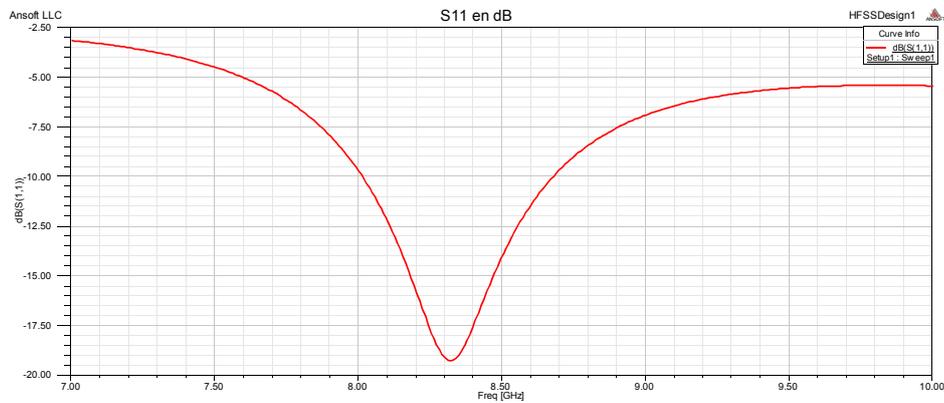


figure III.24 : Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- La fréquence de résonance $f_r = 8.33\text{GHz}$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -19.19\text{dB}$
- La bande passante $BP = 667\text{MHz}$ ($BP(\%) = 8.01\%$).

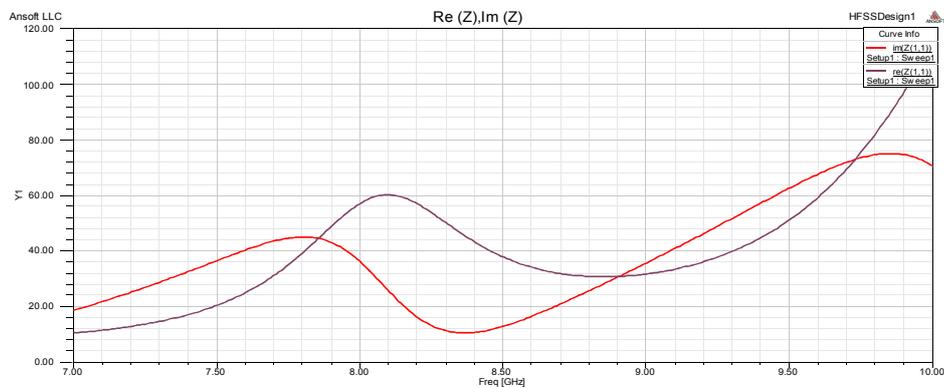


figure III.25 : Représentation de partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence

A la fréquence de résonance la partie imaginaire est nulle par contre la partie réelle est environ de 48.68Ω

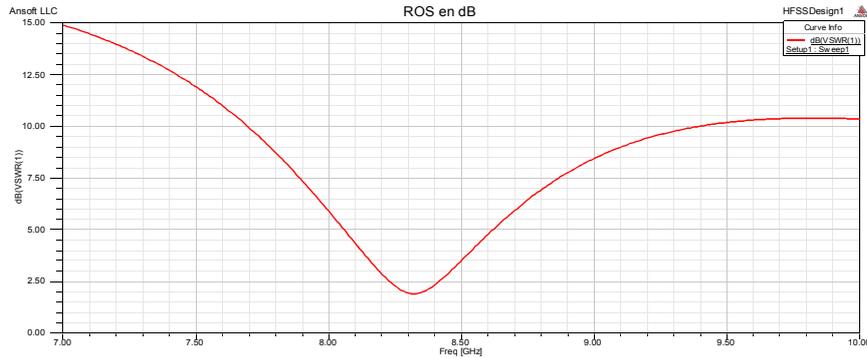


figure III.26 : Représentation du ROS en dB en fonction de la fréquence

La valeur du ROS est minimale à la fréquence de résonance $f_r = 8.33GHz$ il est d'environ de 1.89 dB



figure III.27 : Représentation 3-D du Gain total en dB

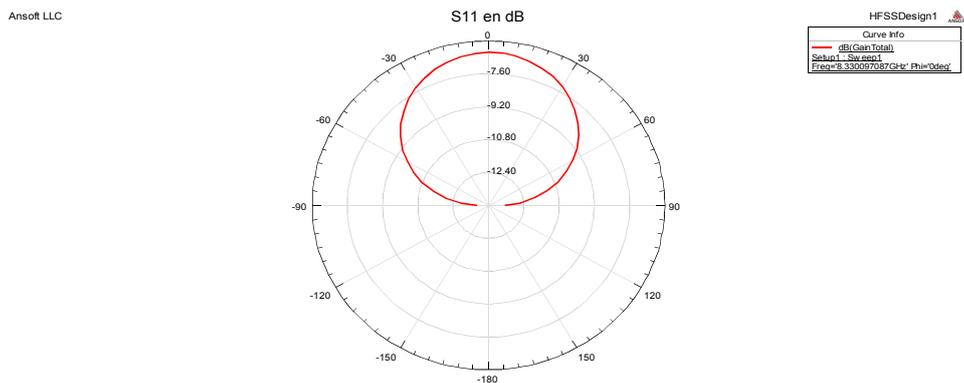


figure III.28 : Diagramme du Gain en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à -6.55dB et il est minimal pour $\theta = -90$ et égal à -13.48dB.

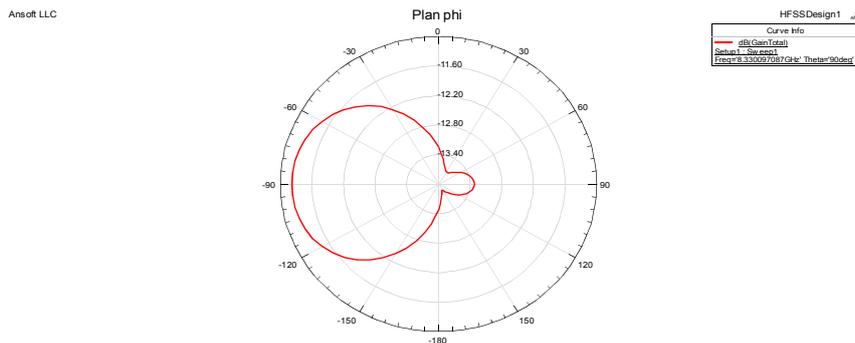
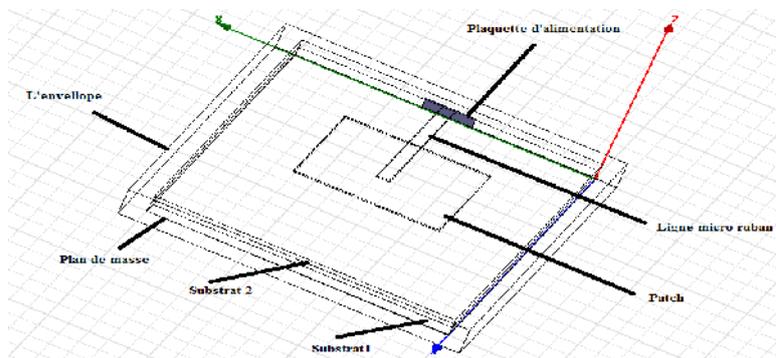


figure III.29 : Diagramme du Gain en dB (plan ϕ)

Le gain est maximal pour $\phi = 270$ et égal à -11.21dB et il est minimal pour $\phi = 150$ et égal à -13.85dB

III.4.3-Alimentation par ligne enterrée :

L'antenne à ligne enterrée réalisée est une structure à deux substrats, avec une ligne microruban plaquée sur le substrat inférieur qui se termine en un circuit ouvert sous le patch imprimé sur le substrat supérieur. Ce couplage à proximité permet d'améliorer la bande passante et de réduire les rayonnements parasites. Le modèle de l'antenne à ligne enterrée réalisé par HFSS est donné dans la figure III.30. Les paramètres de simulation de la structure sont les même que ceux fixés lors la fabrication de l'antenne alimenté par ligne micro ruban. Ils sont donnés aux tableaux III.1 et III.2.



figureIII.30 : Antenne imprimé alimenté par ligne enterrée selon HFSS.

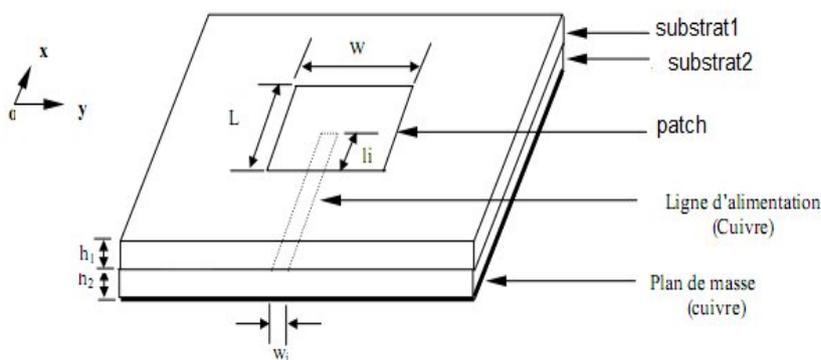


figure III.31 : Schéma de l'antenne à ligne enterrée.

Le largeur de la ligne microruban est $W_l = 0.632mm$, permet d'avoir une impédance de 50Ω à l'entrée de l'antenne. Une bonne adaptation est obtenue pour un microruban de longueur $L = 6.735mm$. Les deux substrats en alumine sont modélisés par deux couches diélectriques identiques d'épaisseur $0.635mm$, la partie réelle de la permittivité est $9,6$ et l'angle de perte δ est égal à $0,001$. Le plan de masse est modélisé par une mince couche en cuivre d'épaisseur $0.05mm$ et de conductivité $5,8 \cdot 10^7 S/m$. De même, le ruban d'alimentation est modélisé par une couche de cuivre d'épaisseur $0.1mm$. La surface du substrat ainsi que du plan de masse est de $15 \times 15 mm^2$.

D'autre part, les mêmes conditions de simulation numérique (port d'excitation, conditions aux limites absorbantes, capacité de calcul...) utilisées pour l'antenne à alimentation directe (voir figure.III.2), ont été appliquées pour simuler l'antenne à ligne enterrée.

Le résultat de la simulation est représenté sur les figures suivantes :

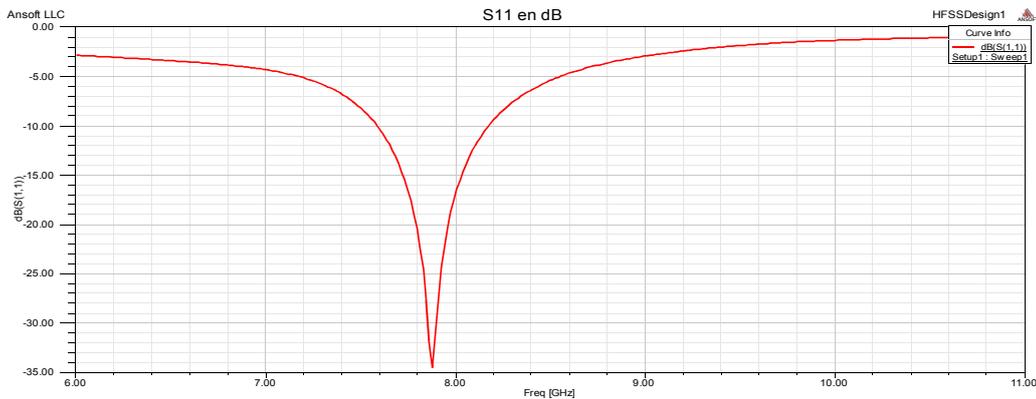


figure III.32 : Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- La fréquence de résonance $f_r = 7.87GHz$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -34.69dB$
- La bande passante $BP = 590MHz$ ($BP (\%) = 7.49\%$).

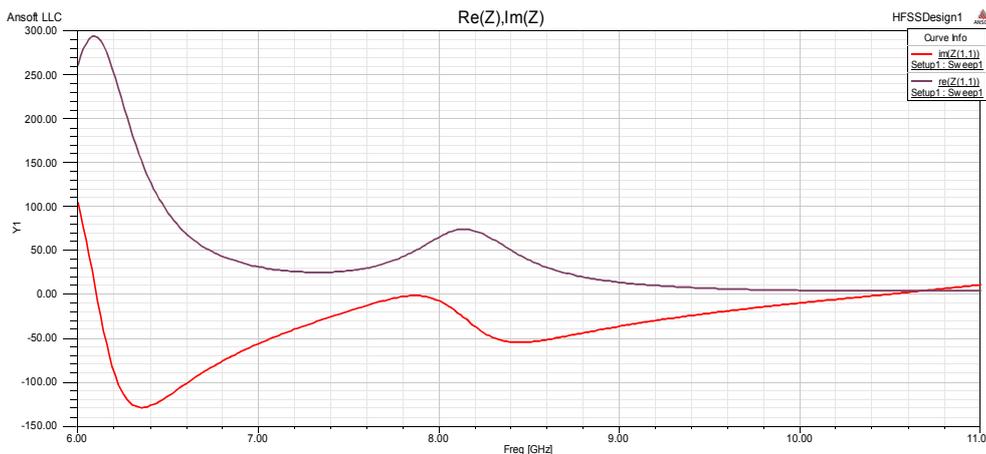


figure III.33 : Représentation de partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence

A la fréquence de résonance la partie imaginaire est nulle par contre la partie réelle est environ de 50.10Ω

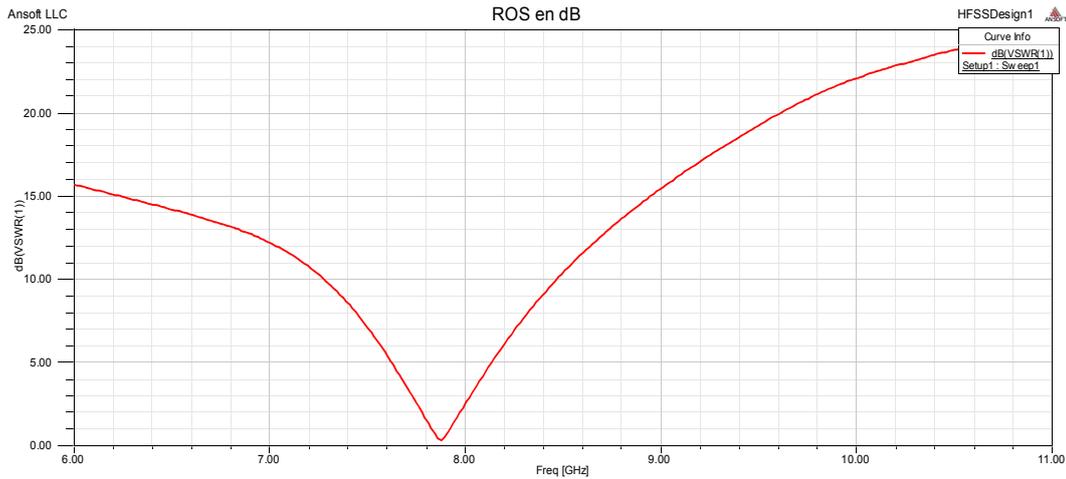


figure III.34 : Représentation du ROS en dB en fonction de la fréquence

La valeur du ROS est minimale à la fréquence de résonance $f_r = 7.87GHz$ il est d'environ de 0.32 dB



figure III.35 : Représentation 3-D du Gain total en dB

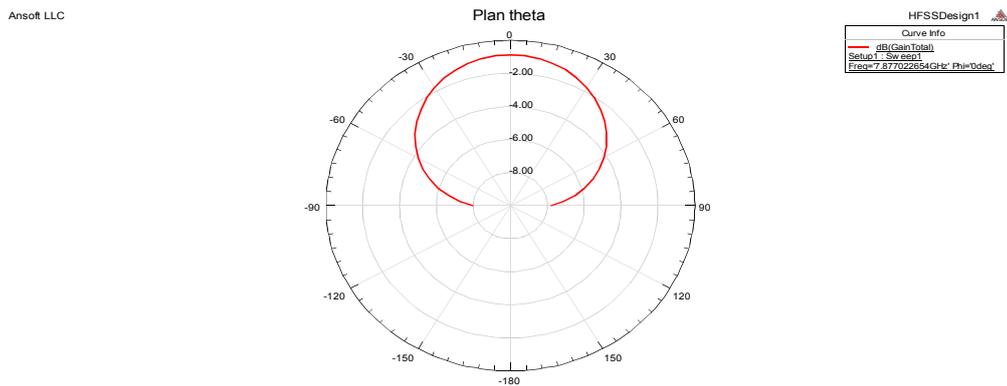
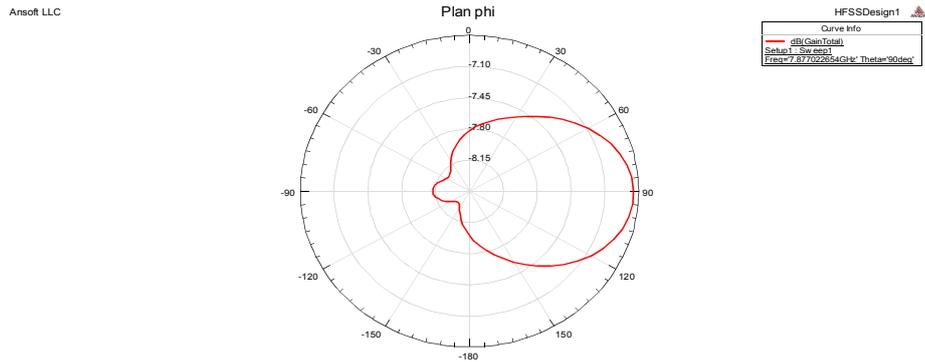


figure III.36 : Diagramme de rayonnement en Gain en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à $-0.87dB$ et il est minimal pour $\theta = 90$ et égal à $-7.99dB$.



figureIII.37 : Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ)

Le gain est maximal pour $\varphi = 90$ et égal à -6.8dB et il est minimal pour $\varphi = 220$ et égal à -8.33dB

III.4.4-Alimentation par câble coaxiale :

Le modèle d'antenne imprimé utilisé pour la simulation numérique dans Ansoft HFSS est représenté sur la **figureIII.38**. L'antenne patch est conçue pour le 9GHz .Les paramètres de simulation de la structure sont le même que ceux fixés lors la fabrication de l'antenne alimenté par ligne micro ruban. Ils sont donnés aux tableaux **III.11** et **III.12** qui récapitulent les propriétés de l'antenne simulée.

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 S / m$
Substrat : alumine	$\epsilon_r = 9.6$ et $Tan\delta = 0.001$
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 S / m$

Tableau III.11 : Propriétés des matériaux

Eléments	aire (mm×mm)	épaisseur (mm)
Substrat	15×15	h=0.635
Plan de masse	15×15	0.05
Patch (W×L)	7.23×5.23	0.1
Feed	Rayon=1.6	0.5
Pin	Rayon=0.7	0.685

Tableau III.12: Paramètres de l'antenne.

Le schéma de l'antenne à simuler selon HFSS est présenté dans la **figure III.38**:

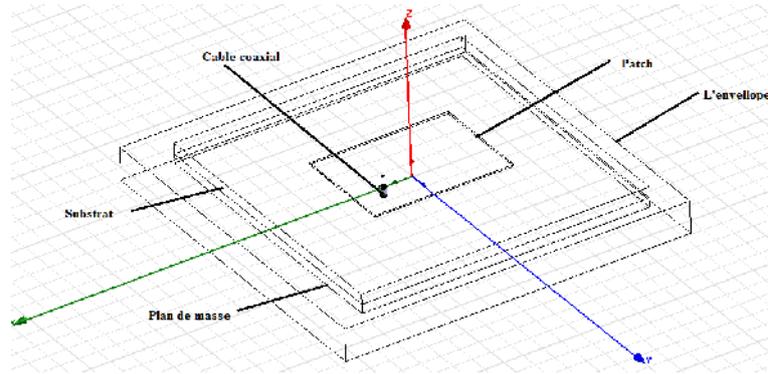


figure III.38 : Antenne imprimé alimenté par câble coaxiale selon HFSS

Le résultat de la simulation est représenté sur les figures suivantes :

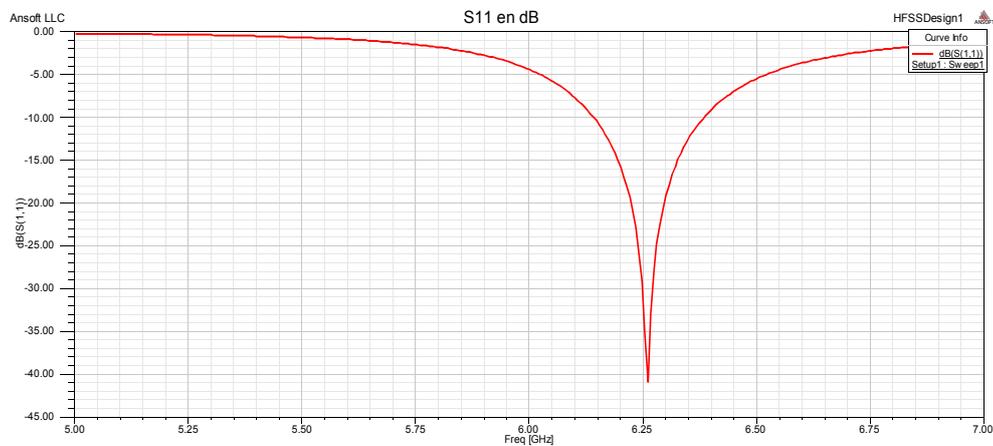


figure III.39 : Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- La fréquence de résonance $f_r = 6.26\text{GHz}$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -40.94\text{ dB}$
- La bande passante $BP = 246\text{MHz}$ ($BP(\%) = 3.92\%$).

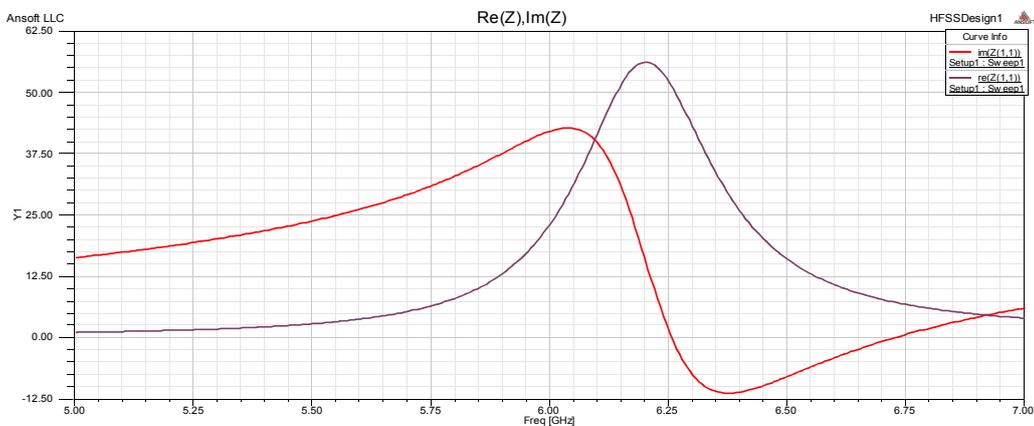


figure III.40 : Représentation de partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence

A la fréquence de résonance la partie imaginaire est nulle par contre la partie réelle est environ de 50.55Ω

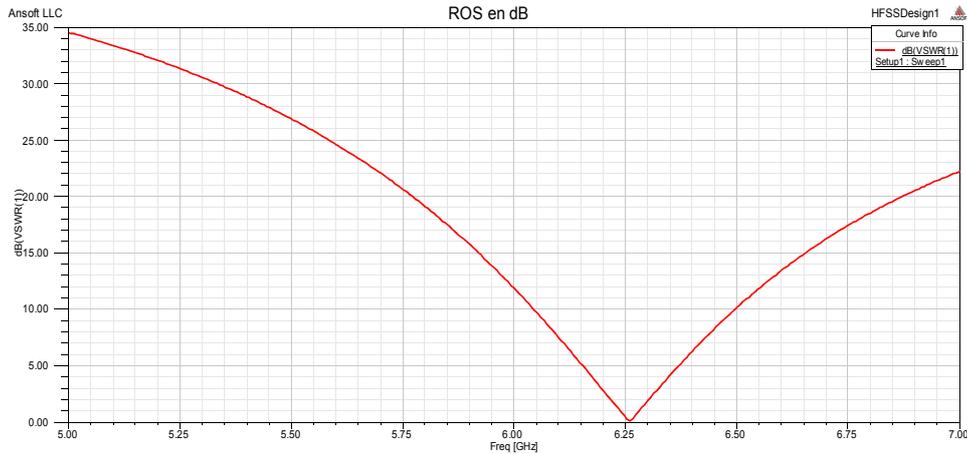


figure III.41 : Représentation du ROS en dB en fonction de la fréquence

La valeur du ROS est minimale à la fréquence de résonance $f_r = 6.26GHz$ il est d'environ de 0.15 dB



figure III.42 : Représentation 3-D du Gain total en dB

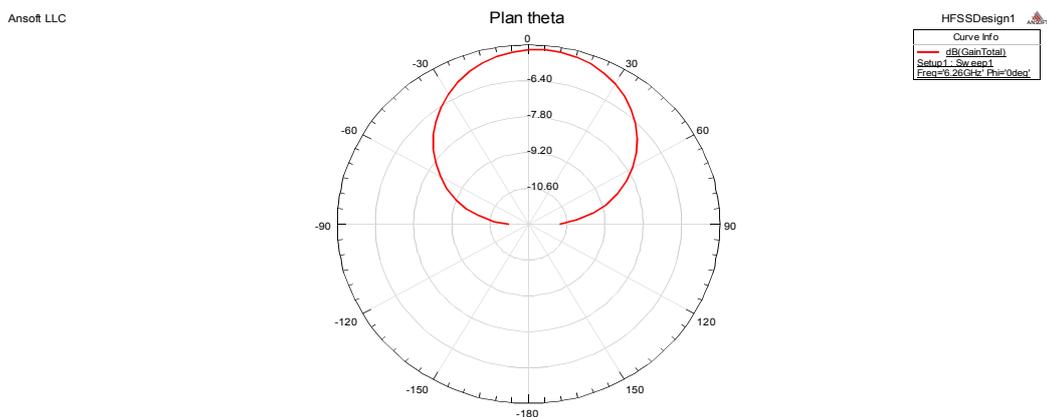


figure III.43 : Diagramme du Gain en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à $-5.15dB$ et il est minimal pour $\theta = -90$ et égal à $-11.29dB$.

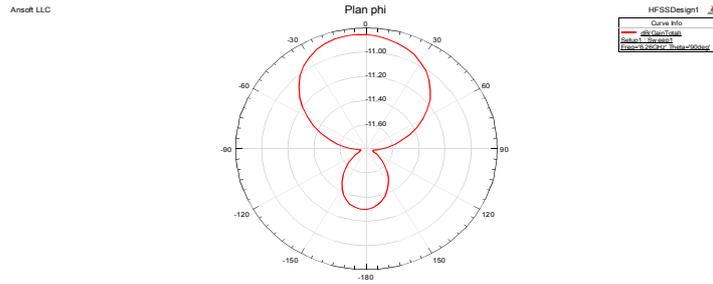


figure III.44 : Diagramme du Gain en dB (plan ϕ)

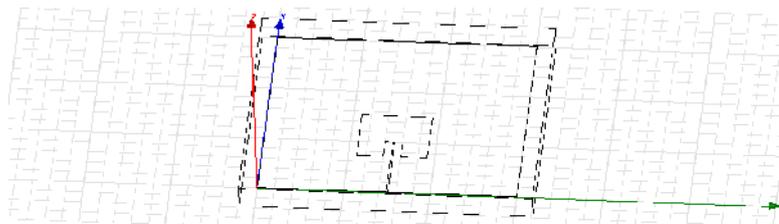
Le gain est maximal pour $\phi = 0$ et égal à -10.85dB et il est minimal pour $\phi = 105$ et égal à -11.74dB

III.5-Antennes pour application radiocommunication :

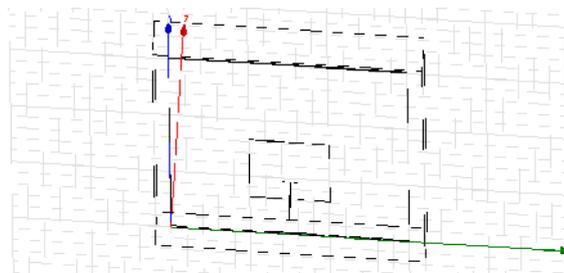
Dans cette partie, nous avons simulé des antennes imprimées à élément rayonnant rectangulaire pour des différentes applications. Les paramètres de simulation de la structure sont fixés lors de la fabrication de l'antenne alimentée par ligne micro ruban. Les dimensions du patch (W et L) et celle de la ligne micro ruban ont été optimisées à l'aide du logiciel Ansoft- HFSS pour avoir un coefficient de réflexion minimum à l'entrée de l'antenne au voisinage de la fréquence demandée.

Le tableau ci-dessous montre quelques exemples d'application de l'antenne imprimée rectangulaires tels que :

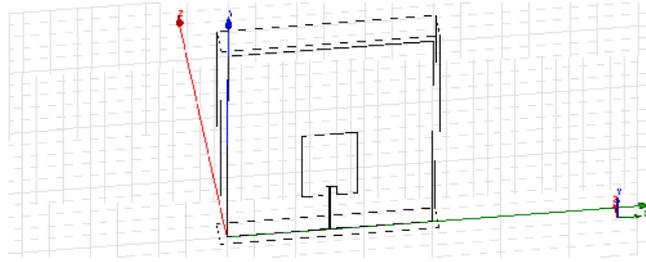
- Bande passante du GSM 900 est [Rx : 935-960MHz et Tx : 890-915].
- Bande passante du GSM 1800 est [Tx : 1710-1785 MHz et Rx : 1805-1880MHz]
- Bande passante de l'UMTS est [1.885-2.025GHz].
- Bande passante du WiFi est [2.412, 2.484 GHz].



Antenne GSM 1800 $W = L = 4.07mm$, $h = 0.015mm$, $\epsilon_r = 81$



Antenne UMTS $W = L = 5.07mm$, $h = 0.015mm$, $\epsilon_r = 81$



Antenne WiFi $W = 4.07, L = 5.07mm, h = 0.015mm, \epsilon_r = 81$

	variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence	Fréquence de résonance	Bande passante GHz	Gain dB
GSM 1800		$f_r = 1.76GHz$	[1.71-1.81]	-4.6
UMTS		$f_r = 1.92GHz$	[1.91-1.93]	-5.1
WiFi		$f_r = 2.43GHz$	[2.40-2.46]	-4.49

Tableau III.13: Exemples d'application de l'antenne imprimée.

III.6-Conclusion:

A travers ce chapitre, on a essayé de présenter en premier lieu la simulation d'une antenne imprimée rectangulaire en basant sur l'alimentation directe par ligne micro ruban. Ensuite, on a étudié l'influence des différents paramètres géométriques de l'antenne imprimée sur les caractéristiques de rayonnement de l'antenne a savoir: le coefficient de reflation, la fréquence de résonance, la bande passante,.....

En deuxième lieu, on a simulé le même modèle précédent mais avec d'autres types d'alimentations comme : ligne micro ruban avec un transformateur, ligne enterré et par câble coaxiale.

Le résultat obtenu montre que l'alimentation par ligne microruban directe ayant une large bande passante et un grand gain par apport aux autres types d'alimentation.

Bibliographie

- [III.1] Sylvain Demarty « Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé » Thèse pour obtenir le grade de Docteur de l'université de Limoges le 31 août 2006
- [III.2] Hamid Meghdadi, Jean-Charles Poux « Simulation 3D HFSS de filtres » Novembre 2005 – Mai 2006
- [III.3] Hatem Rmili « Étude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHz » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Bordeaux I, novembre 2004
- [III.4] http://photonics.intec.ugent.be/download/mth_32.pdf
- [III.5] http://www.emtalk.com/mwt_mpa.htm
- [III.6] http://www.emtalk.com/mscalc.php?er=9.6&h=0.635&h_units_list=hmm&f=9&Zo=50&EL=113.47&Operation=Synthesize&Wa=&W_units_list=Wmm&La=&L_units_list=Lmm

CHAPITRE IV

Modélisation et Simulation

d'un Réseau d'Antennes Patch en Utilisant HFSS

IV.1- Introduction : [IV.1] [IV.2]

Le couplage mutuel est dû aux effets simultanés du rayonnement en espace libre et à la propagation des ondes de surface. C'est un critère important qu'il faut donc considérer lors du calcul des caractéristiques des réseaux. Le calcul théorique du couplage mutuel a été proposé par Kraus 1950 et Balanis 1982, il dépend du type d'antenne et de la distance entre les éléments. Ainsi Jedlicka et Carver ont étudié expérimentalement l'effet de couplage entre les antennes plaquées pour des géométries rectangulaires et circulaires. Différentes méthodes ont été présentées pour calculer le coefficient de couplage entre les antennes rectangulaires micro ruban. Ces méthodes ont été proposées par différents auteurs tels que Sindoris, Pénard, Pozar, etc.

IV.2-Définition du couplage dans le plan E et le plan H : [IV.1] [IV.2] [IV.3]

Les diagrammes de rayonnement sont généralement représentés dans deux plans orthogonaux "plan E et plan H", par rapport à la direction principale.

- **Plan E** : lieu des points de l'espace où le champ électrique rayonné est contenu dans ce plan.
- **Plan H** : lieu des points de l'espace où le champ magnétique rayonné est contenu dans ce plan.

On distingue deux types de couplage voir *figure IV.1*:

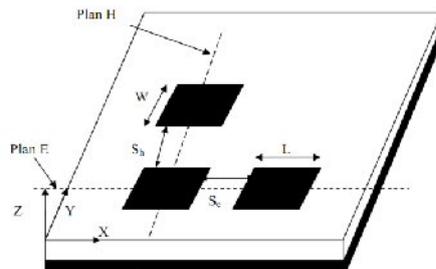


figure IV. 1 : Couplage entre les antennes patch dans le plan E et H

- **Couplage vertical ou couplage dans le plan H** : c'est-à-dire le couplage entre deux éléments dans le même substrat, le long de la direction de y avec une séparation d'accouplement S_h , les longueurs L des patches (dans la direction de x) sont les mêmes. La variation du champ électrique a lieu sur les côtés nommés 1, 2, 3,4, des patches qui correspondent aux fentes rayonnantes voir la figure IV.2.

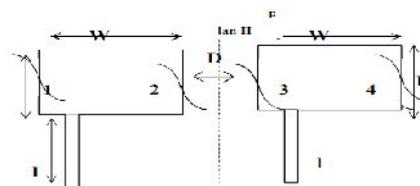


figure IV.2 : Configuration plan H

Les paramètres géométriques de l'antenne sont :

W: largeur du patch

L: longueur du patch

l : longueur de la ligne d'alimentation

D : distance qui sépare les deux patches

- **Couplage horizontal ou couplage dans le plan E** : c'est-à-dire le couplage entre deux éléments dans le même substrat, le long de la direction de x avec une séparation d'accouplement S_e , toutes les largeurs W des patchs (dans la direction de y) ont les mêmes tailles. La variation du champ électrique a lieu sur les côtés nommés 5, 6, 7,8 des patchs qui correspondent aux fentes rayonnantes voir la figure IV.3.

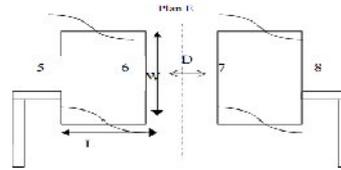


figure IV.3 : Configuration plan E

IV.3-Contribution à la modélisation du couplage :

Cette partie consiste donc à déterminer les paramètres électriques dans le cas d'un réseau de deux patchs couplés.

IV.3.1-L'équation matricielle : [IV.2]

Le courant qui circule dans chaque antenne, induit des courants dans toutes les autres antennes alimentées ou non. On peut modéliser le couplage mutuel entre les antennes par des paramètres tels que l'impédance mutuelle, l'admittance mutuelle, le coefficient de transmission, etc.

En tenant compte de l'effet de couplage, nous aurons besoin de calculer le courant de chaque élément à partir des tensions appliquées et de la matrice impédance du réseau.

Dans le cas pratique, les éléments rayonnants sont alimentés par des courants de même amplitude et de même phase, les courants de surface créés sur chaque élément sont obtenus à partir de l'équation matricielle suivante :

$$[V] = [Z] \cdot [I] \tag{IV.1}$$

Dans laquelle :

[Z] : est la matrice d'impédance.

I : élément du vecteur courant [I].

V : élément du vecteur excitation [V].

Les courants induits I ont été représentés à partir des tensions appliquées V à chaque élément. Dans les cas pratiques, la matrice [V] est généralement connue et nous pouvons alors déduire le courant à l'entrée de chaque élément en connaissant la matrice d'impédance, donc on peut écrire :

$$[I] = [V] \cdot [Z]^{-1} \tag{IV.2}$$

IV.3.2-Modélisation par la méthode analytique : [IV.1] [IV.2]

On considère un réseau linéaire formé de deux antennes disposées chacune sur l'un des axes à une distance S comme l'indique la figure IV.4. L'antenne utilisée dans cette étude à une forme rectangulaire, qui est simple à étudier due à la simplicité des formes des équations modélisant le rayonnement.

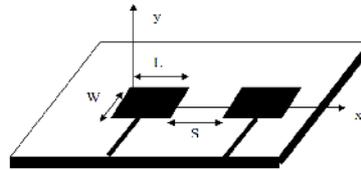


figure IV.4 : Schémas de deux patches

Le couplage mutuel entre deux antennes est modélisé en utilisant les paramètres Z , en admettant que les modes sont quasi TEM. En effet, on associe aux deux antennes couplées un quadripôle décrit par sa matrice d'impédance $[Z]$ qui est défini de la façon suivante :

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \tag{IV.3}$$

Z_{11} et Z_{22} représentent respectivement l'impédance d'entrée de l'antenne 1 en présence de l'antenne 2 et l'impédance d'entrée de l'antenne 2 en présence de l'antenne 1. Z_{21} et Z_{12} sont les impédances mutuelles et traduisent couplage entre les deux antennes. L'impédance mutuelle Z_{21} (Z_{12}) entre les deux antennes s'exprime en fonction de :

$$Z_{12} = -\frac{1}{I_1 I_2} \iint E_2 * J_1 dx dy \tag{IV.4}$$

I_1 et I_2 sont les intensités des courants d'entrée qui alimentent respectivement l'antenne 1 et l'antenne 2. J_1 est la distribution du courant dans la première antenne. E_2 est l'intensité du champ électrique produit le long de la seconde antenne. I_1 et I_2 sont les amplitudes de courant dans le premier et le second patch.

Pour deux antennes patch, le schéma électrique équivalent qui prend en compte le couplage entre les patches est montré sur la Figure IV.5. Les éléments qui caractérisent le couplage sont C_{c2} et C_{c1} .

Le modèle que nous proposons est constitué de deux circuits électriques équivalents d'antennes patches. Chaque circuit électrique équivalent d'antennes est constitué d'un circuit RLC en parallèle (une résistance R_1 , une capacité C_1 et une self L_1) représente la première antenne, en parallèle avec (une résistance R_2 , une capacité C_2 et une self L_2) représente la deuxième antenne, les deux antennes sont identiques ($R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$ et $L_1=L_2=L$), les éléments qui caractérisent le couplage sont C_{c2} disposé horizontalement et C_{c1} disposé verticalement.

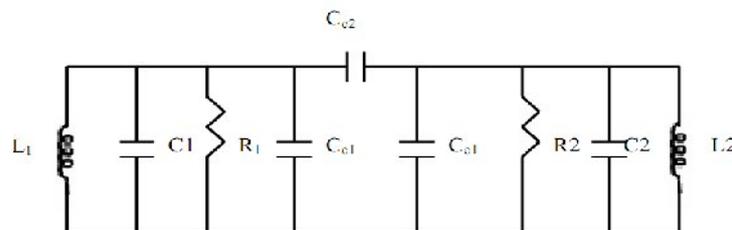


figure IV.5 : Circuit électrique équivalent de deux patches

En utilisant les transformations suivantes $[I] = [Y]. [V]$, on assimile notre circuit à une cellule en Π avec :

$$Y_{11} = Y_1 + i \omega C_{c2} \tag{IV.5}$$

$$Y_{12} = -i \omega C_{c2} \quad (IV.6)$$

$$Y_{21} = Y_{12} \quad (IV.7)$$

$$Y_{22} = Y_{11} \quad (IV.8)$$

$$\text{Où : } Y_1 = \frac{1}{iL\omega} + \frac{1}{R} + i\omega(C + C_{c1}) \quad (IV.9)$$

D'autre part, on applique les relations de passage pour exprimer les paramètres Z_{ij} et S_{ij} en fonction de l'admittance:

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{|Y|} \begin{bmatrix} Y_{22} & -Y_{12} \\ -Y_{21} & Y_{11} \end{bmatrix} \quad (IV.10)$$

On peut déterminer la matrice [S] à partir de la matrice [Y] du quadripôle:

$$S_{12} = \frac{2y_{12}}{(1+y_{11})(1+y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (IV.11)$$

$$S_{11} = \frac{(1-y_{11})(1+y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (IV.12)$$

$$S_{21} = \frac{2y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (IV.13)$$

$$S_{22} = \frac{(1+y_{11})(1-y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (IV.14)$$

Avec:

$$Y = yY_0 \quad (IV.15)$$

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad (IV.16)$$

Z_0 : correspond à l'impédance caractéristique de chaque accès

IV. 3. 3-Modélisation par la méthode numérique :

Dans ce paragraphe la disposition des deux antennes imprimées périodiques est déjà présentée sur la Figure IV.4. La seule modification est que la première antenne est alimentée par une sonde coaxiale à la position (x_p, y_p) et la deuxième par une ligne micro ruban Figure IV.6. Nous allons appliquer la méthode des moments procédure de Galerkin pour déterminer les paramètres caractéristiques de couplage.

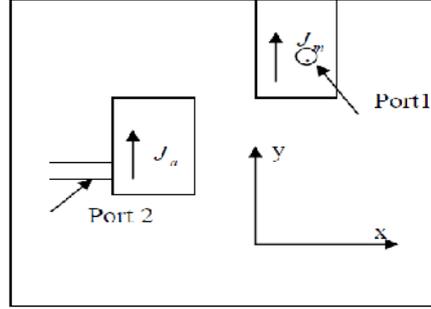


figure IV. 6 : Exemple de couplage entre deux éléments d'une antenne micro ruban

En se basant sur la solution de la méthode de **Galerkin** qui consiste à développer la distribution du courant sur le patch en série de fonction de base : [IV.4]

$$\vec{J}_s = \sum_{n=1}^N I_n \vec{J}_n \tag{IV.17}$$

Où :

\vec{J}_s : La densité surfacique de courant sur le patch.

\vec{J}_n : La n^{ime} fonction de base selon x ou y.

I_n : Amplitude du courant inconnue.

En résolvant l'équation :

$$[V] = [Z] \cdot [I] \tag{IV.18}$$

Nous déterminons les I_n .

on peut écrire :

$$Z_{mn} = - \int_{S_n} \vec{E}_m \vec{J}_n ds \tag{IV.19}$$

$$V_m = - \int_{v_i} \vec{E}_m \vec{J}_i dv \tag{IV.20}$$

Avec :

E_m : Le champ électrique dû au courant \vec{J}_m du patch considéré.

J_i : Le courant délivré par la source imprimée du patch.

$$Z_{mn}^{xx} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} G_{xx}(K_x, K_y) \cdot F_x(J_{xn}) \cdot F_y(J_{xn}) \cdot F_x^*(J_{ym}) \cdot F_y^*(J_{ym}) dK_x dK_y \tag{IV.21}$$

Et les éléments du vecteur tension sont :

$$V_m = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} Q_v(K_x, K_y) \cdot [F_x^*(J_{ym}) \cdot F_y(J_{ym})] \exp(i \cdot K_x x_p + i \cdot K_y y_p) dK_x dK_y \tag{IV.22}$$

où:

$$Q_v = - \frac{iZ_0}{4\pi K_0} \frac{K_s^2 K_x (\epsilon_r - 1) \sin(K_1 d) + i K_x K_1 T_m \sin(K_1 d)}{\epsilon_r T_e T_m} \tag{IV.23}$$

$$x_p = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(\sqrt{\epsilon_r} K_0 d) \tag{IV.24}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (IV.25)$$

$$K_0 : \text{Nombre d'onde} \left(K_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \right)$$

➤ **Convergence des résultats numériques :**

Les intégrales des éléments matriciels de l'impédance et du vecteur de tension sont évaluées numériquement, et pour la convergence des résultats numériques on fait la conversion en coordonnées polaires.

$$\begin{aligned} K_x &= \beta \cos \alpha \\ K_y &= \beta \sin \alpha \end{aligned} \quad (IV.26)$$

Les doubles intégrations infinies selon (K_x, K_y) sont changés aux coordonnées polaires double intégration suivant (β, α)

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} dK_x dK_y = \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} \beta d\alpha d\beta \quad (IV.27)$$

Ce changement de variables, à pour avantage de transformer la double intégrale infinie en une seule intégrale infinie et une autre finie, dans ce cas l'effet des ondes de surface sont inclus dans les calculs .

Le chemin d'intégration requis pour atteindre la convergence numérique est :

$$\begin{aligned} \alpha &= 0 \rightarrow \pi / 2 \\ \beta &= 0 \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (IV.28)$$

Pour réduire au minimum le calcul numérique, on choisit la fonction de symétrie suivante :

$$F_x(-K_x) = F_x^*(K_x) \text{ et } F_y(-K_y) = F_y^*(K_y) \quad (IV.29)$$

Ce qui permet d'écrire les relations (IV.21) et (IV.22) comme suit :

$$Z_{mn}^{xx} = 4 \int_0^{\pi/2} \int_0^{\infty} G_{xx}(K_x, K_y) R_e \left[F_x(J_{xn}) F_x^*(J_{ym}) \right] * R_e \left[F_y(J_{xn}) F_y^*(J_{ym}) \right] \beta d\beta d\alpha \quad (IV.30)$$

$$V_m = 4i \int_0^{\pi/2} \int_0^{\infty} Q_v(K_x, K_y) \text{Im} \left[F_x^*(J_{ym}) \exp(i.K_x x_p) \right] * R_e \left[F_y^*(J_{ym}) \exp(i.K_x x_p) \right] \beta d\beta d\alpha \quad (IV.31)$$

Les équations (IV.30) et (IV.31) sont les formes finales utilisées pour le calcul des éléments de la matrice impédance et le vecteur tension.

La formule (IV.31) correspond à l'alimentation par une sonde coaxiale, cependant lorsque l'excitation est faite par une ligne micro ruban, il faut la multiplier par le facteur $\sqrt{\frac{W_e}{H}}$

Si W est la largeur de la ligne d'alimentation, W_e est la largeur effective :

$$W_e = W + 0.412 \left(\frac{\epsilon_e + 0.30}{\epsilon_e - 0.258} \right) \left(\frac{W + 0.262H}{W + 0.813H} \right) H \quad (IV.32)$$

Où ϵ_e est la permittivité effective de la ligne :

$$\epsilon_e = \frac{1 + \epsilon_r}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10H}{W} \right) \quad (IV.33)$$

➤ **Ports d'impédance :**

Considérons les deux éléments de l'antenne micro ruban de la géométrie de la Figure IV. 4. La relation entre les ports de tension et les courants est :

$$[V^P] = [Z^P] \cdot [I^P] \tag{IV.34}$$

Où l'indice P est utilisé pour différencier entre les deux ports et aussi pour distinguer entre cette équation et l'équation (III.20).

La matrice $[Z^P]$ est toujours une matrice 2×2 (pour une géométrie à 2 ports).

Les ports d'impédance $[Z^P]$ nous permettent de déterminer l'impédance d'entrée et l'impédance de couplage mutuelle.

Z_{11}^P est l'impédance d'entrée de l'élément 1 avec l'élément 2 en circuit ouvert, s'écrit sous la forme suivante :

$$Z_{11}^P = -\sum_{n=1}^N I_n V_n^{(1)} \tag{IV.35}$$

Où I_n sont les amplitudes des modes de courant trouvées à partir de (IV.18), et $V_n^{(1)}$ sont les tensions dues à la source 1.

L'impédance de transfert du circuit ouvert entre les ports 1 et 2 peut être écrite sous la forme :

$$Z_{21}^P = \frac{-\int_v \vec{E}^{(2)} \cdot \vec{J}_i^{(2)} dv}{(I_i)^2} \tag{IV.36}$$

Où $\vec{E}^{(2)}$ est le champ électrique total causé par le courant de source $\vec{J}_i^{(2)}$ du port 2, L'utilisation de l'équation (IV.20) nous donne :

$$Z_{12}^P = Z_{21}^P = -\sum_{n=1}^N I_n V_n^{(2)} \tag{IV.37}$$

IV.4-Les réseaux d'antennes :

Dans cette partie, nous allons traiter des méthodes de mise en réseau des éléments imprimés. Cette application a connu un développement important depuis une vingtaine d'années car les éléments imprimés se prêtent très bien à la réalisation de réseaux de plusieurs dizaines, ou plusieurs d'éléments, cela pour diverses raisons [IV.5] [IV.6] :

- les faibles dimensions des éléments et leur simplicité de réalisation.
- leur aptitude à être imprimés sur des surfaces planes ou incurvées, facilement intégrables, par exemple, au fuselage d'un avion ou d'une fusée.
- la possibilité de disposer les éléments rayonnants et le dispositif d'alimentation de part et d'autre d'un plan de masse commun, en une structure très compacte, légère et peu coûteuse.

La conception et la réalisation de réseaux à éléments imprimés est un sujet très vaste, encore en pleine évolution.

Les réseaux sont constitués d'un ensemble d'antennes élémentaires réunies par un distributeur d'alimentation (figure IV.7) [IV.7] [IV.8].

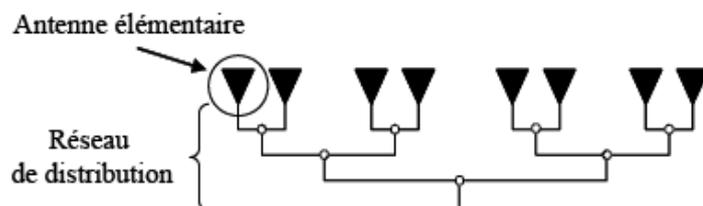


figure IV.7: Réseau d'antenne schématisé avec son réseau de distribution.

L'antenne élémentaire peut être un dipôle, une antenne imprimée (ou « patch »), un monopole, une fente, un cornet ..., Le réseau de distribution permet de pondérer soit en amplitude soit en phase chaque sous élément du réseau ce qui permet une grande maniabilité au niveau des diagrammes de rayonnement [IV.7].

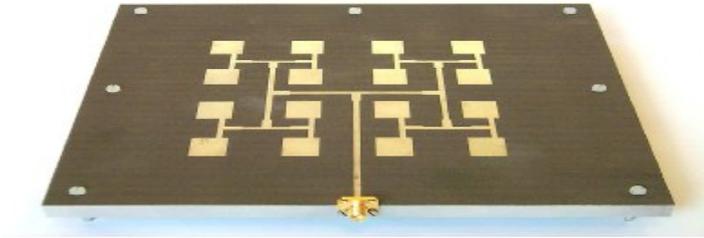


figure IV.8: Exemples de réseaux d'antennes a 16 éléments

Dans le cas d'un réseau imprimé, le gain maximal est de l'ordre de 28 dB qui avec une optimisation peut atteindre les 30 dB. La bande de fonctionnement du réseau par rapport à l'élément seul est quant à elle réduite et ne permet d'obtenir que 5% [IV.7].

Les antennes élémentaires fonctionnent à la même fréquence et sont disposées périodiquement selon une ou plusieurs directions.

Cette mise en réseau des sources crée des rayonnements parasites (figure IV.9) qui sont dus au débordement des champs magnétiques, à l'épaisseur de substrat utilisé, à l'orientation et à la distance entre les sources [IV.9] [IV.10].

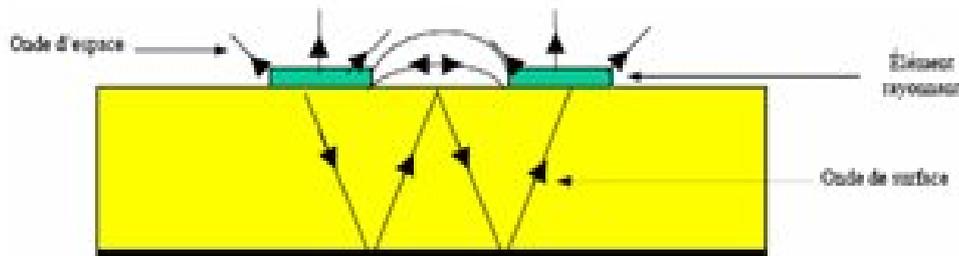


figure IV.9: Mécanisme des rayonnements parasites

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 [IV.7] [IV.9] [IV.10].

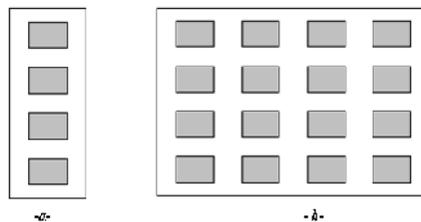


figure IV.10: Architecture de base des réseaux d'antennes : a- Réseaux linéaires b- Réseaux plans

- Pour le réseau linéaire, on cherche à conformer le diagramme de rayonnement seulement dans le plan contenant les sources. Lors d'une modification du diagramme de rayonnement sur l'ensemble de l'hémisphère, les sources élémentaires doivent être disposées suivant le réseau bidimensionnel [IV.7] [IV.11] [IV.10] [IV.8].
- Dans une antenne réseau, 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 [IV.7] [IV.11] [IV.10].

La géométrie du réseau est déterminée grâce aux étapes suivantes : [IV.7] [IV.10]

- ✓ Le gain, la taille maximale de l'antenne, le nombre d'éléments rayonnants nécessaires.
- ✓ La distance entre deux éléments rayonnants successifs peut varier de $0,6$ à $0,75 \lambda_0$ pour que la directivité du réseau soit maximale. Si les éléments sont trop rapprochés, le phénomène de couplage qui se crée fait diminuer la valeur maximale de la directivité. S'ils sont trop éloignés, des lobes de réseau apparaissent.

- ✓ Ensuite, à partir de la théorie des lignes, il faut élaborer le circuit des lignes micro rubans alimentant les différents éléments rayonnants. L'objectif de cette étape est : il faut réaliser l'adaptation 50Ω de l'antenne au niveau du point d'excitation.

- ✓ La dernière étape consiste à faire l'analyse du réseau et des lignes d'alimentation.

❖ ***Les réseaux imprimés présentent comme avantages : [IV.7] [IV.10]***

- un faible encombrement du fait de l'épaisseur de l'élément répétitif face à la longueur d'onde (de l'ordre de $\lambda_0 / 20$ à $\lambda_0 / 100$).

- Ils sont devenus plus faibles coût du fait de leur banalisation dans le domaine des télécommunications ce qui n'empêche pas des conceptions de circuits très fiables et très performantes que ce soit en gravure chimique ou mécanique.

- 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 telles que les communications, la navigation, les systèmes radar...

- leur aptitude à être imprimés sur des surfaces planes ou incurvées, facilement intégrables, par exemple, au fuselage d'un avion ou d'une fusée.

❖ ***Toutefois, ce système présente des inconvénients : [IV.7] [IV.10]***

- Le premier est la faible bande d'utilisation de 5% qui peut tout de même atteindre un maximum de 10%.

- De plus, le couplage entre les antennes élémentaires et les pertes générées par le réseau d'alimentation réduisent considérablement le gain maximum à 30 dB. Au-delà, l'augmentation du gain est compensée par la perte dans les lignes de transmission.

- Aux fréquences supérieures à 40 GHz, des problèmes de tolérances de réalisations et de connectique ne permettent pas de comparer les résultats théoriques et expérimentaux. Outre ce problème à hautes fréquences, le rayonnement parasite des différents composants passifs tels que les lignes de transmission, les coudes, apparaît aux basses fréquences, qui est dû au débordement des champs magnétiques, à l'épaisseur de substrat utilisé, à l'orientation et à la distance entre les sources.

IV.4.1-Alimentation des réseaux d'antennes imprimées: [IV.10]

Le réseau d'alimentation permet d'exciter les éléments rayonnants d'une structure donnée de réseau d'antennes, il réalise aussi la pondération complexe d'alimentation des sources. La précision suivant laquelle est réalisée cette pondération influe directement sur les performances et les caractéristiques du réseau d'antennes.

En effet, on est confronté à des problèmes d'encombrement, lorsque le nombre des sources devient important, et cela peut même engendrer le problème de couplage entre les éléments rayonnants. Dans le cas d'un réseau à grand nombre d'éléments, l'alimentation par lignes coaxiales devient très coûteuse par ce que chaque source rayonnante doit être alimentée séparément par une sonde coaxiale.

Il existe deux géométries d'alimentation :

- L'alimentation en série.
- L'alimentation en parallèle.

1-Réseaux linéaires à alimentation série: [IV.13] [IV.11]

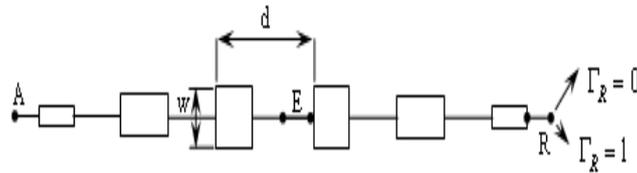


figure IV.11: Réseau linéaire d'éléments rectangulaires à alimentation série

Ces réseaux constitués (**figure IV.11**) par des éléments rayonnants rectangulaires, reliés en chaîne les uns aux autres par des tronçons de ligne microbande. Deux points homologues de deux éléments rayonnants successifs sont séparés par une distance d . Comme la conductance d'un élément et, par conséquent, sa puissance rayonnée est proportionnelle à sa largeur w , les largeurs des éléments diminuent, symétriquement, en allant du centre O vers le bord pour avoir une loi d'éclairement du réseau anodisée. L'alimentation peut être à partir d'un point tel que E par exemple, afin que les fentes qui bordent les éléments rayonnent en phase ou avec le même gradient de phase. Elle peut aussi être effectuée à partir d'une extrémité A du réseau. Si la fréquence est telle que $d = \lambda_e = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_e}$, tous les éléments rayonnent en phase et l'on a un réseau à rayonnement transversal tandis que si $d < \lambda_e$, il y a un gradient de phase et c'est un réseau à rayonnement oblique.

Pour les guides d'ondes à fentes rayonnantes on peut avoir un fonctionnement en mode résonnant si les extrémités libres sont en court-circuit ou en circuit ouvert. Ce fonctionnement, en ondes stationnaires, est particulièrement indiqué si la fréquence est telle que : $d = \lambda_e$. On peut aussi avoir un fonctionnement en mode non résonnant si les extrémités libres sont fermées sur une charge adaptée. Ce fonctionnement, en ondes progressives permet d'utiliser l'antenne aussi bien en rayonnement transversal ($d = \lambda_e$) qu'en rayonnement oblique ($d < \lambda_e$).

2-Réseaux linéaires à alimentation parallèle : [IV.5] [IV.6] [IV.8]

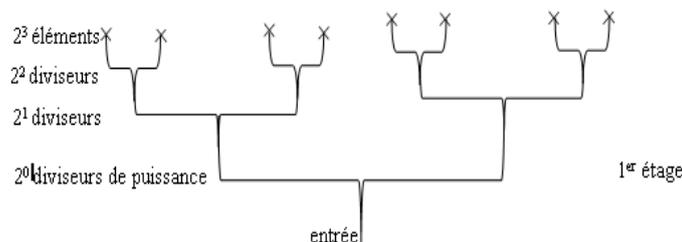


figure IV.12: Alimentation parallèle de 2³ éléments rayonnants par 3 étages de diviseurs de puissance

2^n éléments rayonnants peuvent être alimentés en parallèle (**figure IV.12**) pour n étages de 2^{m-1} diviseurs de puissance à chaque étage m . Afin que cette alimentation soit totalement adaptée, il est judicieux d'utiliser des diviseurs de type Wilkinson.

Cette alimentation présente des avantages intéressants.

- 1) elle est à large bande puisque étant complètement symétrique à partir de l'entrée, les distances parcourues jusqu'à chacun des éléments rayonnants sont les mêmes.

- 2) Il est possible de disposer, sur les voies d'accès à ces éléments, des déphaseurs et des atténuateurs (ou des amplificateurs) afin de faire varier leur phase et leur amplitude, pour conformer localement ou globalement le diagramme de rayonnement.
- 3) Enfin, ce réseau d'alimentation peut être placé d'un côté du plan de masse, alors que les éléments rayonnants sont placés de l'autre côté ; il suffit, pour cela, de se servir d'un dispositif d'excitation de ces éléments

Par ailleurs, Munson a montré que les éléments rayonnants pouvaient être jointifs, de manière à former une bande rayonnante alimentée par un dispositif parallèle (*figure IV.13*), sous la condition $N_s > W_\lambda$.

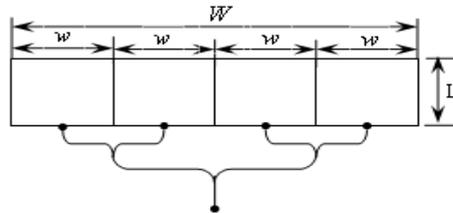


figure IV.13: Bande rayonnante à éléments jointifs à alimentation parallèle

N_s est le nombre d'éléments. $W_\lambda = W/\lambda_e$ avec $\lambda_e = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_e}$. Cette structure est apte à être courbée pour être enroulée en anneau autour d'un corps cylindrique, par exemple celui d'un missile ou d'une fusée.

3-Réseaux bidimensionnels : [IV.5] [IV.6]

Les réseaux linéaires permettent de conformer le diagramme de rayonnement dans un plan passant par les sources du réseau. Afin d'obtenir un effet de réseau dans tout l'espace et, en particulier, dans les plans E et H , il est nécessaire d'avoir recours à des réseaux bidimensionnels. Ils peuvent être obtenus en mode non résonant à partir de réseaux linéaires à alimentation série (*figure IV.14.a*) ou parallèle (*figure IV.14.b*)

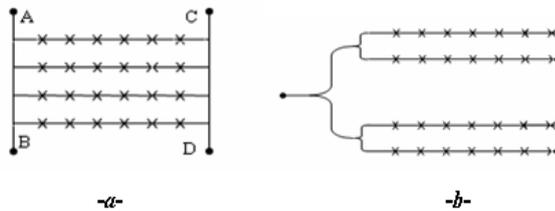


figure IV.14: Réseau bidimensionnel formé de réseaux linéaires, a- alimentation série, b- alimentation parallèle

Dans le premier cas, il y a un gradient de phase aussi bien entre les sources disposées horizontalement qu'entre celles disposées verticalement, ce qui donne un rayonnement oblique dans les deux plans. L'utilisation des 4 voies d'entrée A, B, C et D permet, si nécessaire, d'obtenir 4 faisceaux rayonnés simultanément.

Dans le second cas, les 4 réseaux linéaires sont alimentés en phase et l'inclinaison du faisceau rayonné ne peut être obtenue que dans seul plan parallèle aux réseaux. Pour avoir un rayonnement oblique dans le plan orthogonal. Il faudrait disposer des déphaseurs sur chacune des voies afin de créer un gradient de phase.

Avec la double alimentation parallèle, schématisée sur la *figure IV.15*, on produit un effet de réseau dans deux plans orthogonaux avec, de plus, des polarisations orthogonales, voire circulaires, si les excitations des éléments sont conformes à ce que nous avons décrit.

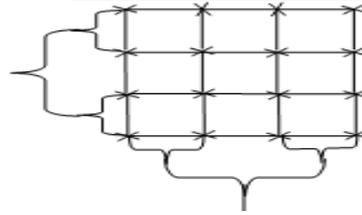


figure IV.15: Réseau bidimensionnel à double alimentation parallèle

IV.5- Modélisation d'un réseau de deux patchs par HFSS :

IV.5.1-Réseau linéaire de deux patchs à alimentation série:

Ce réseau est constitué par deux éléments rayonnants rectangulaires identiques, reliés en chaîne les uns aux autres par des tronçons de ligne microbande de 50Ω . Deux points homologues de deux éléments rayonnants successifs sont séparés par une distance $d = 13.12mm$ (tel que $d = \lambda_e = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_e}$), les éléments rayonnants sont alimentés en phase, on utilise alors le patch du modèle de la ligne micro ruban étudié au chapitre 3.

Les tableaux IV.1 et IV.2 récapitulent les propriétés de l'antenne simulée

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$
Substrat : alumine	$\epsilon_r = 9.6$ et $Tan\delta = 0.001$
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$

Tableau IV.1 : propriétés des matériaux

Eléments	aire (mm×mm)	épaisseur (mm)
Substrat	30×30	h=0.635
Plan de masse	30×30	0.05
Patch (W×L)	7.23×5.23	0.1
Ligne micro ruban à 50Ω (W×L)	0.632×5.89	0.1

Tableau IV.2: Paramètres de l'antenne

➤ Couplage dans le plan H :

C'est le couplage entre deux éléments dans le même substrat le long de la direction y. La simulation numérique avec Ansoft HFSS du modèle précédent est représentée sur la figure IV.16.

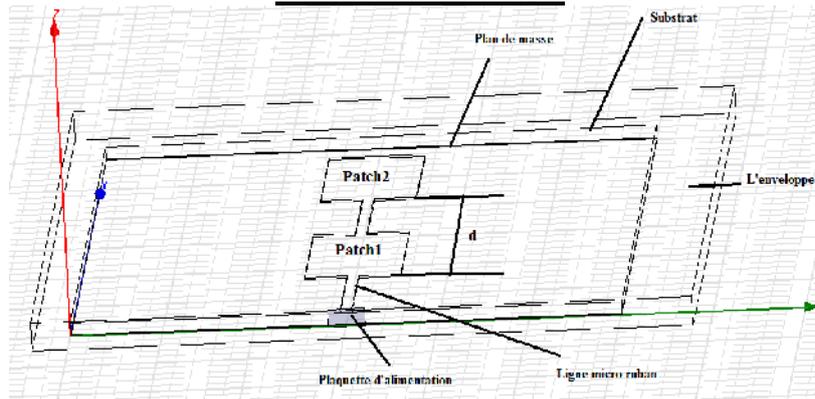


figure IV.16 : Réseau linéaire de deux patches alimentés en série par ligne micro ruban (planH)

Le résultat de la simulation est représenté sur les figures suivantes :

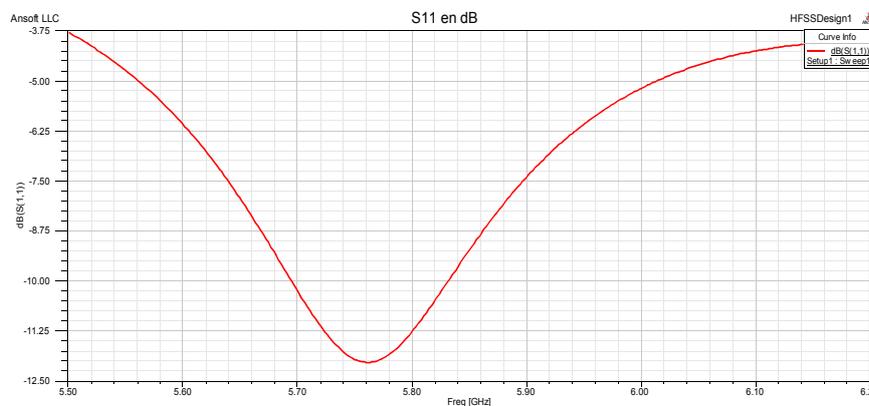


figure IV.17: Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- La fréquence de résonance $f_r = 5.76GHz$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -12.03dB$
- La bande passante $BP = 137MHz$ ($BP (\%) = 2.37\%$).

La représentation 3D et en coordonnées polaire du gain nous montre bien son variation en fonction des deux angles θ et φ



figure IV.18 : Représentation 3-D du Gain total en dB

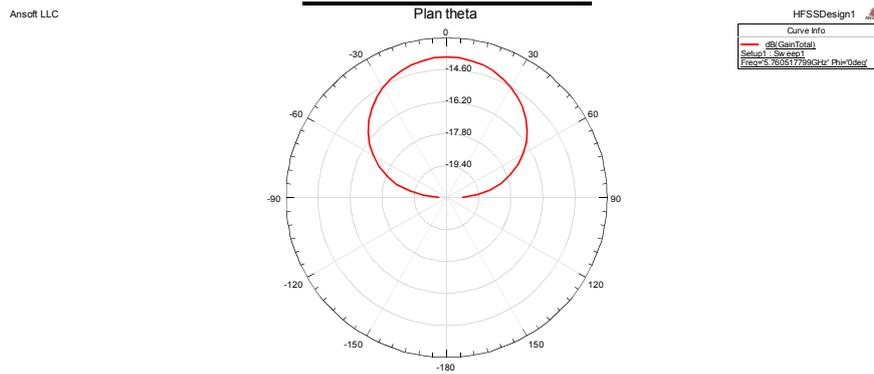


figure IV.19 : digramme de rayonnement du Gain total en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à -13.96dB et il est minimal pour $\theta = -90$ et égal à -20.64dB.

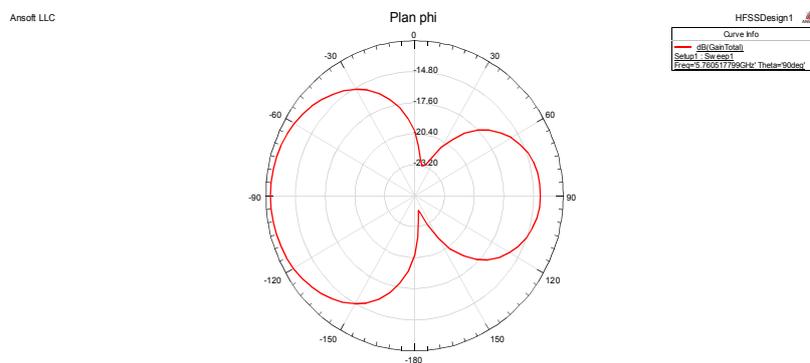


figure IV.20 : digramme de rayonnement en Gain en dB (plan ϕ)

Le gain est maximal pour $\phi = 270$ et égal à -12.42dB et il est minimal pour $\phi = 165$ et égal à -24.6dB

➤ **Couplage dans le plan E :**

C'est le couplage entre deux éléments déposés sur le même substrat le long de la direction x. La simulation numérique est représentée sur la **figure IV.21**.

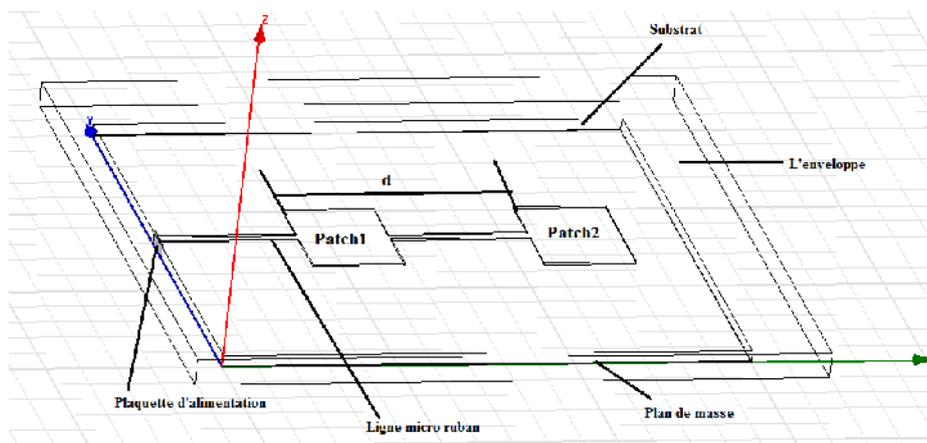


figure IV.21 : Réseau linéaires de deux patches alimentés en série par ligne micro ruban (planE)

Le résultat de la simulation est représenté sur les figures suivantes :

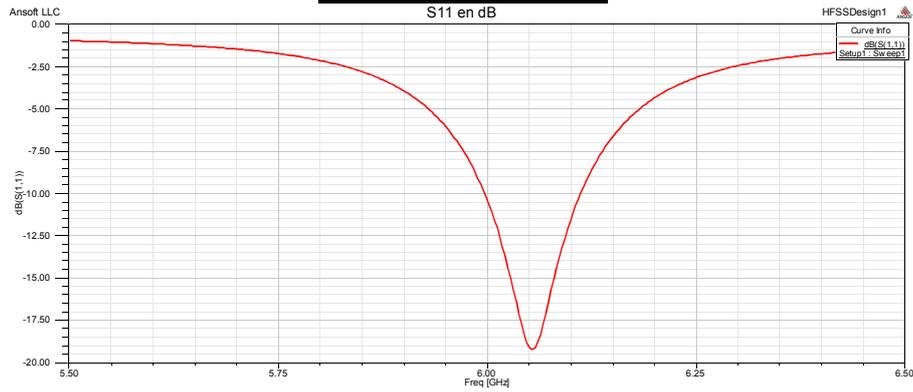


figure IV.22: variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- La fréquence de résonance $f_r = 6.05GHz$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -19.14dB$
- La bande passante $BP = 115MHz$ ($BP (\%) = 1.9\%$).



figure IV.23: représentation 3-D du Gain total en dB

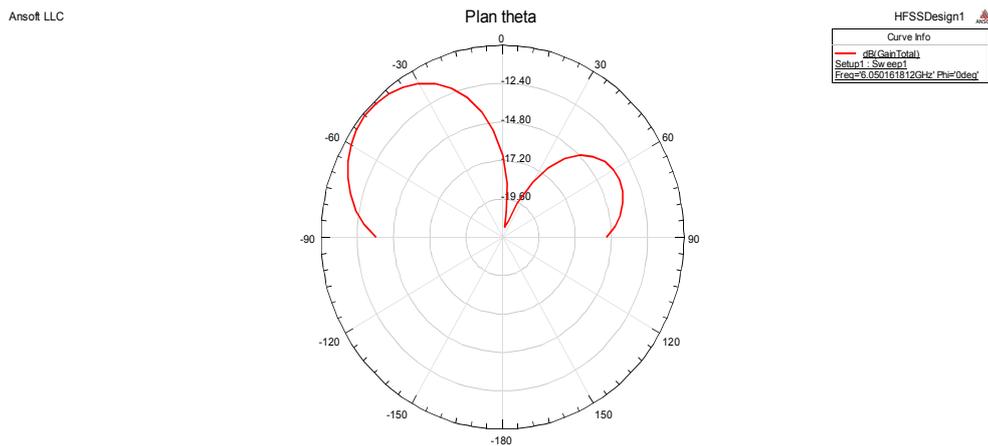


figure IV.24 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = -50$ et égal à $-10.14dB$ et il est minimal pour $\theta = 15$ et égal à $-21.36dB$.

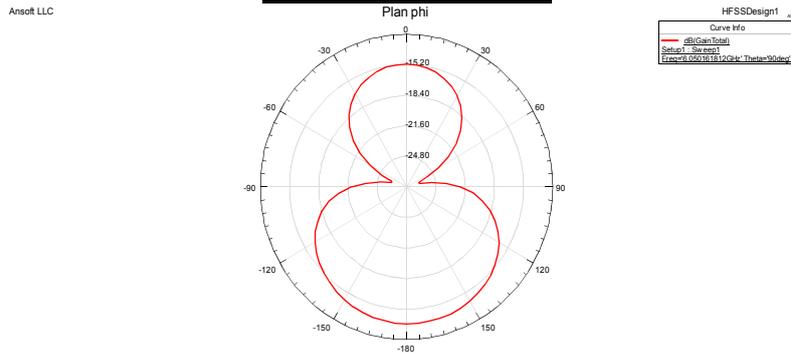


figure IV.25.: diagramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ)

Le gain est maximal pour $\varphi = 175$ et égal à -13.63dB et il est minimal pour $\varphi = 70$ et égal à -26.59dB

IV.5.2-Réseau linéaire de deux patchs à alimentation parallèle :

Deux éléments rayonnants identiques peuvent être alimentés en parallèle (figure IV.26). Afin que cette alimentation soit totalement adaptée, il est judicieux d'utiliser des diviseurs de type Wilkinson [IV.14]. Les éléments rayonnants sont en phase.

Les tableaux IV.3 et IV.4 récapitulent les propriétés de l'antenne simulée

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$
Substrat : alumine	$\epsilon_r = 9.6$ et $Tan\delta = 0.001$
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$

Tableau IV.3 : propriétés des matériaux

Eléments	Aire (mm × mm)	épaisseur (mm)
Substrat	20 × 20	h=0.635
Plan de masse	20 × 20	0.05
Patch ($W \times L$)	7.23 × 5.23	0.1
Ligne micro ruban à 50Ω ($W \times L$)	0.632 × 4.12	0.1
Ligne micro ruban à 70.7Ω ($W \times L$)	0.92 × 3.32	0.1
Ligne micro ruban à 100Ω ($W \times L$)	0.09 × 11.885	0.1

Tableau IV.4: Paramètres de l'antenne.

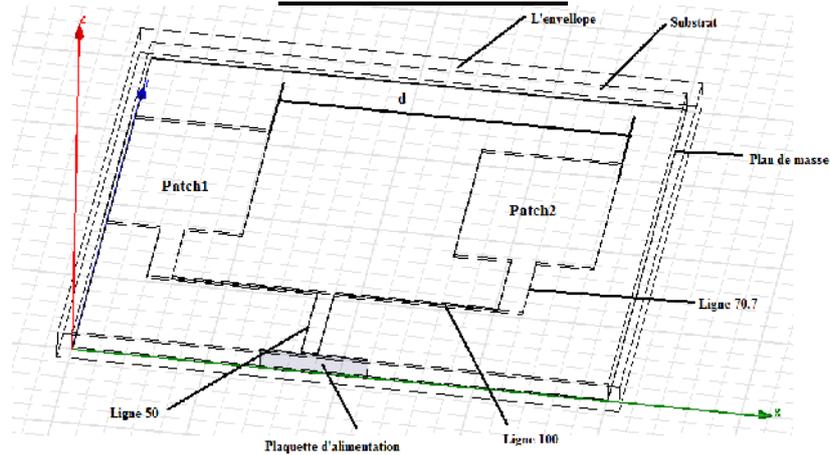


figure IV.26 : Réseau linéaire de deux patches alimentés en parallèle par diviseur de Wilkinson

Le résultat de la simulation est représenté sur les figures suivantes :

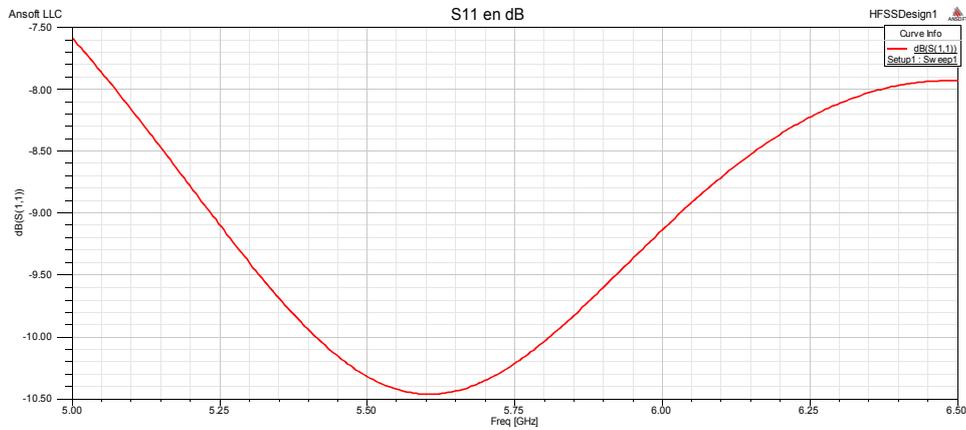


figure IV.27: variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- La fréquence de résonance $f_r = 5.6GHz$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -10.46dB$
- La bande passante $BP = 396MHz$ ($BP(\%) = 7.07\%$).



figure IV.28: représentation 3-D du Gain total en dB

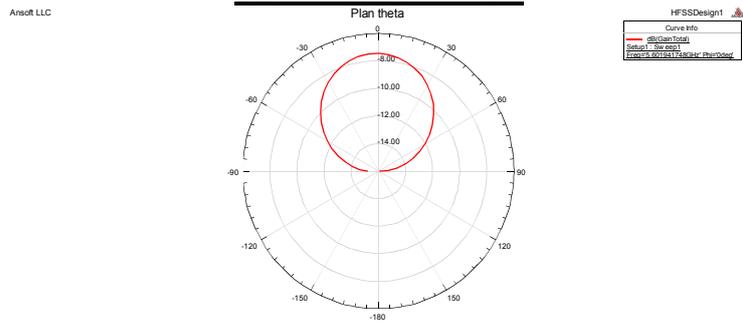


figure IV.29 : digramme de rayonnement du Gain total en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à -5.64dB et il est minimal pour $\theta = -90$ et égal à -15.92dB.

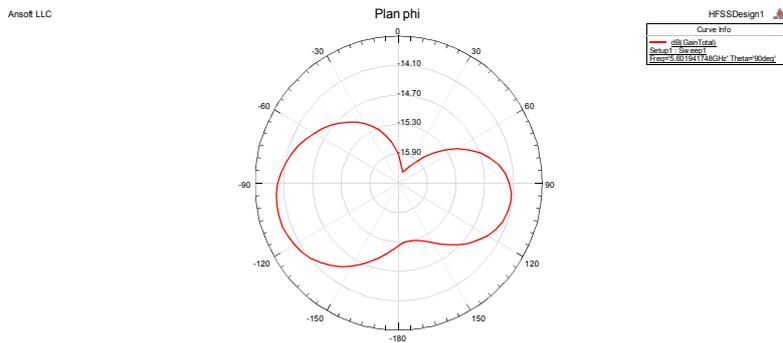


figure IV.30: digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ)

Le gain est maximal pour $\varphi = 255$ et égal à -13.9dB et il est minimal pour $\varphi = 20$ et égal à -16.25dB

IV.6- Modélisation d'un réseau à quatre patches alimentés en parallèle:

Quatre éléments rayonnants identiques peuvent être alimentés en parallèle en utilisant les diviseurs de type Wilkinson (figure IV.31). Deux points homologues de deux éléments rayonnants successifs sont séparés par une distance $d = 13.12mm$. Les éléments rayonnants sont en phase, on utilise le même modèle précédent.

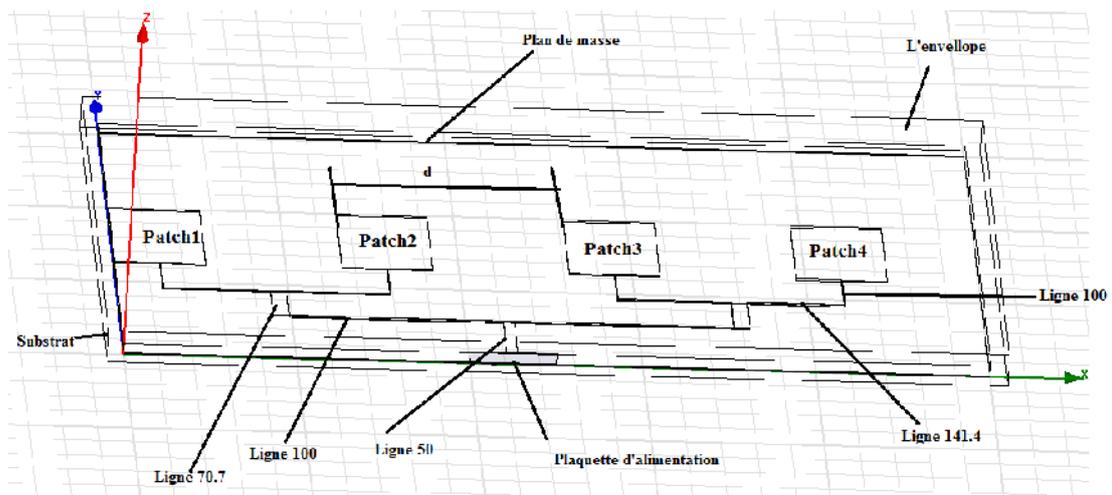


figure IV.31 : Réseau linéaires de quatre patches alimentés en parallèle par diviseur de Wilkinson

Les tableaux IV.5 et IV.6 récapitulent les propriétés du réseau simulé

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$
Substrat : alumine	$\epsilon_r = 9.6$ et $Tan\delta = 0.001$
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$

Tableaux IV.5 : propriétés des matériaux

Eléments	Aire (mm×mm)	Epaisseur (mm)
Substrat	50×30	h=0.635
Plan de masse	50×30	0.05
Patch ($W \times L$)	7.23×5.23	0.1
Ligne micro ruban à 50Ω ($W \times L$)	0.632×4.12	0.1
Ligne micro ruban à 70.7Ω ($W \times L$)	0.92×3.32	0.1
Ligne micro ruban à 100Ω ($W \times L$)	0.09×3.43	0.1
Ligne micro ruban à 141.4Ω ($W \times L$)	0.018×13.21	0.1
Ligne micro ruban à 100Ω ($W \times L$)	0.09×18.715	0.1

Tableau IV.6: Paramètres de l'antenne.

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

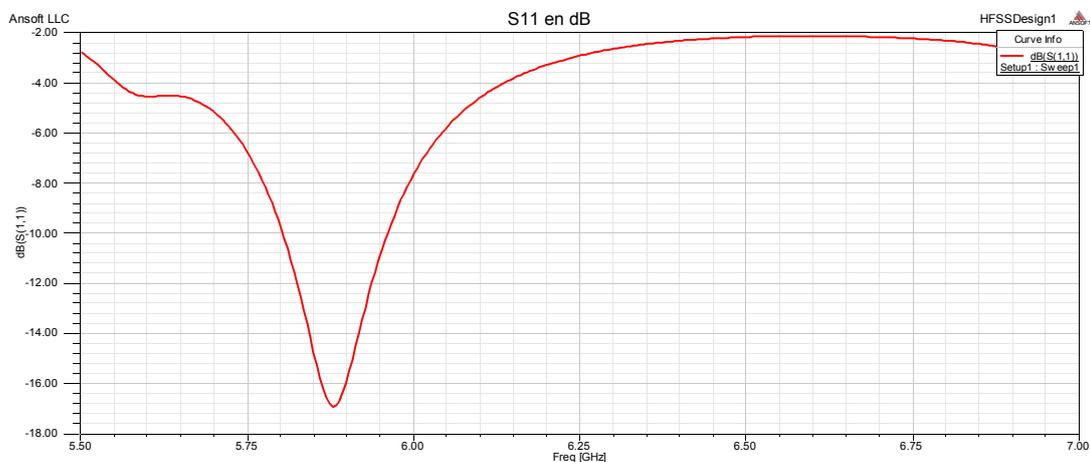


figure IV.32: variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- La fréquence de résonance $f_r = 5.87GHz$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -16.92dB$
- La bande passante $BP = 158MHz$ ($BP(\%) = 2.69\%$)



figure IV.33: représentation 3-D du Gain total en dB

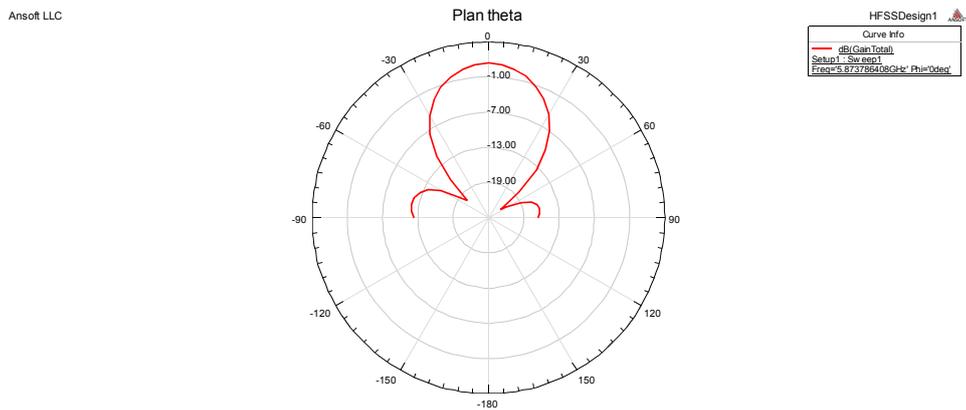


figure IV.34 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à 1.36dB et il est minimal pour $\theta = 55$ et égal à -22.43dB

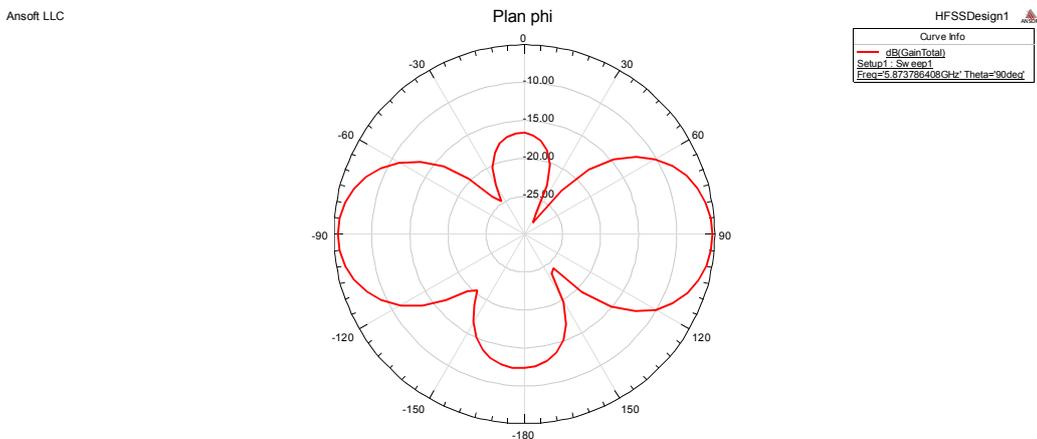


figure IV.35: digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ)

Le gain est maximal pour $\varphi = 90$ et égal à -5.29dB et il est minimal pour $\varphi = 35$ et égal à -28.05dB

IV.6- Modélisation d'un réseau bidimensionnel par HFSS :

IV.6.1- Réseau bidimensionnel à quatre patches :

Le réseau bidimensionnel peut être obtenu à partir de réseaux linéaires à alimentation parallèle. Les 4 patches identiques sont alimentés en phase et l'inclinaison du faisceau rayonné ne peut être obtenue que dans un seul plan parallèle au réseau. Deux points homologues de deux éléments rayonnants successifs sont séparés par une distance $d = 13.12mm$.

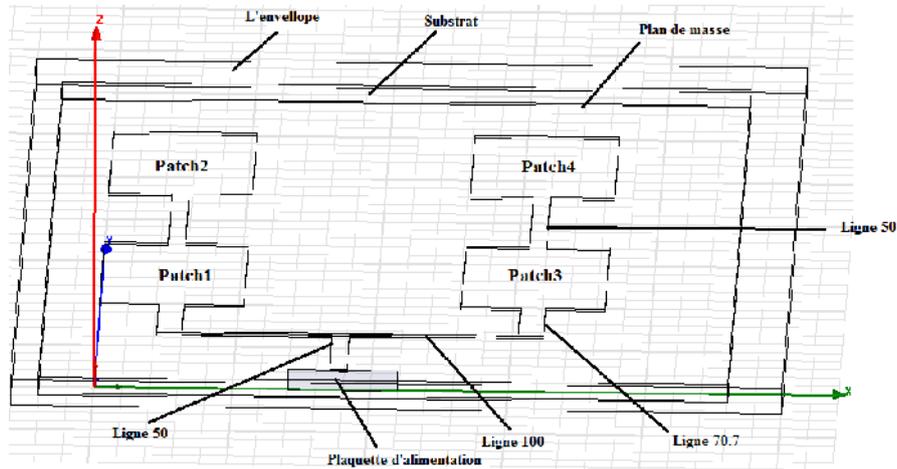


figure IV.36 : Réseau bidimensionnel à quatre patches

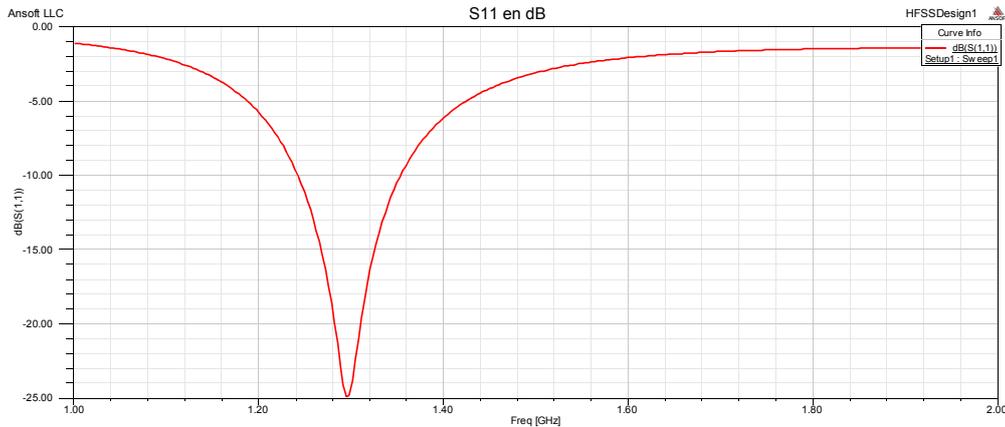


figure IV.37: variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- La fréquence de résonance $f_r = 1.29GHz$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -24.90dB$
- La bande passante $BP = 112MHz$ ($BP(\%) = 8.68\%$).

La représentation 3D en coordonnées polaire du gain en dB nous montre bien son variation en fonction de deux angles θ et ϕ



figure IV.38: représentation 3-D du Gain total en dB

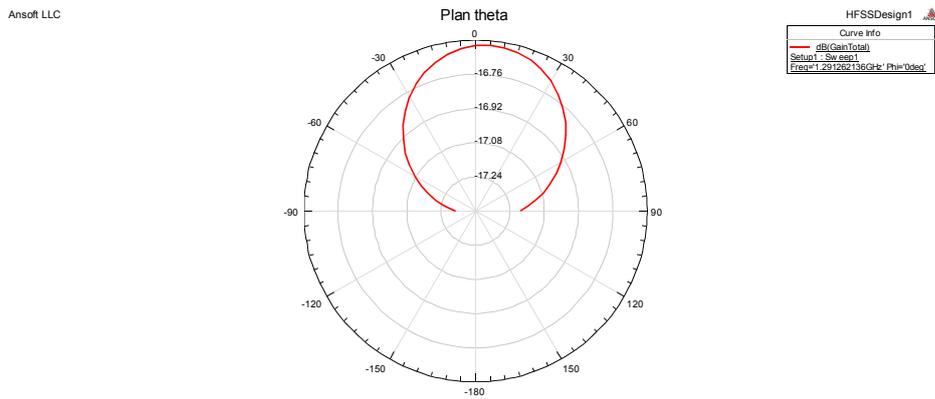


figure IV.39 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 5$ et égal à 1.36dB et il est minimal pour $\theta = -90$ et égal à -17.3dB

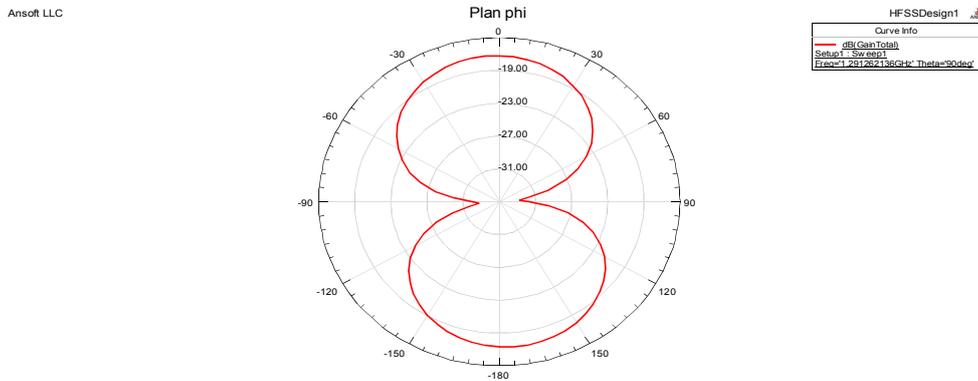


figure IV.40: digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ)

Le gain est maximal pour $\varphi = 175$ et égal à -5.29dB et il est minimal pour $\varphi = 265$ et égal à -32.77dB

IV.6.1- Réseau bidimensionnel à 8 patches :

Le réseau bidimensionnel à 8 patches de 9GHz peut être obtenu à partir de réseaux linéaires à alimentation parallèle.

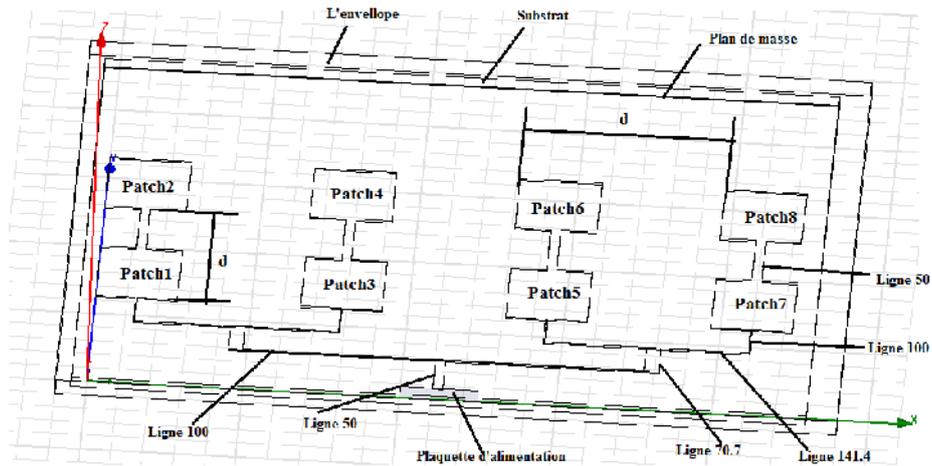


figure IV.41: Réseau bidimensionnel à 8 patches

Le résultat de la simulation est représenté sur les figures suivantes :

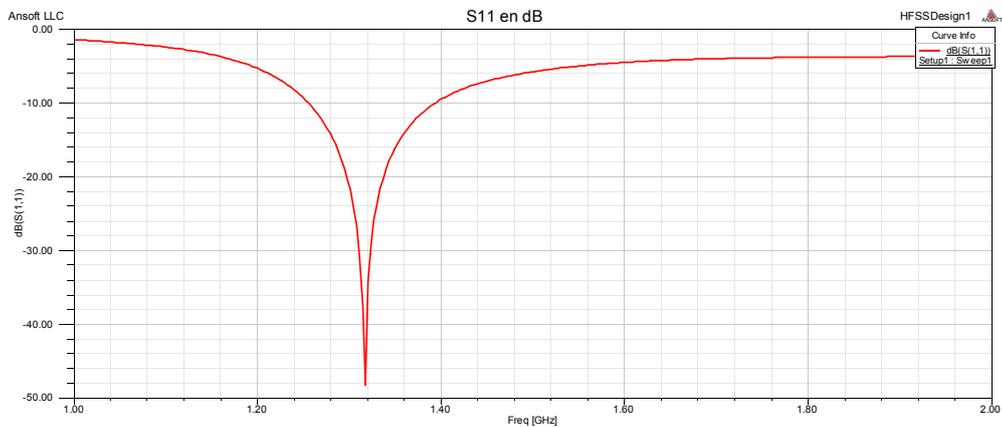


figure IV.42: variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- La fréquence de résonance $f_r = 1.31\text{GHz}$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -48.36\text{dB}$
- La bande passante $BP = 140\text{MHz}$ ($BP(\%) = 10.68\%$).



figure IV.43: représentation 3-D du Gain total en dB

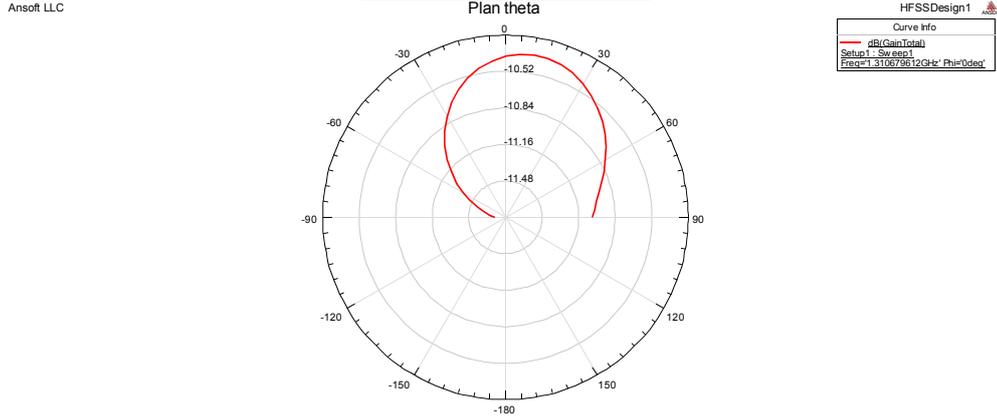


figure IV.44 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à -10.35dB et il est minimal pour $\theta = -90$ et égal à -11.7dB.

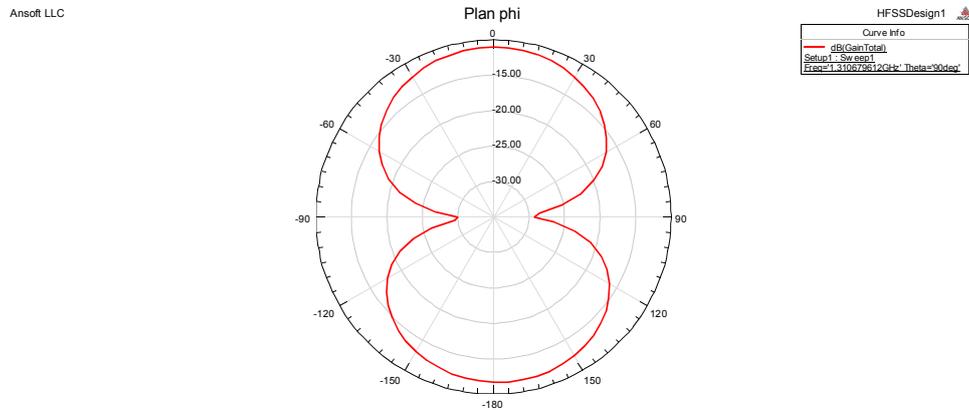


figure IV.45: digramme de rayonnement en Gain en dB (plan ϕ)

Le gain est maximal pour $\phi = 175$ et égal à -11.66dB et il est minimal pour $\phi = 270$ et égal à -30dB

IV.8-Conclusion :

Dans ce chapitre, on a basé sur deux paramètres principaux tels que : le type d'alimentation (série ou parallèle) et le type de réseau (linéaire ou bidimensionnel) pour avoir l'influence de ces deux paramètres sur les caractéristiques de rayonnement d'un réseau d'antennes à savoir la fréquence de résonance le coefficient de réflexion, la bande passante et le gain.

Pour le cas d'alimentation en série de deux patches, on a remarqué que le couplage dans le plan H ayant une bande passante plus large que le couplage dans plan E, mais un gain faible.

Pour le cas d'alimentation en parallèle de deux patches, on a trouvé que le couplage ayant une bande passante large mais a une grande atténuation et faible gain. Par contre le couplage entre quatre patches ayant une bande passante d'environ 3% et fort gain et faible atténuation.

Donc, pour une large bande passante et meilleur gain en utilise un réseau à plusieurs patches alimenté en parallèle.

Par contre le réseau bidimensionnel ayant une large bande passante quand l'élément de réseau augmente, et aussi une faible atténuation et fort gain.

- [IV.1] Abdellatif Hafiane « Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique » Mémoire pour le grade de docteur de l'université de Marne la Vallée. Mars 2003.
- [IV.2] Chouti Leila « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage » Mémoire pour obtenir le diplôme de magister janvier 2009.
- [IV.3] Tomader Mazri et Fatima Riouch « Improved performance of a microstrip antenna array using a tree structure patch fed by electromagnetic coupling » ICONS 2011: The Sixth International Conference on Systems.
- [IV.4] Benachour Leila « Modélisation des structures planaires de formes régulières implantées sur substrat d'une anisotropie tensorielle » Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de magistère en électronique 2008.
- [IV.5] Paul F. Combes « Micro ondes 2. circuit passifs, propagation, antennes. Cours et exercice »
- [IV.6] « Handbook of microstrip antennas, volume 2 » Jim R. James, Institution of Electrical Engineers
- [IV.7] Barkat Ouarda « Etude et synthèses des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique » Thèse de doctorat de l'université Mentouri Constantine décembre 2009
- [IV.8] « Antenna Theory Analysis and Design » third edition .Constantine, A Balanis A John Wiley & Sons. ING. publication.
- [IV.9] « Application of antenna arrays to mobile communications, part I: performance improvement, feasibility, and system considerations » IEEE, Vol. 85, No. 7, July 1997
- [IV.10] David Bidou « Contribution à l'étude d'antenne fort gain .application dans le domaine millimétrique » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de l'Imoges Mai 2003.
- [IV.11] Chouti Leila « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage » Mémoire pour obtenir le diplôme de magister janvier 2009.
- [IV.12] Hatem Rmili « Étude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHz » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Bordeaux I, novembre 2004.
- [IV.13] www.techniques-ingenieur.fr/base.../antennes.../antennes-imprimees-e3310/
- [IV.14] Daniel Courivaud – Sigtel - Groupe ESIEE « Micro-ondes » Paris 2002.

CHAPITRE V

Réalisation

V.1- Introduction :

Dans cette partie, nous avons réalisé des modèles d'antennes imprimées à élément rectangulaire. La réalisation est faite au niveau du laboratoire de Télécommunications de notre département Electronique et Télécommunications en basant sur la technologie des circuits imprimés. La caractérisation des modèles réalisés est effectuée au niveau du laboratoire cité précédemment où on a utilisé le banc d'essai d'antenne qui est géré par le logiciel Labsoft.

V.2- Les étapes de réalisation :

En tenant compte des étapes de conception citées dans le chapitre précédent, nous avons réalisé trois types d'antennes imprimées, en utilisant comme substrat l' 'Epoxy ' ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 4.8$ et d'épaisseur 1.6 mm

La réalisation d'antennes imprimée s'effectue selon les étapes suivantes :

- 1^{ère} étape : On a tracé la forme d'antenne simulée .
- 2^{ème} étape : Insolation : On couvre les tracages par un encre noir, puis on les attaque par l'ultra-violet .
- 3^{ème} étape : Révélation : On met la plaquette dans une cuvette contenant NaOH .
- 4^{ème} étape : Gravure : la gravure est s'effectue dans une machine contenant PerChlorure de Fer, elle va attaquer la partie non protégée de l'ultra-violet et elle l'enlève .

V.3- Exemples de réalisation et simulation :

Après modélisation et simulation, les antennes sont réalisées suivant les procédures de conception d'une antenne imprimée rectangulaire. Avec des petites approximations on a obtenu la fréquence de résonance à 8.5GHz pour les deux premiers exemples et 5.66GHz pour le troisième exemple. Les modèles réalisés sont caractérisés au niveau du laboratoire de Télécommunications.

- **Premier exemple : Patch alimenté par un transformateur d'impédance :**



figure V.1 : patch alimenté par ligne avec transformateur résonant à 8.5GHz

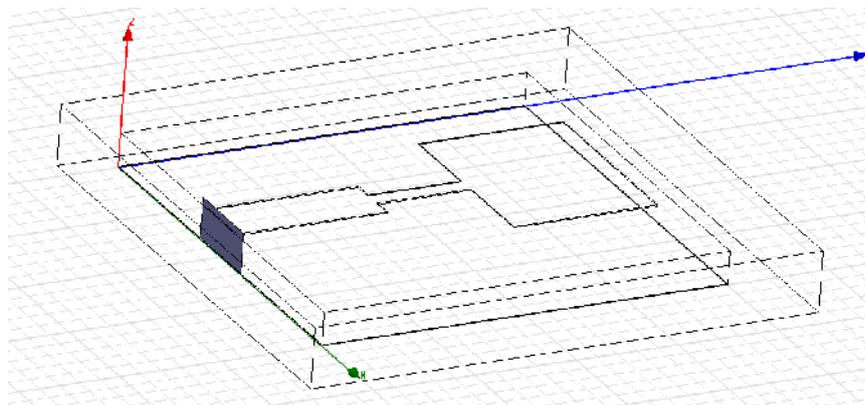


figure V.2 : Le modèle de patch alimenté par ligne avec transformateur par le HFSS

Le tableau V.1 et V.2 qui récapitulent les propriétés de l'antenne simulée.

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$
Substrat : Bakelite (Epoxy)	$\epsilon_r = 4.8$ et $Tan\delta = 0.002$
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$

Tableau V.1 : Propriétés des matériaux

Eléments	aire (mm×mm)	épaisseur (mm)
Substrat	20×20	h=1.6
Plan de masse	20×20	0.05
Patch (W×L)	9.36×7.1	0.05
Ligne micro ruban ($W_l \times L_l$)	2.86×7.39	0.05
Transformateur d'impédance ($W_t \times L_t$)	0.935×4.62	0.05

Tableau V.2: Paramètres de l'antenne.

Ensuite, nous avons simulé l'antenne avec les dimensions obtenues, avec des petites approximations nous avons obtenu les résultats suivants .

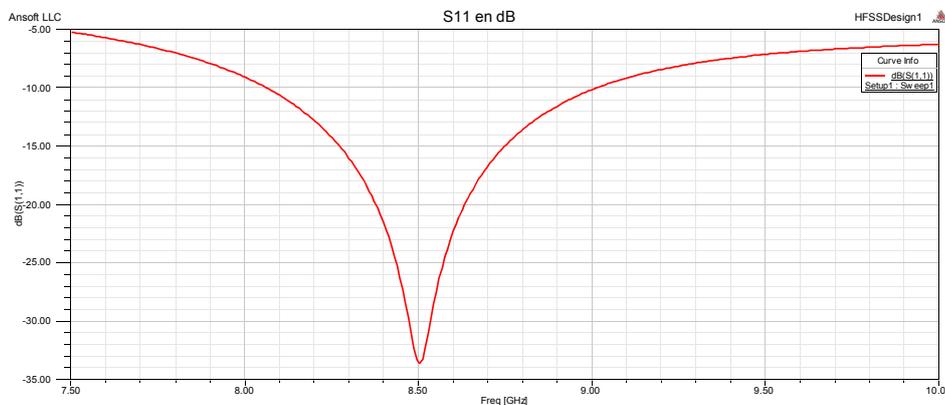


figure V.3 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

- La fréquence de résonance $f_r = 8.5GHz$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -33.65dB$
- La bande passante $BP = 959MHz$ ($BP(\%) = 11.28\%$).

➤ **Plan horizontal :**

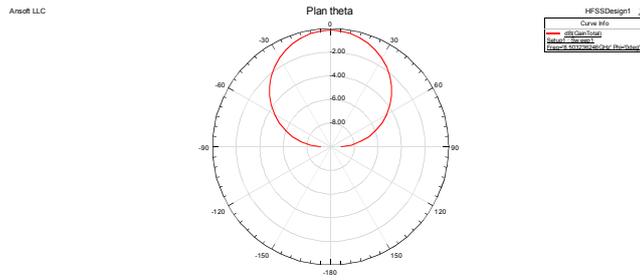


figure V.4: Digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à -0.11dB et il est minimal pour $\theta = 90$ et égal à -9.11dB.

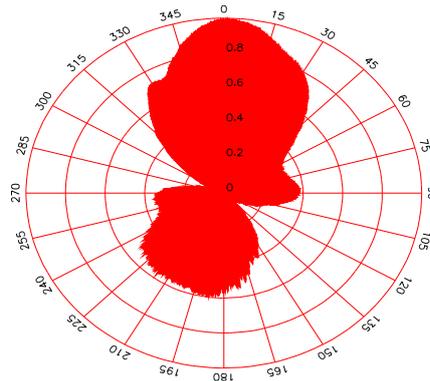


figure V.5: Digramme de rayonnement mesuré de Gain total (plan θ)

➤ Plan verticale:

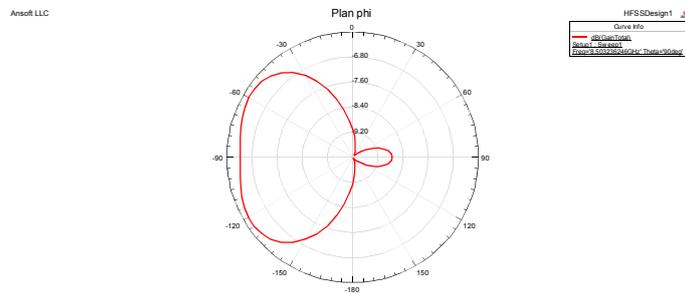


figure V.6: Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ)

Le gain est maximal pour $\varphi = 235$ et égal à -6.17dB et il est minimal pour $\varphi = 140$ et égal à -9.97dB

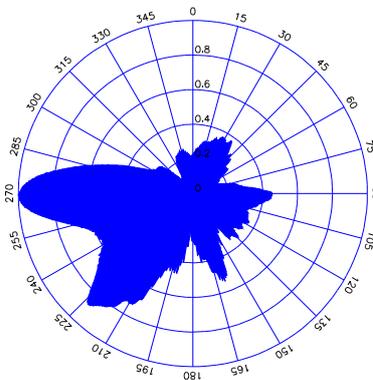


figure V.7: Digramme de rayonnement mesuré de Gain total (plan φ)



figure V.8 : Représentation 3-D du Gain total en dB

La représentation 3D en coordonnées polaire du gain en dB nous montre bien son variation en fonction de deux angles θ et φ .

- *Deuxième exemple: Patch alimenté par ligne microruban directe :*

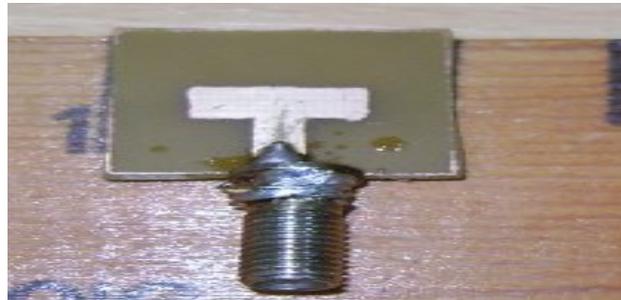


figure V.9 : patch alimenté par ligne à 8.5GHz

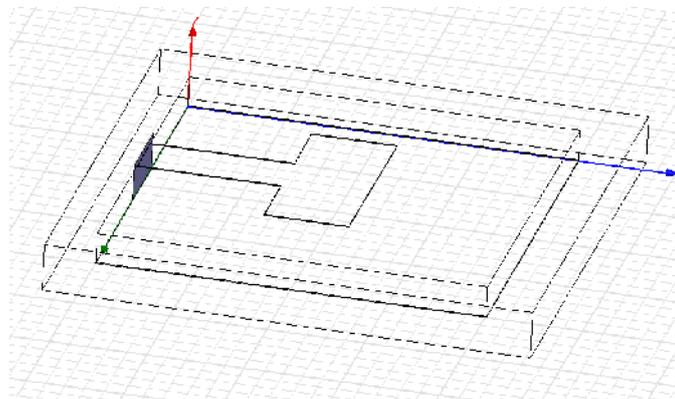


figure V.10 : Le modèle de patch alimenté par ligne a réalisé

Les tableaux V. 3 et V.4 récapitulent les propriétés de l'antenne simulée

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$
Substrat : Bakelite (Epoxy)	$\epsilon_r = 4.8$ et $Tan\delta = 0.002$
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$

Tableau V. 3 : propriétés des matériaux

Eléments	aire (mm×mm)	épaisseur (mm)
Substrat	20×20	h=1.6
Plan de masse	20×20	0.05
Patch (W×L)	10.36×4.36	0.05
Ligne micro ruban ($W_l \times L_l$)	2.86×7.39	0.05

Tableau V. 4 : Paramètres de l'antenne

Ensuite, nous avons simulé l'antenne avec les dimensions obtenues, avec des petites approximations nous avons obtenu les résultats suivants .

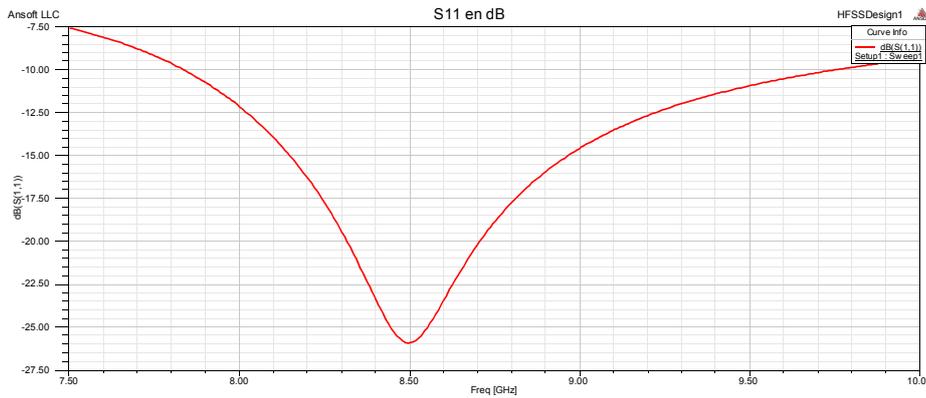


figure V.11 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

- La fréquence de résonance $f_r = 8.5GHz$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -25.92dB$
- La bande passante $BP = 1928MHz$ ($BP (\%) = 22.68\%$).

➤ Plan horizontal :

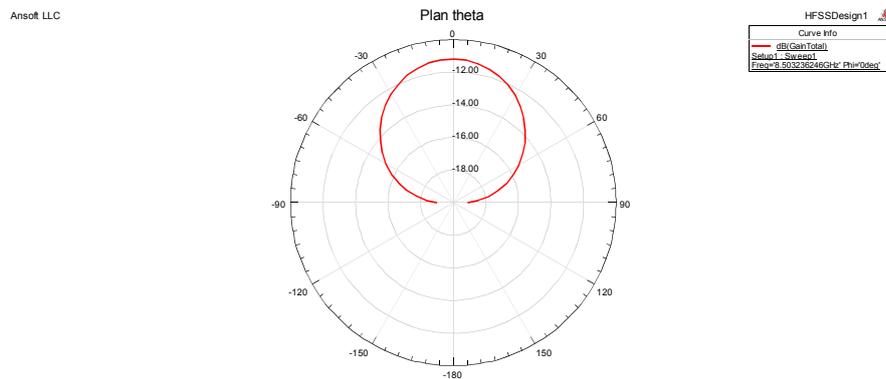


figure V.12: Digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à -11.17dB et il est minimal pour $\theta = 90$ et égal à -19.14dB.

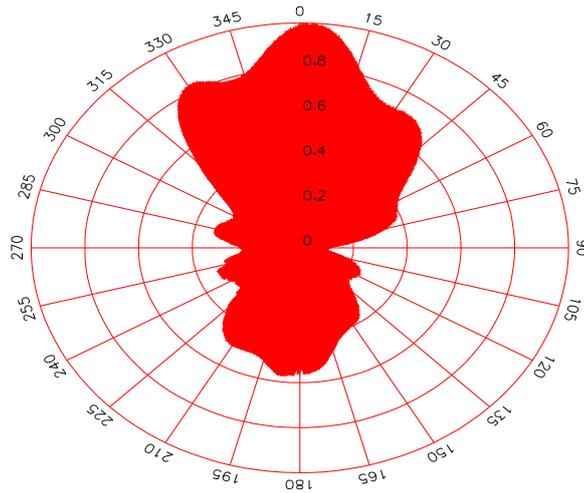


figure V.13: Digramme de rayonnement mesurée de Gain total (plan θ)

➤ Plan verticale:

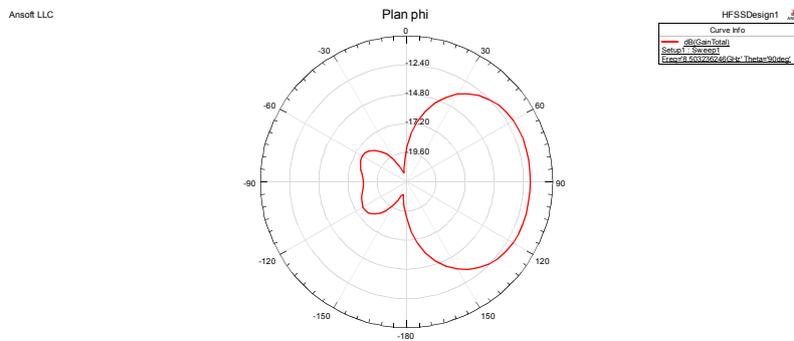


figure V.14: Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ)

Le gain est maximal pour $\varphi = 70$ et égal à -11.79dB et il est minimal pour $\varphi = 345$ et égal à -21.23dB

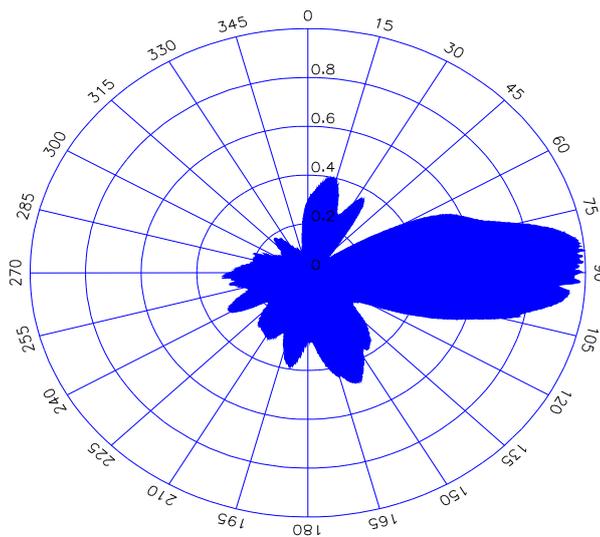


figure V.15: Digramme de rayonnement mesurée de Gain total (plan φ)



figure V.16 : Représentation 3-D du Gain total en dB

- Troisième exemple : Réseau à quatre patches alimenté en parallèle :

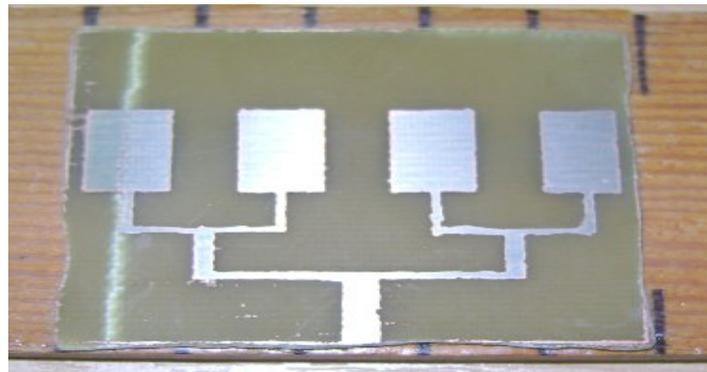


figure V.17 : Réseau à quatre patches alimenté en parallèle

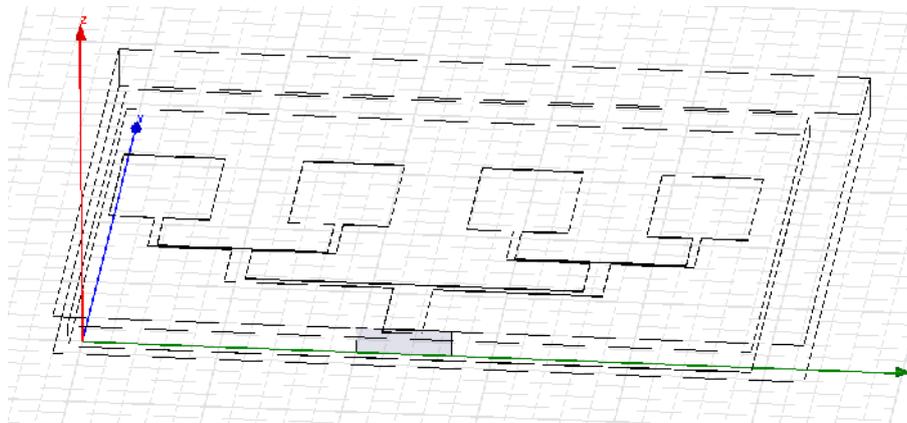


figure V.18 : Le modèle réalisé

Les tableaux V.5 et V.6 récapitulent les propriétés de l'antenne simulée

Matériaux	Paramètres
Plan de masse : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$
Substrat : Bakelite (Epoxy)	$\epsilon_r = 4.8$ et $Tan\delta = 0.002$
Patch : cuivre	$5.8 \times 10^7 S/m$

Tableau V.5 : propriétés des matériaux

Eléments	Aire (mm×mm)	Epaisseur (mm)
Substrat	50×40	h=1.6
Plan de masse	50×40	0.05
Patch ($W \times L$)	10.36×7.39	0.05
Ligne micro ruban à 50Ω ($W \times L$)	2.86×7.39	0.05
Ligne micro ruban à 70.7Ω ($W \times L$)	1.49×4.77	0.05
Ligne micro ruban à 100Ω ($W \times L$)	0.637×4.63	0.05
Ligne micro ruban à 141.4Ω ($W \times L$)	0.196×13.757	0.05
Ligne micro ruban à 100Ω ($W \times L$)	0.637×18.221	0.05

Tableau V.6: Paramètres de l'antenne.

Ensuite, nous avons simulé l'antenne avec les dimensions obtenues, avec des petites approximations nous avons obtenu les résultats suivants .

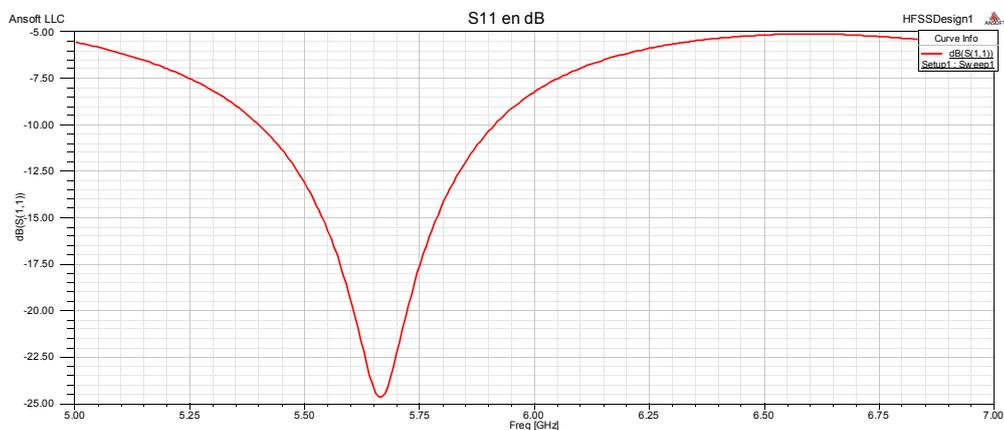


figure V.19 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

- La fréquence de résonance $f_r = 5.66\text{GHz}$
- Le coefficient de réflexion $S_{11} = -24.67\text{dB}$
- La bande passante $BP = 516\text{MHz}$ ($BP (\%) = 9.11\%$).

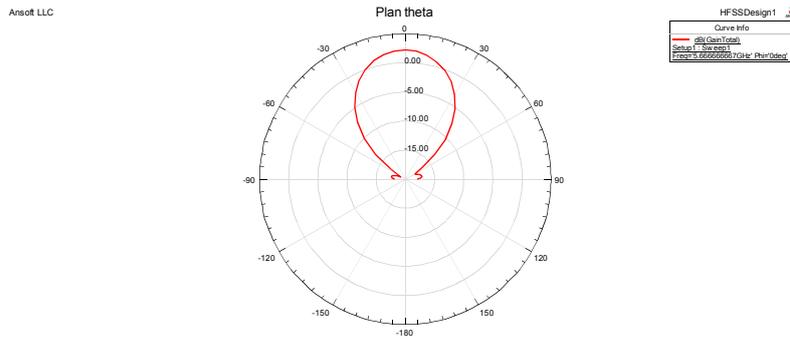


figure V.20: Digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ)

Le gain est maximal pour $\theta = 0$ et égal à 2.24dB et il est minimal pour $\theta = -65$ et égal à -19.19dB.

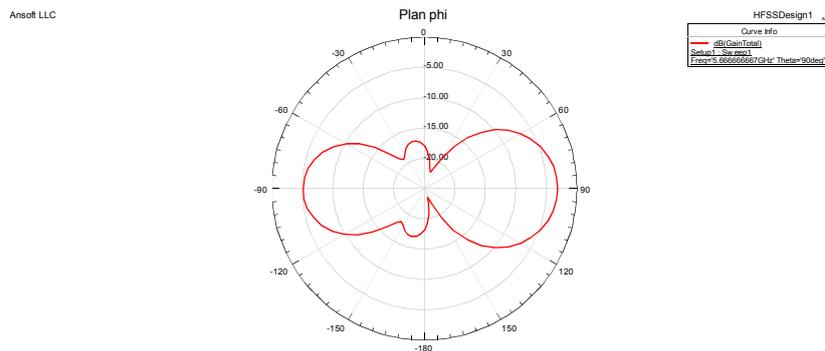


figure V.21: Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ)

Le gain est maximal pour $\varphi = 90$ et égal à -3.15dB et il est minimal pour $\varphi = 160$ et égal à -23.52dB

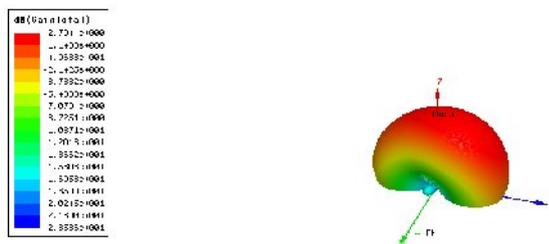


figure V.22 : Représentation 3-D du Gain total en dB

V.5-conclusion :

Après avoir simulé les différents types d’antenne patch rectangulaire disposé en réseau ou comme un seul élément, on a passé à l’étape de réalisation et caractérisation. Les antennes patches réalisées sont les plus utilisées dans le domaine de télécommunications sans fil telles que l’antenne patch rectangulaire à alimentation directe par ligne micro ruban ou à travers un transformateur d’impédance. .

A travers cette partie de réalisation, nous avons vu les outils de la technologie des circuits imprimés. Enfin, nous pouvons dire que les resultats trouvés par la réalisation d’une antenne patch qui rayonne à 8.5GHz se conforme bien avec les resultats trouvés par simulation. Les petites différences entre les prévisions théoriques et les mesures trouvées sont dues essentiellement à l’incertitude de dimensionnement des antennes imprimées lors de la réalisation.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Ces dernières années, l'augmentation du nombre de standards de communications (GSM 900, DCS 1800, UMTS, WLAN, BLUETOOTH...), a fortement encouragé les chercheurs à trouver des modèles d'antennes patch de plus en plus complexes faisant généralement appel à des structures plus compliquées (court-circuitées, éléments avec fentes rayonnantes) qui permettent d'obtenir les caractéristiques de rayonnement désirables, une large bande passante et une antenne de plus petite taille possible.

En premier lieu nous avons commencé par l'essentiel de la théorie des antennes imprimées, ainsi que les différentes méthodes d'analyse électromagnétiques existantes. Ensuite nous présentons la modélisation et la simulation d'une antenne imprimée rectangulaire à alimentation directe par ligne microruban en basant sur le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator). En plus, nous avons évoqué l'influence de quelques paramètres caractéristiques sur les performances de l'antenne. On a aussi simulé cette même antenne et avec le même logiciel en changeant uniquement la méthode d'alimentation (câble coaxiale, ligne micro ruban avec un transformateur et avec une ligne enterrée).

Le résultat obtenu montre que l'alimentation par ligne microruban directe ayant une large bande passante par rapport aux autres types d'alimentation.

En fin, une étude d'un réseau d'antennes imprimées est basée sur le couplage entre les éléments rayonnants. Dans ce contexte, nous avons modélisé et simulé différents types de réseaux d'antennes (réseau : à deux éléments, à quatre éléments et huit éléments) en basant sur les deux types d'alimentations série et parallèle.

Pour atteindre notre objectif, des simulations numériques avec le logiciel HFSS sont réalisées. Ce logiciel nous a permis de nous rapprocher du meilleur cas pratique. A travers ses simulations nous avons étudié le comportement physique, électrique et de rayonnement de différentes antennes plaquées (la fréquence de résonance, la largeur de bande, diagramme de rayonnement du gain,...) en fonction des paramètres qui interviennent dans la conception (propriétés des matériaux, paramètres de l'antenne,...).

Les principaux résultats obtenus sont :

- Une mince couche du diélectrique à permittivité donnée, cause une sévère dégradation dans la bande passante des antennes microbandes.
- La variation des paramètres géométriques de l'antenne (permittivité et hauteur du substrat, largeur, longueur et la conductivité du patch), influe sur la fréquence de résonance, le coefficient de réflexion, la bande passante et le gain.
- L'alimentation par ligne microruban directe ayant une large bande passante et fort gain est simple à réaliser par rapport aux autres types d'alimentation.
- Le couplage dans le plan E est plus élevé que dans le plan H.
- Pour une large bande passante et meilleur gain en utilisant un réseau à plusieurs patches alimentés en parallèle.
- Le réseau bidimensionnel ayant une large bande passante lorsque le nombre d'éléments rayonnants augmente, et aussi amène à une faible atténuation et fort gain.
- D'après une comparaison entre les antennes simulées et les antennes réalisées, nous pouvons dire que les résultats pratiques sont très proches aux résultats simulés.

ANNEXES

A.1- Calcul du champ électrique à l'intérieur du cavité : [A.1]

Le champ électrique à l'intérieur du cavité ne peut être orienté que suivant oz , et doit être constant sur une ligne de champ entre les deux plans parfaitement conducteur (car les lignes de champ sont parallèles). Nous désignerons donc le champ électrique à l'intérieur du cavité, porté par la direction oz par :

$$\vec{E} = E_z(x, y)\vec{U}_z \quad (1)$$

De l'équation de MAXWELL :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (2)$$

Dans laquelle B représente le champ magnétique interne, on déduit :

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial}{\partial x} \\ \frac{\partial}{\partial y} \\ \frac{\partial}{\partial z} \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ E_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -j\omega B_x \\ -j\omega B_y \\ -j\omega B_z \end{pmatrix} \quad (3)$$

Soit encore :

$$\vec{B} = -\frac{1}{j\omega} \left\{ \frac{\partial E_z}{\partial y} \vec{U}_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} \vec{U}_y \right\} = B_x \vec{U}_x + B_y \vec{U}_y \quad (4)$$

On note qu'il n'existe pas de composante de champ magnétique suivant oz , et donc que les lignes de champ magnétiques sont parallèles au plan $z = 0$.

L'équation de propagation en champ électrique est donnée par :

$$\vec{\nabla}^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (5)$$

Elle sera simplifiée car il n'existe qu'une seule composante de champ suivant oz et cette composante n'a pas de dépendance en z :

$$\frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial y^2} + k^2 E_z(x, y) = 0 \quad (6)$$

La recherche d'une solution à variables séparées conduit à poser :

$$E_z(x, y) = f(x) \cdot g(y) \quad (7)$$

$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (8)$$

L'équation (5) se ramène à la résolution de deux équations indépendantes :

$$\frac{\partial^2 f(x)}{\partial x^2} + k_x^2 f(x) = 0 \quad (9)$$

$$\frac{\partial^2 g(y)}{\partial y^2} + k_y^2 g(y) = 0 \quad (10)$$

Dont les solutions évidentes sont :

$$f(x) = A \cdot \cos(k_x \cdot x) + B \cdot \sin(k_x \cdot x) \quad (11)$$

$$g(y) = C \cdot \cos(k_y \cdot y) + D \cdot \sin(k_y \cdot y) \quad (12)$$

Où A, B, C, D, est 4 constantes qui dépendent des conditions aux limites.

Le champ électrique E_z se présente donc sous la forme :

$$E_z(x, y) = [A \cdot \cos(k_x \cdot x) + B \cdot \sin(k_x \cdot x)] \cdot [C \cdot \cos(k_y \cdot y) + D \cdot \sin(k_y \cdot y)] \quad (13)$$

Les conditions aux limites sur les surfaces parfaitement conductrices ont déjà été utilisées pour préciser la direction du champ électrique dans la cavité.

Les conditions aux limites sur les murs magnétiques parfaits imposent un champ magnétique tangentiel nul sur ces parois, soit :

$$B_x = 0 \quad \text{en } y = 0 \text{ et } y = b \quad (14)$$

$$B_y = 0 \quad \text{en } x = 0 \text{ et } x = a \quad (15)$$

De (4) et (14) on déduit:

$$B_x = 0 \quad \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial y} = 0 \quad (16)$$

$$-C.k_y.\sin(k_y.y) + D.k_y.\cos(k_y.y) = 0 \quad \text{en } y = 0 \text{ et } y = b \quad (17)$$

$$\text{en } y = 0 \Rightarrow D = 0 \quad (18)$$

$$\text{en } y = b \Rightarrow k_y.b = n.\pi \Rightarrow k_y = n.\pi / b \quad (19)$$

n étant un entier à priori quelconque.

De (4) et (15) on déduit :

$$B_y = 0 \quad \frac{\partial E_z(x, y)}{\partial x} = 0 \quad (20)$$

$$-A.K_x.\sin(K_x.x) + B.K_x.\cos(K_x.x) = 0 \quad \text{en } x = 0 \text{ et } x = b \quad (21)$$

$$\text{en } x = 0 \Rightarrow B = 0 \quad (22)$$

$$\text{en } x = b \Rightarrow k_x.a = m.\pi \Rightarrow k_x = m.\pi / a \quad (23)$$

m étant un entier à priori quelconque.

En utilisant les expressions de k_x et k_y obtenus ci-dessus, et en tenant compte de la nullité des constantes B et D, le champ électrique (13) s'écrit sous la forme suivante, à une constante multiplicative près qui est posée arbitrairement égale à A : [A.1] [A.2]:

$$E_z(x, y) = A \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (24)$$

▪ **la fréquence de résonance :** [A.1] [A.2]

La relation (8) permet de calculer la fréquence de résonance de chacun de ces modes. Réécrite avec les expressions de k_x et k_y , données en (19) et (24), elle permet de prévoir la fréquence de fonctionnement de l'antenne :

$$k^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (25)$$

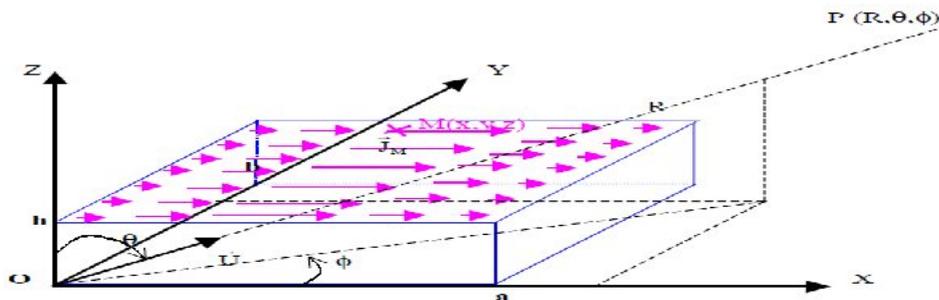
$$k^2 = \omega^2 . \epsilon . \mu = 4 . \pi^2 . f^2 . \epsilon . \mu \quad (26)$$

D'où on déduit:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (27)$$

A.2- Calcul du champ rayonné pour ($\epsilon_r = 1$) : [A.1] [A.2]

Dans un premier temps, nous calculons le champ lointain rayonné en espace libre au point P repéré par ses coordonnées polaires (r, θ, ϕ)



$$\vec{E}(p) = \frac{jk}{4\pi} \eta\psi(R) \iint_s \left\{ \left(\vec{J}(x, y) \wedge \vec{U} \right) \wedge \vec{U} \right\} e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} ds \quad (28)$$

Les courants à la surface du patch sont donnés:

$$\vec{J}(x, y) = j \frac{\pi}{w \mu a} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \vec{U}_x \quad (29)$$

En substituant les courants (29) dans l'intégrale (28), et en regroupant les termes constants sous une constante C, on obtient :

$$\vec{E}(p) = C \iint_s \left\{ \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \right\} e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} . ds . (\vec{U}_x \wedge \vec{U}) \wedge \vec{U} \quad (30)$$

Le vecteur de polarisation de l'onde rayonnée est donné par le double produit vectoriel :

$$(\vec{U}_x \wedge \vec{U}) \wedge \vec{U} = \left[\begin{pmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \cos \theta \sin \phi \\ -\sin \phi \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right] \wedge \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -\cos \theta \sin \phi \\ \sin \phi \end{pmatrix} \quad (31)$$

M est un point courant de la surface, de coordonnées (x, y, h) où est situé le courant. Le produit scalaire de (30) s'évalue de la manière suivante :

$$\vec{k} \cdot \vec{OM} = \begin{pmatrix} k \sin \theta \cos \phi \\ k \sin \theta \sin \phi \\ k \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ h \end{pmatrix} = k(x \sin \theta \cos \phi + y \sin \theta \sin \phi + h \cos \theta) \quad (32)$$

En utilisant ces deux derniers résultats, l'intégrale (I .30) s'écrit :

$$\vec{E}(p) = C e^{jkh \cos \theta} \int_0^b e^{jk y \sin \theta \sin \phi} dy \int_0^a \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{jk x \sin \theta \cos \phi} dx \left(-\cos \theta \cos \phi \vec{U}_\theta + \sin \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (33)$$

Afin d'alléger l'écriture, on peut poser :

$$V = k \sin \theta \sin \phi \quad (34)$$

$$W = k \sin \theta \cos \phi \quad (35)$$

Les intégrales présentes dans (33) deviennent alors:

$$\int_0^b e^{jV y} dy = \frac{e^{jV y}}{jV} \Big|_{y=0}^{y=b} = \frac{e^{jV b} - 1}{jV} \quad \text{Pour } V \text{ différent de } 0 \quad (36)$$

$$\int_0^b e^{jV y} dy = b \quad \text{Pour } V = 0 \quad (37)$$

$$\int_0^a e^{jW x} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) dx = \frac{\pi / a}{(\pi / a)^2 - W^2} (e^{jW a} + 1) \quad \text{Pour } W \text{ différent de } k = \pi / a \quad (38)$$

$$\int_0^a e^{jW x} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) dx = j \frac{a}{2} \quad \text{Pour } W = k = \pi / a \quad (39)$$

D'où l'écriture globale du champ rayonné en espace libre par les courants présents sur le patch :

$$\vec{E}(p) = C e^{jkh \cos \theta} \frac{e^{jV b} - 1}{jV} \frac{\pi (e^{jW a} + 1)}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - W^2} \left(-\cos \theta \cos \phi \vec{U}_\theta + \sin \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (40)$$

Cette écriture peut encore se simplifier, en rappelant que $k = 2\pi / \lambda$, et que sur le mode fondamental, et pour un diélectrique tel que $\epsilon_r = 1$, la dimension de l'antenne a est égal à $\lambda / 2$. On en déduit que dans ce cas particulier $k = \pi / a$.

Nous devons maintenant prendre en compte l'influence du plan de masse en considérant le rayonnement des courants images qui sont opposés au courants du patch, et situés à la cote $-h$, d'où leur expression déduite de (40):

$$\vec{E}(p)_{image} = -C e^{jk h \cos \theta} \frac{e^{jVb} - 1}{jV} \frac{k(e^{jWa} + 1)}{k^2 - W^2} (-\cos \theta \cos \phi \vec{U}_\theta + \sin \phi \vec{U}_\phi) \quad (41)$$

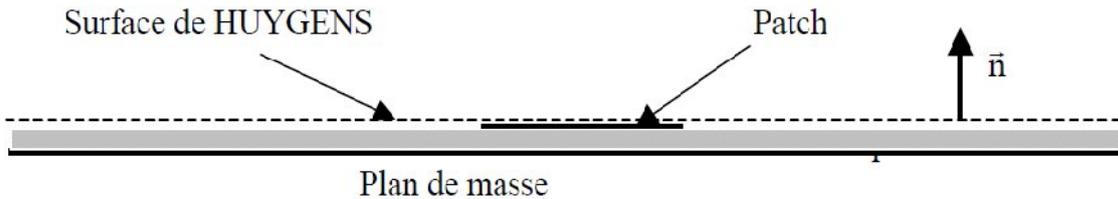
En sommant (I.40) et (I.41) on obtient le champ total rayonné par l'antenne sur son plan de masse :

$$\vec{E}(p)_{total} = C \frac{\sin(kh \cos \theta)}{2j} \frac{e^{jVb} - 1}{jV} \frac{k(e^{jWa} + 1)}{k^2 - W^2} (-\cos \theta \cos \phi \vec{U}_\theta + \sin \phi \vec{U}_\phi) \quad (42)$$

A.3- Rayonnement par application du théorème d'équivalence : [A.1]

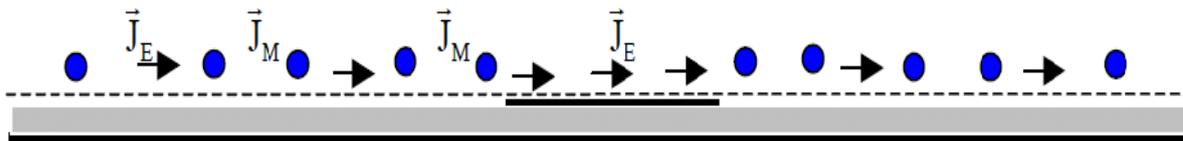
L'application du théorème d'équivalence se fait en respectant les étapes suivantes :

➤ **Etape 1 : définition de la surface de HUYGENS**



La surface de HUYGENS est constituée par un plan théoriquement infini, situé juste au-dessus du patch et du diélectrique.

➤ **Etape 2 : Définition des courants équivalents**



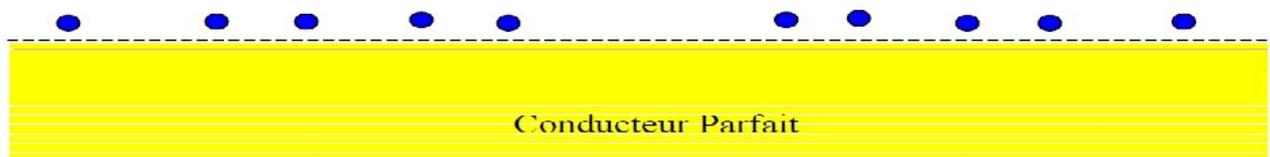
Les courants électriques et magnétiques équivalents sont définis à partir des champs présents sur la surface de HUYGENS par les relations :

$$\vec{J}_E = \vec{n} \wedge \vec{H} \quad \vec{J}_M = -\vec{n} \wedge \vec{E} \quad (43)$$

Sur le patch, le champ électrique tangentiel étant nul, il n'existe que des courants électriques équivalents.

D'après le théorème d'équivalence, le rayonnement de ces courants équivalents conduit à un champ électromagnétique inchangé au-dessus de la surface de HUYGENS, et à un champ électromagnétique nul en dessous de cette surface.

➤ **Etape 3 : On remplit la région où le champ est nul par un conducteur électrique parfait**



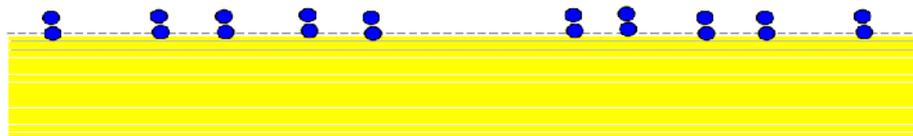
Puisque le champ électromagnétique est nul dans le demi espace inférieur, on peut, à condition de prendre en compte les modifications que cela implique à remplir cet espace par un matériau parfaitement conducteur.

➤ **Etape 4 : On applique le théorème des images par rapport à la surface de HUYGENS**

Chaque courant électrique tangentiel au-dessus de la surface a une image opposée en dessous : on en déduit qu'à la limite, les deux courants s'annulent lorsqu'ils sont tous les deux au niveau de la surface. Par conséquent, le rayonnement des courants électriques est nul.

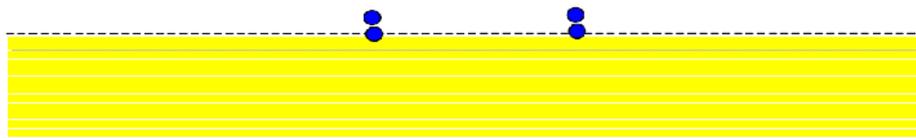
Chaque courant magnétique tangentiel au-dessus de la surface a une image de même sens en dessous : on en déduit qu'à la limite, les deux courants s'ajoutent lorsqu'ils sont tous les deux au niveau de la surface.

Par conséquent, le rayonnement des courants magnétiques est doublé par la présence du matériau parfaitement conducteur



➤ **Etape 5 : Simplification**

Les courants magnétiques équivalents n'ont une valeur significative qu'au voisinage immédiat du patch : on montre que leur décroissance est exponentielle au fur et à mesure que l'on s'éloigne du bord. On peut donc considérer avec une bonne approximation que le champ rayonné par l'antenne peut être déduit des courants magnétiques localisés autour du patch :



Moyennant quelques approximations, l'évaluation des courants magnétiques équivalents peut se faire de la manière suivante (figure -1-) : sur les côtés du patch (la figure représente un côté parallèle à oy), on définit un parcours (C) = MNOP :

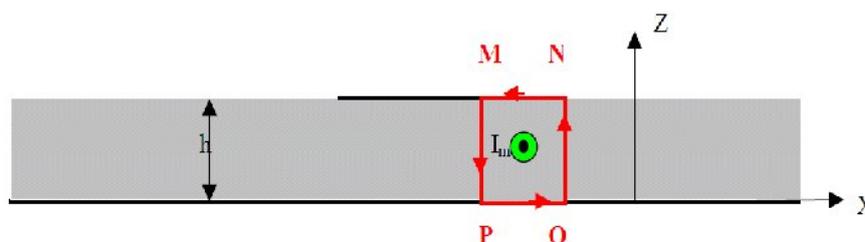


figure -1- : coupe dans un plan xoz

La relation d'Ampère sur un contour fermé (C) = MNOP s'écrirait en termes de courants électriques :

$$\oint_{MNOP} \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_e \tag{44}$$

Généralisée aux courants magnétiques, elle devient :

$$\oint_{MNOP} \vec{E} \cdot d\vec{l} = I_m \tag{45}$$

La circulation du vecteur champ électrique peut se décomposer :

$$\oint_{MNOP} \vec{E} \cdot d\vec{l} = \int_{MN} E_x^i dx + \int_{NO} E_z^e dz + \int_{OP} E_x^e dx + \int_{PM} E_z^e dz = I_m \tag{46}$$

(1) (2) (3) (4)

où les indices i et e désignent respectivement les champs intérieurs et extérieurs à la cavité.

Si on suppose le champ électrique confiné dans la cavité, les intégrales (1), (2), (3), sont nulles. D'où l'écriture vectorielle de la densité linéique de courant magnétique qui entoure le patch, sur la portion AD ou BC :

$$\vec{J}_M = -E_z^i \vec{U}_y \tag{47}$$

On peut représenter une ligne de densité courant magnétique qui entoure le patch (figure -2-)

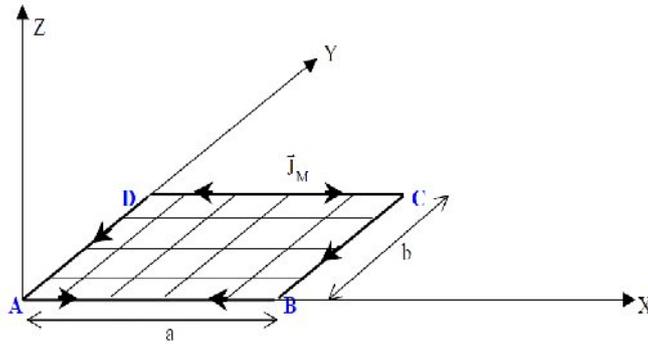


figure-2- : Courants magnétiques équivalents qui entourent le patch rectangulaire

En posant $AB = DC = a$ et $AD = BC = b$ les courants magnétiques \vec{J}_M sont déduits du champ interne E_z , et s'expriment de la manière suivante, sur le mode fondamental : [A.1] [A.2]

$$\text{-sur la portion AB: } \vec{J}_M = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \vec{U}_x \quad (48)$$

$$\text{- Sur la portion BC : } \vec{J}_M = -E_0 \vec{U}_y \quad (49)$$

$$\text{- Sur la portion DC : } \vec{J}_M = -E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \vec{U}_x \quad (50)$$

$$\text{- Sur la portion AD : } \vec{J}_M = -E_0 \vec{U}_y \quad (51)$$

Le calcul du champ rayonné va s'effectuer à l'aide de l'intégrale de rayonnement généralisée au courant magnétique :

$$\vec{E}(p) = \frac{jK}{4\pi} \eta \psi(r) \int_I \left\{ \vec{J}_M \wedge \vec{U} \right\} e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} dI = C \int_I \left\{ \vec{J}_M \wedge \vec{U} \right\} e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} \quad (52)$$

$$e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} = e^{j(Wx + Vy)}$$

Dans la suite du calcul, nous poserons la constante $C = jk \eta \psi(r) / 4\pi$

Nous posons également dans un souci de simplification d'écriture :

$$W = k \sin \theta \cos \phi \quad \text{et} \quad V = k \sin \theta \sin \phi \quad (53)$$

D'où l'expression déjà rencontrée de l'exponentielle présente dans (60) :

$$e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} = e^{j(Wx + Vy)} \quad (54)$$

Le calcul du champ total rayonné s'obtient en évaluant les contributions de chaque ligne de courant magnétique équivalent.

- Champ lointain rayonné par les courants magnétiques sur la portion AD :

$$\vec{E}_{AD}(P) = -E_0 C \int_{y=0}^{y=b} (\vec{U}_y \wedge \vec{U}) e^{j(\vec{k} \cdot \vec{OM})} dy \quad (55)$$

Soit, en tenant compte du fait que $x = 0$ entre A et D :

$$\vec{E}_{AD}(P) = -E_0 C \int_{y=0}^{y=b} e^{jVy} dy (\cos \phi \vec{U}_\theta - \cos \theta \sin \phi \vec{U}_\phi) \quad (56)$$

$$\vec{E}_{AD}(P) = -E_0 C \frac{e^{jVb} - 1}{jV} (\cos \phi \vec{U}_\theta - \cos \theta \sin \phi \vec{U}_\phi) \quad (57)$$

$$\vec{E}_{AD}(P) = -bE_0 C e^{\frac{jVb}{2}} \frac{\sin \frac{Vb}{2}}{\frac{Vb}{2}} (\cos \phi \vec{U}_\theta - \cos \theta \sin \phi \vec{U}_\phi) \quad (58)$$

Champ lointain rayonné par les courants magnétiques sur la portion BC : [A.1]

Par rapport au cas précédent, les courants sont de même sens. Puisque le point M se déplace sur la droite $x = a$, on a : $e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} = e^{j(Wx + Vy)}$

et donc :

$$\vec{E}_{BC}(P) = -bE_0 C e^{jWa} e^{\frac{jVb}{2}} \frac{\sin \frac{Vb}{2}}{Vb} \left(\cos \phi \vec{U}_\theta - \cos \theta \sin \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (59)$$

Champ lointain rayonné par les portions AD et BC :

Il s'obtient en sommant les contributions d'AD (58) et BC (59) :

$$\vec{E}_{AD,BC}(P) = -bE_0 C \left(1 + e^{jWa} \right) e^{\frac{jVb}{2}} \frac{\sin \frac{Vb}{2}}{Vb} \left(\cos \phi \vec{U}_\theta - \cos \theta \sin \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (60)$$

$$\vec{E}_{AD,BC}(P) = -2bE_0 C e^{\frac{j(Wa+Vb)}{2}} \cos \left(\frac{Wa}{2} \right) \frac{\sin \frac{Vb}{2}}{Vb} \left(\cos \phi \vec{U}_\theta - \cos \theta \sin \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (61)$$

Champ lointain rayonné par la portion AB :

Sur la portion AB, le courant est donné par l'expression (48). D'après l'intégrale de rayonnement généralisée au courant magnétique (52) le champ lointain s'obtient en calculant :

$$\vec{E}_{AB}(P) = C \int_{x=0}^{x=a} E_0 \cos \left(\frac{\pi x}{a} \right) \left(\vec{U}_x \wedge \vec{U} \right) e^{j(\vec{k} \cdot \vec{OM})} dx \quad (62)$$

Puisque $y = 0$ sur cette portion, on obtient après développement du produit vectoriel :

$$\vec{E}_{AB}(P) = -CE_0 \int_{x=0}^{x=a} \cos \left(\frac{\pi x}{a} \right) e^{jWx} dx \left(\sin \phi \vec{U}_\theta + \cos \theta \cos \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (63)$$

$$\vec{E}_{AB}(P) = -CE_0 j W e^{\frac{jWa}{2}} \frac{\cos \frac{Wa}{2}}{W^2 - \left(\frac{\pi}{a} \right)^2} \left(\sin \phi \vec{U}_\theta + \cos \theta \cos \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (64)$$

Champ lointain rayonné par la portion DC :

Il se déduit du champ lointain rayonné par la portion AB, en notant que le sens des courants est inversé, et que l'intégrale se calcule sur une portion de droite telle que $y = b$:

$$\vec{E}_{DC}(P) = CE_0 e^{jVb} j W e^{\frac{jWa}{2}} \frac{\cos(Wa/2)}{W^2 - (\pi/a)^2} \left(\sin \phi \vec{U}_\theta + \cos \theta \cos \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (65)$$

Champ lointain rayonné par les portions AB et DC :

Il s'obtient en sommant les contributions de AD (I.64) et BC (I.65) :

$$\vec{E}_{AB,DC}(P) = CE_0 \left(e^{jVb} - 1 \right) j W e^{\frac{jWa}{2}} \frac{\cos(Wa/2)}{W^2 - (\pi/a)^2} \left(\sin \phi \vec{U}_\theta + \cos \theta \cos \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (66)$$

$$\vec{E}_{AB,DC}(P) = -2CE_0 \sin \frac{Vb}{2} W e^{\frac{j(Wa+Vb)}{2}} \frac{\cos(Wa/2)}{W^2 - (\pi/a)^2} \left(\sin \phi \vec{U}_\theta + \cos \theta \cos \phi \vec{U}_\phi \right) \quad (67)$$

Enfin, le champ total rayonné s'obtient en sommant toutes les contributions, soit les relations (61) et (67). En omettant les termes constants qui sont normalisés dans le diagramme de rayonnement, on obtient :

$$\vec{E}(P) = \left\{ b \cos(Wa/2) \frac{\sin(Vb/2)}{Vb/2} \cos \phi + W \sin(Vb/2) \frac{\cos(Wa/2)}{W^2 - (\pi/a)^2} \sin \phi \right\} \vec{U}_\theta + \left\{ -b \cos(Wa/2) \frac{\sin(Vb/2)}{(Vb/2)} \sin \phi + W \sin(Vb/2) \frac{\cos(Wa/2)}{W^2 - (\pi/a)^2} \cos \phi \right\} \cos \theta \vec{U}_\phi \quad (68)$$

A.4-Détermination des paramètres du patch :

On a utilisé **Microstrip Patch Antenna Calculator [A.3]** pour déterminer les dimensions W et L du patch

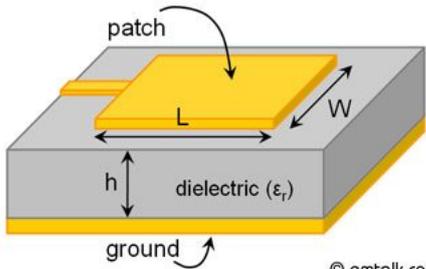
Microstrip Patch Antenna Calculator

[EMC EMI Broadband Antenna](http://www.aaronia.com) www.aaronia.com
HighEnd Log Periodic BroadBand EMC Test
Antenna span 20MHz to 18GHz

[Communication Antennas](http://www.mobilemark.com) www.mobilemark.com
Smart Metering Antennas GPS Antennas

[Low cost GSM GPS Antennas](http://www.roundsolutions.com) www.roundsolutions.com
Embedded GSM antenna, PIFA, stubby PCB GSM
antenna, PIFA for GPS

[Microwave mmwave circuits](http://www.siliconradar.com) www.siliconradar.com
MMIC in SiGe BICMOS Technology 10 GHz up to
200GHz and above



© emtalk.com

Substrate Parameters

Dielectric Constant (ϵ_r):

Dielectric Height (h): mm

Physical Parameters

Length (L): mm

Width (W): mm

Resonant Frequency

f_r : GHz

Donc, la longueur de patch est : 5.23mm et la largeur égale à : 7.23mm

A.5-Détermination des paramètres de la ligne micro ruban :

1. Largeur de la ligne :

Lorsque l'antenne imprimée est alimentée par ligne micro ruban, le largeur de la ligne est donnée par la **Méthode de Wheeler** qui permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne à partir de l'impédance caractéristique de cette ligne [A.4]:

$$\bullet \text{ Si } \frac{W}{h} \leq 2 : \frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (69)$$

$$\bullet \text{ Si } \frac{W}{h} > 2 : \frac{W}{h} = \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (B - 1 \ln(2B - 1)) \quad (70)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} A = \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} \frac{Z_c}{Z_0} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \\ B = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{Z_0}{Z_c} \end{cases} \quad (71)$$

- On peut utiliser aussi Microstrip Line Calculator [A.5] pour déterminer largeur de la ligne.

2. Longueur de la ligne :

Pour déterminer la longueur de la ligne, il faut d'abord déterminer la longueur électrique de la ligne en degrés tel que : **Longueur électrique=longueur physique / V_f**

- **Longueur physique : [A.6]**

On a utilisé une onde de fréquence 9GHz à une période N de : 0.11ns ($N = \frac{1}{f} = \frac{1}{9.10^9}$), pendant cette durée elle parcourt 0.033m dans l'air, à la vitesse de lumière qui de 3×10^8 m/s.

Dans une ligne dont le coefficient de vélocité $V_f = 0.32$ (avec : $V_f = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$), la vitesse de propagation est

d'environ : $0.96 \times 10^8 \text{ m/s}$ ce qui signifie qu'en une période de 0.11ns elle aura parcouru 0.0105m ($L_{\text{phys}} = 0.0105\text{m}$).

Donc, une ligne de longueur physique 0.0105m et dont le coefficient de vélocité est de 0.32 à une longueur électrique de 0.032m.

- La longueur électrique en degré est déterminée par la méthode de conversion **Degrés électrique de/vers Mètres [A.7]**.

Degrés électriques de / vers Mètres

Paramètres nécessaires:

Entrez Fréquence (kilohertz): kHz

Mètres par longueur d'onde à cette fréquence (calculée): mètres par longueur d'onde

Degrés électriques aux compteurs

Entrez Hauteur de la tour dans les équipements électriques Degrés (AM tours) Longueur câble ou en degrés électriques degrés électriques

Résultat: mètres longueurs d'onde

Mètres à Degrés électriques

Entrez la hauteur du pylône électrique en mètres (Tours AM - ne comprennent pas la hauteur de l'isolant de base) Longueur du câble ou en mètres mètres

Résultat: degrés électriques longueurs d'onde

longueur d'onde (m) = [vitesse de la lumière (m / sec)] / [fréquence (Hz = cycles / s)]
où la vitesse de la lumière = 2.99792456×10^8 mètres / seconde

360 degrés électriques = 1 longueur d'onde

- Enfin, on a utilisé **Microstrip Line Calculator** pour déterminer la longueur de la ligne [A.5]

Microstrip Line Calculator

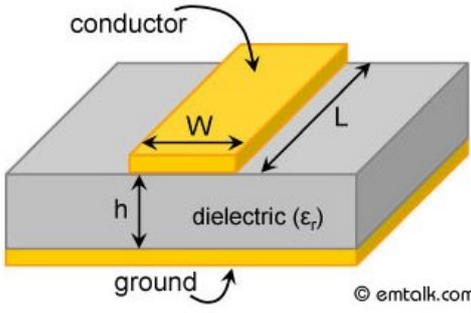
Rf analyzer www.aaronia.com
Handheld, RF & USB Analyzer €299-€1498,- /
1Hz-9.4GHz / -170dBm

Hand-held RF Analyzers www.eestechtechnology.com
For Measuring Circuits, Antennas, Networks, And
Cables Up To 2.5GHz

SRI Connector Gage www.sriconnectorgage.com
Precision RF/Microwave Connectors No NRE for
custom over 100 pieces

W-band amplifier www.wmmw.se
Millimeter wave components Wasa Millimeter Wave
AB

AdChoices ▶



© emtalk.com

Substrate Parameters

Dielectric Constant (ϵ_r):

Dielectric Height (h): mm

Frequency: GHz

Electrical Parameters

Zo: Ω

Elec. Length: deg

Physical Parameters

Width (W): mm

Length (L): mm

Donc, la longueur de ligne est : 4.12mm et la largeur égale à : 0.632mm

3. Longueur de transformateur d'impédance:

On a utilisé un transformateur d'impédance de longueur $\frac{\lambda}{4}$ pour obtenir l'adaptation entre la ligne d'alimentation et le résonateur (patch) à 50Ω .

$$\text{Avec : } \lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}}$$

Tel que, la formule de ϵ_e a été donnée par **Hammerstad [A.4]** :

- Pour les bandes telles que $W/h \geq 1$: $\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1}$
- Pour les bandes telles que $W/h \leq 1$: $\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right]$

Bibliographie

- [A.1] Vaudon Patrick-Master de recherche télécommunication hautes fréquences et optiques « XII.-Les antennes imprimée » IRCOM- Université de Limoges.
- [A.2] Somia Boussaha et Mekhancha Sarra « Analyse du diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel d'une antenne patch en utilisant le modèle de cavité » International conférence systems and processing information May 15-17, 2011, Guelma
- [A.3] http://www.emtalk.com/mwt_mpa.htm
- [A.4] Paul F .Combes « Micro ondes l .lignes, guides et cavités, cours et exercices »
- [A.5] http://www.emtalk.com/mscalc.php?er=9.6&h=0.635&h_units_list=hmm&f=9&Zo=50&EL=113.47&Operation=Synthesize&Wa=&W_units_list=Wmm&La=&L_units_list=Lmm
- [A.6] <http://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM07/RM07d/RM07d07.htm>
- [A.7] http://translate.googleusercontent.com/translate_c?hl=fr&langpair=en%7Cfr&rurl=translate.google.fr&u=http://transition.fcc.gov/mb/audio/bickel/findvalues.html&usg=ALkJrhjSrx3nf3yXE1Hb9mWzKKQ-1BgoOQ

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur les Antennes Imprimées

figure I.1 : Schéma de principe d'une antenne à éléments rayonnants imprimés.....	2
figure I.2 : Divers types d'éléments rayonnants.	3
figure I.3 : Présentation d'une antenne patch a élément rectangulaire.....	4
figure I.4 : éléments rayonnants étagés.....	4
figure I.5 : Alimentation par ligne Micro ruban.....	5
figure I.6: Alimentation par une ligne microbande : a. axiale, b. décalée, c. axiale avec encoche	5
figure I.7. a : Le patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant.....	6
figure I.7.b : Le patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant.....	6
figure I.7.c : Le patch couplé capacitivement à ligne micro ruban.....	6
figure I.8 : Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale.....	7
figure I.9 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande à travers une fente dans le plan de masse.....	7
figure I.10 : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microbande.....	8
figure I.11 : Alimentation par guide d'ondes coplanaires.....	8
figure I.12: Alimentation par fibre optique.....	9
figure I.13 : Représentation en quadripôle.....	9
figure I.14 : schéma équivalent du dispositif à l'émission.....	10
figure I.15: Orientation du plan E et des courants surfaciques sur l'élément rayonnant a. selon la position .b. du point d'excitation.....	12
figure I.16 : excitation permettant d'obtenir des polarisations orthogonales pour un élément : a-carré, b-circulaire, c- à grilles orthogonales.....	12
figure I.17 : création d'un déphasage de 90° entre les points d'alimentation : pour des lignes dont les longueurs différent de $\lambda/4$ d'après Zurcher et Gardiol b- par un coupleur à 3dB.....	13
figure I.18: Point d'alimentation pour obtenir une polarisation circulaire avec un élément a. presque carré, b. carré avec une fente en diagonale, c. carré à coins tronqués.....	13
figure I.19: Mécanisme de rayonnement.....	13
figure I.20 : Lignes de champ entre les bords d'un élément imprimé et le plan de masse.....	14
figure I.21 : Lignes de champ entourant un élément imprimé : a. composantes horizontales, b. composantes verticales.....	15
figure I.22 : Modélisation d'une fente excitée par un champ électrique à polarisation uniforme.....	15
figure I.23 : a-coordonnées et composantes $(\vec{\theta}, \vec{\varphi})$ pour les champs \vec{E}_θ et \vec{H}_φ rayonnés par un doublet électrique, b- coordonnées et notations pour calculer le rayonnement d'un courant magnétique de longueur W.....	16
figure I.24 : Modèle équivalent utilisé pour calculer le rayonnement d'un élément rectangulaire a).représentation dans l'espace, b).schéma dans le plan xOy	17

Chapitre II : Méthodes d'Analyse des antennes imprimées

figure II.1 : Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par deux fentes couplées.....	22
figure II.2 : schéma équivalent de l'antenne.....	22
figure II.3: variation de ε_e en fonction de la fréquence.....	24
figure II.4 : schéma équivalent final de l'antenne.....	25
figure II.5: Modèle de la cavité.....	26
figure II.6 : Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité.....	26
figure II.7 : Représentation de la cavité dans un repère (O, x, y, z)	27
figureII.8 : Représentation du référentiel et des coordonnées pour le calcul du champ lointain rayonné par les courants.....	28
figure II.9 : Diagramme de rayonnement dans le plan E en champ.....	29
figure II.10 : Diagramme de rayonnement dans le plan E en puissance.....	29
figure II.11: Diagramme de rayonnement dans le plan H en champ.....	30

figure II.12 : Diagramme de rayonnement dans le plan H en puissance.....	30
figureII.13 : Courants magnétiques équivalents qui entourent le patch rectangulaire.....	30
figureII.14 : diagrammes de rayonnement en puissance avec une variation de ϵ_r dans le plan E.....	31
figure II.15 : Le diagramme de rayonnement dans le plan H avec variation de b/a lorsque $\epsilon_r = 2$	32
figure II.16 : Le diagramme de rayonnement dans le plan H avec variation de b/a lorsque $\epsilon_r = 5$	32
figure II.17 : Le diagramme de rayonnement dans le plan H avec variation de b/a lorsque $\epsilon_r = 7$	33
figureII.18 : Le diagramme de rayonnement dans le plan H avec variation de b/a lorsque $\epsilon_r = 9$	33
figure II.19 : Point d'évaluation du calcul de la dérivée centrée.....	39
figure II.20 : Circulation du champ E autour de H.....	40
figure II.21 : Disposition des nœuds électriques et des nœuds magnétiques dans le plan xoy	40
figure II.22 : Circulation du Champ H autour de E.....	40
figure II.23 : Cellule de YEE.....	40
figure II.24 : Extraction d'une cellule élémentaire.....	41
figure II.25 : Disposition des nœuds électriques et des nœuds magnétiques dans le plan oxy , pour le cas d'un maillage irrégulier.....	41
figure II.26 : Calcul de H à l'instant ndt et calcul de E à l'instant $(n+0.5) dt$	42
figure II.27 : Maillage triangulaire adaptif en FEM.....	43
figure II.28 : Les différentes 'étapes de la méthode FEM.....	44
<u>Chapitre III : Modélisation et simulation (par HFSS) d'une antenne patch en utilisant les différentes techniques d'alimentation</u>	
figure III.1 : Division de la structure en tétraèdres.....	49
figureIII.2 : Antenne imprimé alimenté par ligne micro ruban.....	50
figure III.3 : Schéma de l'antenne, W : largeur ; L : longueur ; e : épaisseur du patch ; h : épaisseur du substrat ; W_i : largeur de la ligne d'alimentation.....	50
figure III.4 : Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	51
figure III.5 : Représentation de partie réelle et imaginaire du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	52
figure III.6 : Représentation du coefficient de réflexion sur l'abaque de Smith.....	52
figure III.7 : Représentation de partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence.....	53
figure III.8 : Représentation du ROS en dB en fonction de la fréquence.....	53
figure III.9 : Représentation 3-D du Gain total en dB.....	53
figureIII.10 : Digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	54
figureIII.11 : Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	54
figure III.12 : Représentation rectangulaire 3-D du Gain total en dB.....	54
figureIII.13 : Distribution du courant surfacique sur le patch.....	55
figureIII.14 : Distribution du champ électrique E sur le patch.....	55
figureIII.15 : Distribution du champ électrique E sur le substrat.....	56
figureIII.16 : Distribution du champ électrique E sur le substrat et le patch.....	56
figureIII.17 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différent valeur de permittivité relative	57
figureIII.18 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différent valeur de hauteur h.....	57
figureIII.19 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différent valeur de la largeur W.....	58
figureIII.20 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différent valeur de la longueur L.....	59
figureIII.21 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différent valeur de l'épaisseur e.....	59
figure. III.22 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour patch à conductivité différente.....	60
figureIII.23 : Antenne imprimé alimenté par un transformateur d'impédance selon HFSS.....	62
figure III.24 : Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	62

figure III.25 : Représentation de partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence.....	62
figure III.26 : Représentation du ROS en dB en fonction de la fréquence.....	63
figure III.27 : Représentation 3-D du Gain total en dB.....	63
figure III.28 : Diagramme du Gain en dB (plan θ).....	63
figure III.29 : Diagramme du Gain en dB (plan φ).....	64
figure III.30 : Antenne imprimé alimenté par ligne enterrée selon HFSS.....	64
figure III.31 : Schéma de l'antenne à ligne enterrée.....	64
figure III.32 : Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	65
figure III.33 : Représentation de partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence.....	65
figure III.34 : Représentation du ROS en dB en fonction de la fréquence.....	66
figure III.35 : Représentation 3-D du Gain total en dB.....	66
figure III.36 : Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan θ).....	66
figure III.37 : Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	67
figure III.38 : Antenne imprimé alimenté par câble coaxiale selon HFSS.....	68
figure III.39 : Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	68
figure III.40 : Représentation de partie réelle et imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence.....	68
figure III.41 : Représentation du ROS en dB en fonction de la fréquence.....	69
figure III.42 : Représentation 3-D du Gain total en dB.....	69
figure III.43 : Diagramme du Gain en dB (plan θ).....	69
figure III.44 : Diagramme du Gain en dB (plan φ).....	70
<u>Chapitre IV : Modélisation et simulation d'un réseau d'antennes patch en utilisant HFSS</u>	
figure IV. 1 : Couplage entre les antennes patch dans le plan E et H.....	74
figure IV.2 : Configuration plan H.....	74
figure IV.3 : Configuration plan E.....	75
figure IV.4 : Schémas de deux patches.....	76
figure IV.5 : Circuit électrique équivalent de deux patches.....	76
figure IV. 6 : Exemple de couplage entre deux éléments d'une antenne micro ruban.....	78
figure IV.7: Réseau d'antenne schématisé avec son réseau de distribution.....	80
figure IV.8: Exemples de réseaux d'antennes a 16 éléments.....	81
figure IV.9: Mécanisme des rayonnements parasites.....	81
figure IV.10: Architecture de base des réseaux d'antennes : a- Réseaux linéaires b- Réseaux plans.....	81
figure IV.11: Réseau linéaire d'éléments rectangulaires à alimentation série.....	83
figure IV.12: Alimentation parallèle de 2 ³ éléments rayonnants par 3 étages de diviseurs de puissance.....	83
figure IV.13: Bande rayonnante à éléments jointifs à alimentation parallèle.....	84
figure IV.14: Réseau bidimensionnel formé de réseaux linéaires, a- alimentation série, b- alimentation parallèle.....	84
figure IV.15: Réseau bidimensionnel à double alimentation parallèle.....	85
figure IV.16 : Réseau linéaires de deux patches alimentés en série par ligne micro ruban (planH).....	86
figure IV.17: Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	86
figure IV.18 : Représentation 3-D du Gain total en dB.....	86
figure IV.19 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	87
figure IV.20 : digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	87
figure IV.21 : Réseau linéaires de deux patches alimentés en série par ligne micro ruban (planE).....	87
figure IV.22: variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	88
figure IV.23: représentation 3-D du Gain total en dB.....	88
figure IV.24 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	88
figure IV.25: digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	89
figure IV.26 : Réseau linéaires de deux patches alimentés en parallèle par diviseur de Wilkinson.....	90
figure IV.27: variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	90

figure IV.28: représentation 3-D du Gain total en dB.....	90
figure IV.29 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	91
figure IV.30: digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	91
figure IV.31 : Réseau linéaires de quatre patches alimentés en parallèle par diviseur de Wilkinson.....	91
figure IV.32: variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	92
figure IV.33: représentation 3-D du Gain total en dB.....	93
figure IV.34 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	93
figure IV.35: digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	93
figure IV.36 : Réseau bidimensionnel à quatre patches.....	94
figure IV.37: variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	94
figure IV.38: représentation 3-D du Gain total en dB.....	95
figure IV.39 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	95
figure IV.40: digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	95
figure IV.41 : Réseau bidimensionnel à 8 patches.....	96
figure IV.42: variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	96
figure IV.43: représentation 3-D du Gain total en dB.....	96
figure IV.44 : digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	97
figure IV.45: digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	97
<u>Chapitre V : Réalisations</u>	
figure V.1 : patch alimenté par ligne avec transformateur à 8.5GHz.....	99
figure V.2 : Le modèle de patch alimenté par ligne avec transformateur par le HFSS.....	99
figure V.3 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	143
figure V.4: Digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	101
figure V.5: Digramme de rayonnement mesurée de Gain total (plan θ).....	101
figure V.6: Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	101
figure V.7: Digramme de rayonnement mesurée de Gain total (plan φ).....	101
figure V.8 : Représentation 3-D du Gain total en dB.....	102
figure V.9 : patch alimenté par ligne à 8.5GHz.....	102
figure V.10 : Le modèle de patch alimenté par ligne a réalisé.....	102
figure V.11 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	103
figure V.12: Digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	103
figure V.13: Digramme de rayonnement mesurée de Gain total (plan θ).....	104
figure V.14: Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	104
figure V.15: Digramme de rayonnement mesurée de Gain total (plan φ).....	104
figure V.16 : Représentation 3-D du Gain total en dB.....	105
figure V.17 : Réseau à quatre patches alimentée en parallèle.....	105
figure V.18 : Le modèle de patch a réalisé.....	105
figure V.19 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	106
figure V.20: Digramme de rayonnement de Gain total en dB (plan θ).....	107
figure V.21: Digramme de rayonnement en Gain en dB (plan φ).....	107
figure V.22 : Représentation 3-D du Gain total en dB.....	107

Liste des tableaux

Tableau I.1: Comparaison entre les différentes techniques d'alimentations.....	8
Tableau II.1: Comparaison des deux modèles analytiques.....	33
Tableau II.2 : Méthodes numériques pour l'analyse des antennes imprimées.....	45
Tableau III.1 : propriétés des matériaux.....	51
Tableau III.2: Paramètres de l'antenne.....	51
Tableau III.3 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de ε_r	57
Tableau III.4 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de h.....	58
Tableau III.5 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de W.....	58
Tableau III.6 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de L.....	59
Tableau III.7 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de e.....	60
Tableau III.8 : Interprétation du résultat de la simulation pour différentes valeurs de conductivité.....	61
Tableau III.9 : Propriétés des matériaux.....	61
Tableau III.10: Paramètres de l'antenne.....	61
Tableau III.11: Propriétés des matériaux.....	67
Tableau III.12: Paramètres de l'antenne.....	67
Tableau III.13: Exemple d'application de l'antenne imprimée.....	71
Tableau IV.1 : propriétés des matériaux.....	85
Tableau IV.2: Paramètres de l'antenne.....	85
Tableau IV.3 : propriétés des matériaux.....	89
Tableau IV.4: Paramètres de l'antenne.....	89
Tableau IV.5 : propriétés des matériaux.....	92
Tableau IV.6: Paramètres de l'antenne.....	92
Tableau V.1 : Propriétés des matériaux.....	100
Tableau V.2: Paramètres de l'antenne.....	100
Tableau V.3 : propriétés des matériaux.....	102
Tableau V.4 : Paramètres de l'antenne.....	103
Tableaux V.5 : propriétés des matériaux.....	152
Tableau V.6: Paramètres de l'antenne.....	152