

UNIVERSITE ABDELHAMID IBN BADIS DE MOSTAGANEM



UNIVERSITE
Abdelhamid Ibn Badis
MOSTAGANEM

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT *GENIE ÉLECTRIQUE*

N° D'ORDRE : M.../2012

MEMOIRE

Pour l'obtention du

DIPLOME DE MAGISTER

SPECIALITE : ELECTRONIQUE
OPTION : SIGNAUX ET APPLICATIONS

Thème

**Mesure de la Densité de Puissance Rayonnée RF dans
le Milieu Ambiant**

Soutenue en 2012 par :

Mr. MOULAY Mohammed

Devant le jury composé de :

Président :	Mme. M. MIMI.	Professeur	université de Mostaganem
Examineurs:	Mr. A. BENOTSMANE	Maître de conférences A	université de Mostaganem
	Mr. A. BENACHENHOU	Maître de conférences A	université de Mostaganem
Rapporteur :	Mr. A. AHMADOUCHE	Maître de conférences A	université de Mostaganem

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire de Magister concerne la mesure de l'énergie électromagnétique en vue de la recycler pour par exemple alimenter des capteurs. L'antenne permettant le prélèvement de cette énergie environnante doit couvrir la bande de fréquence RF (0.8 - 3 GHz). Les antennes indépendantes de la fréquence répondent à ce cahier de charge. Un réseau d'antennes imprimées log périodique a donc été conçu. Les éléments rayonnants sont de type rectangulaire, alimentés par une ligne micro-ruban dans le même plan. Le calcul des paramètres géométriques des différentes antennes du réseau est fait par Matlab. Les résultats de simulation obtenus à l'aide de ADS/Momentum de HP Eesoft, logiciel basé sur la méthode des moments, montrent les bonnes performances, en qualité d'adaptation dans la bande de fréquence désirée, de notre antenne imprimée log périodique. Cela conforte notre choix pour ce type d'antenne pour la récupération de l'énergie ambiante.

Mots clés :

Réseau Log périodique, antennes imprimées, méthode des moments, ADS/Momentum

Abstract

The work presented in this report of Magister concerns the measure of the ambient electromagnetic energy to recycle her (it) to feed for example sensors. The antenna allows the removal of this energy must cover surrounding the RF frequency band (0.8 - 3 GHz). The frequency independent antennas meet the specifications. An antenna array printed log periodic was designed. The radiant elements are of the rectangular type, fed by a microstrip line in the same plan. The calculation of the geometrical parameters of the various antennas of the network is made by Matlab. The simulation results obtained using ADS / Momentum HP Eesoft, software based on the method of moments, show good performance, shows the good performance as an adaptation to the desired frequency band, This supports our choice for this type of antenna for energy recovery room.

Key words

Log periodic array, printed antennas, moment method, ADS/Momentum

ملخص

العمل المقدم في مذكرة الماجستير يعني قياس الطاقة الكهرومغناطيسية المحيطة بمنظور تجديد استخدامها على سبيل المثال تغذية مستشعر . الهوائي يسمح بإزالة هذه الطاقة المحيطة التي يجب أن تغطي مجال الترددات اللاسلكية (0.8 – 3 غيغاهرتز) .الهوائيات المستقلة عن التردد تلي المواصفات المعتمدة. وقد تم تصميم شبكة الهوائية المطبوعة اللوغارتمية الدورية . العناصر المشعة هي من نوع مستطيل ، تمت تغذيتها بخط ميكرو سترب على نفس السطح المستوي . وتم حساب المعلومات الهندسية لمختلف هوائيات الشبكة باستخدام ببرنامج *Matlab* . نتائج المحاكاة المتحصل عليها بمساعدة برنامج *ADS/Momentum* ل *HP Eesoft* ، (برنامج يعمل على أساس طريقة العزوم)،ظهرت نتائج حسنة من حيث جودتي التكيف مع نطاق التردد المطلوب لهوائيتنا المطبوعة اللوغارتمية الدورية . هذه النتائج تؤكد صحة اختيارنا لهذا النوع من الهوائية للتحصل على الطاقة المحيطة (لإنعاش هذه الطاقة المحيطة) .

- **كلمات المفاتيح** : شبكة اللوغارتمية الدورية ، الهوائيات المطبوعة، (, طريقة العزوم، *ADS/Momentum*

Table des matières

Introduction générale	5
------------------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées

I. 1. Introduction	8
I. 2. Description de l'antenne imprimée	8
I. 3. Différentes formes de l'élément rayonnant	9
I. 4. Choix du substrat	10
I. 5. Caractéristiques radioélectriques des antennes imprimées	10
<u>I.5 1</u> Adaptation de l'antenne	11
<u>I.5 2</u> bande passante.....	11
<u>I. 5 3</u> Impédance d'entrée de l'antenne.....	12
<u>I. 5 4</u> Directivité d'une antenne.....	12
<u>I. 5 5</u> Gain et rendement d'une antenne.....	12
<u>I. 5 6</u> Fréquence de résonance.....	13
<u>I. 5. 7. Mécanisme de rayonnement.....</u>	13
<u>I. 5. 7. 1</u> Principe de rayonnement d'un élément rectangulaire.....	13
<u>I. 5. 7. 2</u> Le champ rayonné par une fente	15
<u>I. 5. 7. 3.</u> Champ rayonné par l'élément rectangulaire	15
<u>I. 5. 8.</u> Diagramme de rayonnement	17
<u>I. 5. 9.</u> Ouverture angulaire	18
I. 6. Avantages et inconvénients des antennes imprimées	19
<u>I. 6. 1.</u> Avantages des antennes imprimées	19
<u>I. 6. 2.</u> Inconvénients des antennes imprimées	20
I. 7. Techniques d'alimentation	20
I. 7. 1. Alimentation par contact	21
a) Alimentation par ligne microruban.....	21
b) Alimentation par sonde coaxiale	21
c) Alimentation par fibre optique	22
I. 7. 2. Alimentation par proximité	23

a) Alimentation par couplage à travers une fente.....	23
b) Alimentation par guides d'ondes coplanaires	24
c) Alimentation par ligne microruban en circuit ouvert	25
I. 8. Notions sur les diviseurs de puissance	26
I. 9. Polarisation des antennes imprimées.....	27
I. 10. Obtention de la polarisation des antennes imprimées	28
I. 10. 1. Polarisation par déformation géométrique	28
I. 10. 2. Polarisation avec une double alimentation	28
I. 10. 3. Polarisation par des réseaux séquentiels	30
I. 11. Domaine d'application des antennes imprimées	31
I. 12. Mise en réseau	32
I. 13. Antennes imprimées fonctionnant en multibandes	33
I. 14. Méthodes utilisées pour l'analyse des antennes imprimées	37
___ I. 14.1. Méthodes analytiques	37
___ I. 14.1. 1 Modèle de la ligne de transmission.....	37
___ I.14. 1. 2 . Modèle de la cavité	42
___ I.14. 2. Méthodes numériques	46
___ I. 14. 2. 1 La méthode des éléments finis	46
___ I. 14. 2. 2 La méthode des différences finies	46
___ I. 14. 2. 3 La méthode TLM	47
___ I. 14. 2. 4 La méthode des moments	47
I. 15. Conclusion	48

Chapitre II : Antenne Indépendante de la fréquence et concept d'une antenne log périodique

II. 1. Introduction	50
II. 2. Antennes indépendantes de la fréquence.....	50
II. 3. Antenne spirale équiangulaire plane à deux brins	51
___ II. 3. 1. Géométrie et paramètres de l'antenne.....	51
___ II. 3. 2. Principe de fonctionnement	52
II. 4. L'antenne à spirale d'Archimède	53

II. 5. Les antennes log-périodiques	55
II. 5. 1. Domaines d’application des antennes log périodiques	55
II. 5. 2. Principe de base des antennes log-périodiques	55
II. 5. 3. Exemples des réseaux d'antennes imprimées log-périodiques	56
II. 5. 3. 1. Réseau d'antennes imprimées log-périodique fonctionnant dans la bande [8-18 GHz]	57
II. 5. 3. 2. Réseau d'antennes imprimées log-périodique à double alimentation.....	58
II. 5. 3. 3. Antennes imprimées log-périodiques Multi-couches	59
II. 5. 3. 4. Réseau log-périodique d’antennes compactes imprimées pour communication large bande	60
II. 6. Conclusion	62

Chapitre III : Outil de simulation utilisé

III. 1. Introduction	64
III. 2. Outils de simulation utilisés	64
<u>III. 2. 1. Validation du MOMENTUM</u>	64
a) Antenne alimentée par sonde coaxiale.....	65
b) Antenne carrée alimentée par ligne microruban	66
III. 3. Antenne multi couches	67
III. 4. Influence des dimensions de l’antenne	69
<u>III. 4. 1. Influence de la largeur de la fente de couplage</u>	69
III. 4. 2. Influence de la longueur de la fente de couplage.....	70
III. 4. 3. Influence de la hauteur inter-résonateurs (fente et patch)	72
<u>III. 5. Les travaux sur les antennes à éléments à encoche</u>	77
III. 6. Conclusion	80

Chapitre IV : Résultats de Simulation du Réseau d’antennes log-périodique Conçu pour la Récupération de l’Energie RF Environnante

IV. 1. Introduction	82
----------------------------------	--------------------

IV. 2. Caractéristiques de l'antenne	<u>82</u>
IV. 3. Résultats de simulation	<u>83</u>
<u>IV. 3. 1. Antennes seules alimentées par ligne microruban</u>	<u>83</u>
IV. 3. 1. 1 Procédure de conception	<u>83</u>
IV. 3. 1. 2. Antenne fonctionnant à 0.8 GHz	<u>84</u>
IV. 4. Détermination des éléments rayonnants	<u>90</u>
IV. 5. Réseau d'antennes log-périodiques à polarisation linéaire	<u>91</u>
IV. 6. Conclusion	<u>95</u>
Conclusion générale	<u>97</u>
Annexes	<u>99</u>
Références bibliographiques	<u>106</u>

Table des figures

Figure I.1 : Structure d'une antenne imprimée	9
Figure I.2 : Quelques formes de l'élément rayonnant	10
Figure I.3 : lignes de champ entre les bords d'un élément imprimé.	14
Figure I.4 : Le champ rayonné par une fente	15
Figure I.5 : modele equivalent utilisé pour calculer le rayonnement d'un element rectangulaire 16	
Figure I.6 : Ouverture angulaire	19
Figure I. 7 : Alimentation par ligne microruban	21
Figure I. 8 : Excitation par sonde coaxiale	22
Figure I. 9 : Alimentation par fibre optique	23
Figure I. 10 : Alimentation par fente	24
Figure I. 11 : Alimentation par guides d'ondes coplanaires	25
Figure I. 12 : Alimentation par ligne microruban en circuit ouvert	26
Figure 1. 13 : Différents types de diviseurs de puissance	27
Figure I. 14 : Exemples de déformations géométriques générant la polarisation circulaire RHCP et LHCP	28
Figure I. 15 : Exemples d'aérien à double excitation.....	29
Figure 1. 16 : Alimentation d'une antenne carrée par deux fentes orthogonales	30
Figure I. 17 : Exemples de réseaux en polarisation circulaire (2×2 éléments)	30
Figure I. 18 : Réseau plan d'éléments en polarisation circulaire droite	31
Figure 1.19 : Antenne en disque avec deux fentes	34
Figure 1.20 : Réseau en disque avec deux fentes	34
Figure 1.21 : Antenne de forme triangulaire	35
Figure I.22: Élément triangulaire avec fentes	35
Figure I.23: Antenne carrée avec fentes	36
Figure I.24 : Réseau plan à quatre éléments	36
Figure I.25 : ligne de transmission équivalente à un patch rectangulaire	35
Figure I.26 : Point d'alimentation d'un élément rectangulaire,	40
Figure I.27 : représentations de l'antenne imprimée par une cavité	43
Figure I.28 : les quatre premiers modes de propagation d'une antenne imprimée rectangulaire : Représentation des du champ électrique	45

Figure II. 1 spirale logarithmique et son complémentaire.....	52
Figure II. 2 : antenne à spirale d'Archimède.....	54
Figure II. 3 : Réseau d'antennes log-périodiques	56
Figure II. 4. (a) : Réseau d'antennes imprimées log-périodiques.....	57
Figure II. 4. (b) : Rapport d'ondes stationnaires du réseau d'antennes imprimées log-périodiques.....	57
Figure II. 5. (a) : Géométrie du réseau d'antennes log-périodiques avec double alimentation ..	58
Figure II. 5. (b) : Rapport d'ondes stationnaires du réseau d'antennes imprimées log-périodiques	58
Figure II. 6. (a) : Géométrie de l'antenne imprimée multi-couches.....	59
Figure II. 6. (b) : Géométrie du réseau d'antennes log-périodiques	59
Figure II. 6. (c) : Rapport d'ondes stationnaires du réseau d'antennes imprimées log-périodiques.....	60
Figure II. 7 : Antenne compacte microruban.....	60
Figure II. 8 : Réseau d'antenne log-périodique en utilisant 5 antennes de type compact	61
Figure II. 9 : Puissance réfléchie à l'entrée du réseau d'antennes compacte imprimée log-périodiques.....	61
Figure III. 1 : Antenne alimentée par sonde coaxiale.....	65
Figure III. 2 : Lieux d'impédance d'entrée à l'entrée de l'antenne	66
Figure III. 3 : Antenne alimentée par ligne microruban.....	66
Figure III. 4 : Rapport d'onde stationnaire à l'entrée de l'antenne.....	67
Figure III. 5 : Configuration de l'antenne alimentée par une fente.....	68
Figure III. 6 : Evolution du lieu d'impédance en fonction de la largeur de la fente de couplage.....	69
Figure III. 7 : Coefficients de réflexion à l'entrée de l'antenne pour différentes largeurs de fente.....	70
Figure III. 8 : Evolution du lieu d'impédance en fonction de la longueur de la fente de couplage	71
Figure III. 9 : Coefficients de réflexion à l'entrée de l'antenne pour différentes longueurs de fente	72
Figure III. 10 : Evolution du lieu d'impédance en fonction de la distance inter-résonateurs.....	72

Figure III. 11 : Coefficients de réflexion à l'entrée de l'antenne en fonction de la distance inter-résonateurs.....	73
Figure III. 12 : Puissance réfléchie de l'antenne seule.....	74
Figure III. 13 : Lieu d'impédance de l'antenne seule.....	74
Figure III. 14 : Diagramme de rayonnement en 3D ($f = 2.4 \text{ GHz}$).....	75
Figure III. 15 : Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 2.4 \text{ GHz}$).....	75
Figure III. 16 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne seule.....	76
Figure III. 17 : Rapport axial de l'antenne seule.....	76
Figure III. 18 : Masque du réseau d'antennes fonctionnant à 4.7 GHz.....	77
Figure III. 19 : Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes.....	78
Figure III. 20 : R.O.S à l'entrée du réseau d'antennes.....	78
Figure III. 21 : Phase réfléchie à l'entrée du réseau d'antennes.....	79
Figure III. 22 : Lieux d'impédances à l'entrée du réseau d'antennes.....	79
Figure IV. 1 : Masque de l'antenne fonctionnant à 0.8 GHz.....	84
Figure IV. 2 : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne	88
Figure IV. 3: R.O.S à l'entrée du réseau d'antennes	65
Figure IV. 4 : Lieux d'impédance d'entrée à l'entrée de l'antenne	89
Figure IV. 5 : Coefficient de réflexion (S_{11}) à l'entrée de chaque antenne.....	92
Figure IV. 6 : Masque du réseau à 19 éléments en architecture log-périodique	93
Figure IV.7 : Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau de 19 éléments	93
Figure IV. 8 : Rapport d'ondes stationnaires à l'entrée du réseau d'antennes	94
Figure IV. 9 : résultats de simulation de la phase réfléchie du reseau d'antennes	95

Introduction générale

Introduction générale

Le développement durable, l'écologie et les énergies renouvelables font désormais partis des préoccupations des pouvoirs politiques et de la population. Compte tenu du risque de l'épuisement des sources d'énergie fossiles, ces points seront de plus en plus au premier plan. La récupération d'énergie est un point récurrent dans les études centrées autour de la consommation d'énergie des systèmes électroniques. Plusieurs systèmes de récupération d'énergie (thermique, mécanique,...) ont été développés ces dernières années, pour alimenter des systèmes électroniques à faibles consommations.

L'extension des systèmes de télécommunication génère de plus en plus des ondes électromagnétiques dans notre environnement aux fréquences et puissances très variées. Le temps est venu de faire une étude approfondie sur les possibilités potentielles que nous avons d'utiliser l'énergie contenue dans les ondes électromagnétiques pour alimenter des applications électroniques. Le travail présenté dans cette thèse concerne la récupération de l'énergie RF environnante.

Des mesures de la densité de puissance environnante ont été menées pour choisir la ou les bandes fréquentielles contenant le plus de puissance RF. Ces mesures ont montré que la majorité de la puissance RF est rayonnée dans la bande 0.8GHz-3GHz.

L'idée est d'utiliser une ou plusieurs antennes pour récupérer les ondes électromagnétiques disponibles dans le milieu urbain,

En effet, les antennes doivent avoir des structures rayonnantes présentant une couverture multi-bandes et/ou large bande. Pour les différents services, les fréquences utilisées sont adjacentes suivant les standards que l'on considère. Face à cette contrainte, il est donc extrêmement difficile d'imaginer une structure compacte réunissant les caractéristiques permettant l'accès à ces différents services. Cependant, les standards AMPS (Advanced Mobile Phone Service), GSM (Global System for Mobile communication) (880MHz-960MHz), DCS (Digital cellular system) (1710-1880MHz), PCS (Personal Communications Services/System) (1850-1990MHz), WIFI et Bluetooth sont relativement voisins du point de vue de leurs caractéristiques de rayonnement, de bande de fréquence, de puissance et font séparément appel à des structures de géométries voisines.

Le travail présenté dans ce mémoire de magister entre dans le cadre de la récupération de l'énergie RF environnante. Pour cela un réseau d'antennes imprimées log périodiques a été

conçu. Les éléments rayonnants sans de type rectangulaire alimentés par ligne microruban dans le même plan. Le calcul des paramètres géométriques des différentes antennes du réseau, est fait par MATLAB. Les résultats de simulation sont obtenues par ADS/Momentum, logiciel basé sur la méthode des moments.

Dans le premier chapitre, nous présentons de façon générale l'essentiel de la théorie des antennes imprimées et leurs caractéristiques radioélectriques (diagramme de rayonnement, gain, directivité, etc. ...) ainsi que les différentes techniques permettant de les alimenter. Nous présentons également les principales méthodes utilisées pour l'analyse de ces antennes.

Le deuxième chapitre, est consacré à l'étude des antennes indépendantes de la fréquence. Le concept des antennes log-périodiques y est exposé. Des exemples issus de la littérature sont aussi donnés.

Nous présentons dans le troisième chapitre, l'outil de simulation utilisé à savoir le logiciel ADS/Momentum de HP-EEsoft. Il est validé sur quelques exemples issus de la littérature. Une étude paramétrique permettant d'estimer l'influence des différents paramètres de l'antenne sur son adaptation est menée.

Le quatrième chapitre de ce mémoire est consacré à la présentation des résultats de simulation obtenus par ADS/Momentum du réseau d'antennes log-périodiques à polarisation linéaire.

Nous terminant ce mémoire par une conclusion générale. Rappelant les différentes études menées. Des perspectives sur les travaux futurs envisagés y'ont également proposées.

CHAPITRE

I

**GENERALITES SUR LES ANTENNES
IMPRIMEES**

I. 1 Introduction

L'antenne est l'élément utilisé pour diffuser les ondes électromagnétiques par rayonnement, elle joue deux rôles réciproques: la transmission et la réception. Ainsi, dans une chaîne de communication, elle est toujours le premier élément d'une chaîne de réception ou le dernier élément d'une chaîne d'émission. Parmi ces antennes, on trouve les antennes imprimées.

Dans ce chapitre, nous exposons des descriptions détaillées de ces antennes. Quelques exemples des antennes fonctionnant en plusieurs fréquences de résonance à partir de la littérature sont présentés.

I. 2 Description d'une antenne imprimée

Une antenne imprimée (Figure I.1) est principalement constituée d'une plaque métallique de dimension finies appelée élément rayonnant (conducteur généralement en cuivre), déposé sur un substrat diélectrique limité en épaisseur par un plan de masse [1]. Les paramètres physiques et géométriques liés à cette structure sont :

la permittivité relative de diélectrique.

- La tangente des pertes dans ce même substrat, avec dominance des pertes par effet de joule.
- l'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre).
- les dimensions de l'élément rayonnant.

La fréquence de résonance dépend essentiellement des dimensions du dépôt ou pavé, de la constante diélectrique du substrat et dans une moindre mesure, de l'épaisseur de ce dernier.

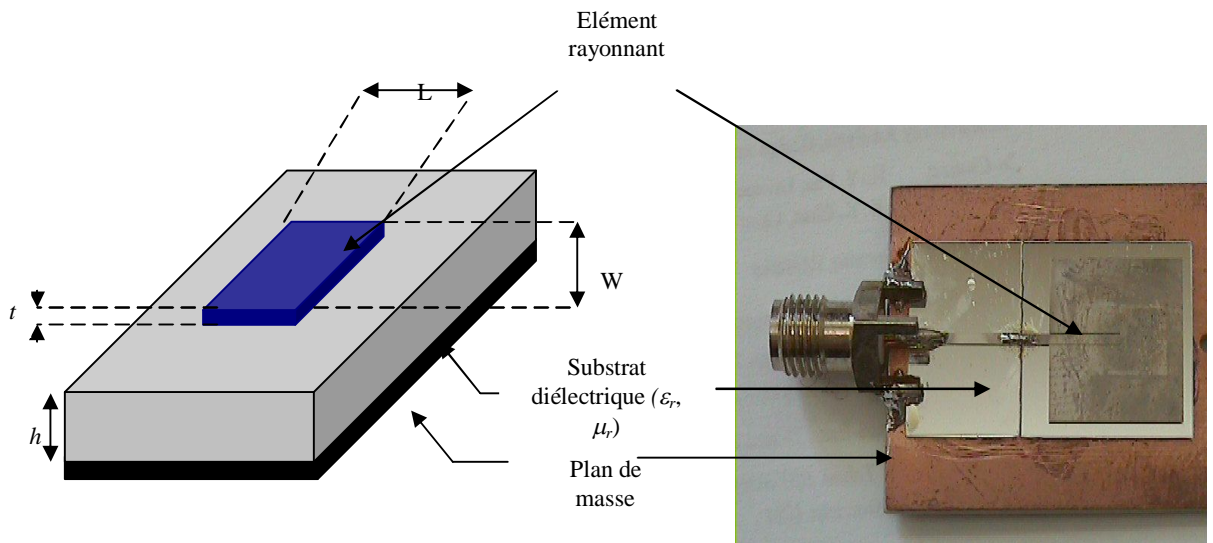


Figure I.1 : Structure d'une antenne imprimée

Le dépôt métallique peut se décliner en une variété infinie de géométrie chacune ayant ses caractéristiques de rayonnement et de fréquence de résonance [2], nous trouvons généralement d'autres formes plus complexes.

I. 3 Différentes formes de l'élément rayonnant

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants peuvent être variées, mais elles influent sur les modes qui sont susceptibles de s'exciter dans l'antenne, et donc sur la nature du rayonnement. En pratique, on trouve essentiellement des carrés, des rectangles, des disques, et plus rarement des anneaux (Figure I.2).

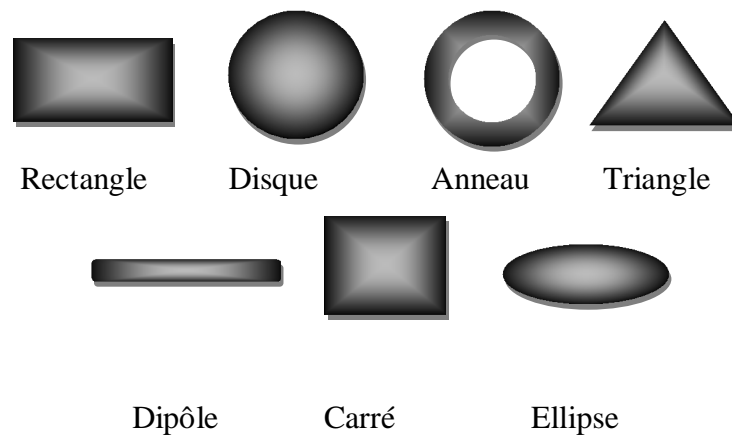


Figure I.2 : Quelques formes de l'élément rayonnant

I. 4 Choix du substrat

Le substrat joue un rôle primordial dans la fabrication des antennes imprimées. Il faut choisir un substrat qui ne soit pas fragile ayant un constant diélectrique faible pour garantir une meilleure efficacité, une large bande passante et une bonne radiation de l'antenne. Parmi des types des substrats : l'EPOXY ($\epsilon_r=4.2$), le Téflon TLY ($\epsilon_r=2.35$) et le DUROID ($\epsilon_r=10.8$). L'EPOXY comme matériel est généralement utilisé pour la réalisation des circuits imprimés et pas les circuits micro-ondes. Cependant, ce substrat est très répandu sur le marché en plusieurs dimensions et à faible coût, pour l'utilisation dans la réalisation des antennes imprimées. Le second substrat permettra de garantir le bon rayonnement d'antennes à lobe incliné en bande K [1].

I. 5 Caractéristiques radioélectriques des antennes imprimées

De façon générale, pour décrire les caractéristiques et les performances d'une antenne, deux groupes de paramètres caractérisent l'antenne. Le premier considère l'antenne comme un circuit électrique et le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne [3].

I. 5.1 Adaptation de l'antenne

On dit qu'une antenne est parfaitement adaptée lorsque son impédance d'entrée (Z_e) est égale à l'impédance de la ligne d'alimentation (Z_c). Cette adaptation est définie par le coefficient de réflexion Γ_e .

$$\Gamma_e = \frac{Z_e - Z_c}{Z_e + Z_c} \quad (\text{I.1})$$

Le rapport d'ondes stationnaire (ROS) est défini comme suit :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma_e|}{1 - |\Gamma_e|} \quad (\text{I.2})$$

En pratique en fonction de l'application, on est plus ou moins exigeant sur cette caractéristique. Pour les antennes dites (professionnelles) types faisceaux hertziens ou satellite, on recherche des ROS voisins de 1.10. Pour les utilisations courantes (yagi, antennes grand public), en général un ROS compris entre 1.50 et 2 est souvent toléré [4].

I. 5.2 Bande passante

Selon sa structure, l'antenne peut être capable de fonctionner sur une plage étendue de fréquences, ou au contraire sur une fréquence préférentielle. Dans le premier cas, on dit qu'elle est aperiodique et dans le second, elle est accordée. La bande passante de l'antenne correspond à l'intervalle de fréquence d'utilisation de l'antenne en émission ou en réception avec une efficacité de 50 % et plus. C'est un paramètre exprimé en pourcentage (%) et qui se calcule en général de la façon suivante :

$$BP = \left(\frac{\Delta f}{f} \right) \times 100 \quad (\text{I.3})$$

Δf représente la différence entre la fréquence maximale et minimale de la bande de fréquence permise et f est la fréquence centrale de l'intervalle $[f_{min} - f_{max}]$.

I. 5.3 Impédance d'entrée de l'antenne

L'impédance d'entrée du patch (conducteur) élémentaire est de quelques centaines d'Ohms sur le bord de la cavité, cette impédance décroît en se dirigeant vers le centre du patch

où elle s'annule. La méthode d'alimentation se fait par une connexion directe par une ligne micro ruban. Il suffit donc de rechercher le point sur le patch où l'impédance vaut 50Ω et alimenter le patch par une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique de 50Ω .

I. 5.4 Directivité d'une antenne

La directivité d'une antenne caractérise la façon dont cette antenne concentre le rayonnement dans certaines directions de l'espace. On définit la directivité d'une antenne comme le quotient de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée par la valeur moyenne de cette intensité de rayonnement d'une antenne isotrope [5], c'est-à-dire :

$$D = \frac{U \max}{\frac{1}{4\pi} \iint U \cdot d\Omega} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

U : Intensité de rayonnement,

$d\Omega$: Angle solide.

I. 5.5 Gain et rendement d'une antenne

La connaissance du gain d'une antenne est très importante, il permet par exemple d'établir un bilan de liaisons et de savoir jusqu'à quelle distance, on peut établir une liaison entre deux antennes.

Le gain est une quantité descriptive de la performance d'une antenne. Le gain d'une antenne isotrope est pris comme une référence unité (0 dB).

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

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{in}/4\pi} \quad (\text{I.5})$$

La direction de maximum de rayonnement est souvent prise comme la direction pour déduire le gain de puissance. Si η est l'efficacité de rayonnement d'une antenne, $P_m = \eta \cdot P_{rad}$

où P_{rad} est la puissance rayonnée totale.

Ce rapport caractérise la perte à l'intérieur de l'antenne.

Le rendement d'une antenne très directive est couramment de l'ordre de 0.5 [6].

I. 5. 6. Fréquence de résonance

Elle constitue un des principaux paramètres caractéristiques de l'antenne. Les champs électriques qui se propagent entre l'élément rayonnant et le plan de masse sont des modes de types TM_{mn} dont l'expression du champ est donnée par :

$$E_z = E_0 \cos\left(\frac{m\pi x}{w}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{L}\right) \quad (\text{I. 6})$$

avec $m, n = 0, 1, 2, \dots$

La méthode de calcul pour cette expression est donnée dans le modèle de la cavité.

La fréquence de résonance est alors exprimée par :

$$f_{mn} = k_{mn} \cdot c \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon r}} \quad (\text{I. 7})$$

Avec $k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2$ et c la vitesse de la lumière.

Une formule plus rigoureuse qu'on donnera dans le modèle de cavité ci après nous permet de prendre en compte les effets de bord de l'élément rayonnant.

I. 5.7 Mécanismes de rayonnement

I. 5.7.1. Principe de rayonnement d'un élément rectangulaire

Le rayonnement des antennes imprimées provient essentiellement des discontinuités sur les bords du conducteur supérieur et se produit dans le demi-plan supérieur à l'élément rayonnant.

Considérant une antenne à élément rectangulaire de longueur $L = \lambda_g/2$ et de largeur w où λ_g est la longueur d'ondes guidée sous le patch.

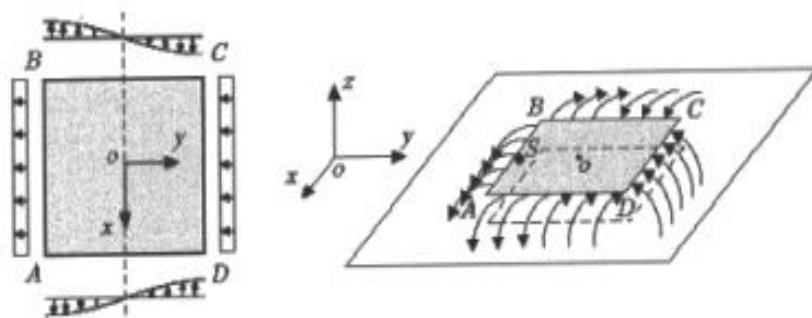


Figure I. 3 : lignes de champ entre les bords d'un élément imprimé.

Un élément imprimé ABCD sur le substrat de diélectrique et plan de masse rayonne comme les quatre fentes qui le délimitent (figure I. 3)

- Fentes AB et DC parallèles à ox .
- Fentes AD et BC parallèles à oy .

Les fentes de champ électrique qui relient l'élément rayonnant au plan de masse sont indiquées sur la figure I.6 pour un élément rayonnant alimenté en S à une ligne de ses extrémités.

Le champ électrique est confiné dans la cavité définie entre l'élément rayonnant et le plan de masse, sauf au voisinage des arêtes où il y a présence d'un champ de débordements (fringing field). Ce champ se décompose en deux composantes : normale et tangentielle. Il en résulte que les fentes AB et DC, qui sont distantes de $L = \lambda_g/2$, 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 $y=0$, si bien que d'une moitié à l'autre de chacune de ces fentes les lignes de champs sont en opposition de phase.

Nous pouvons donc constater que la contribution des fentes AD et BC au rayonnement de l'antenne est nulle dans les deux plans yoZ et xoZ . Il en est de même pour la contribution des composantes verticales des champs dans les fentes AB et DC. Il ne reste donc que la contribution des composantes horizontales des champs dans celles-ci.

Ainsi l'antenne imprimée peut être modélisée par deux fentes rayonnantes distantes de L , la longueur w et la largeur dL , excitées en phase et rayonnant dans le demi-plan supérieur au plan de masse. Ceci illustre une des méthodes d'analyses permettant de caractériser une antenne imprimée.

I. 5.7.2. Le champ rayonné par une fente

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 (figure I. 4)

$$\vec{M}_s(y/m) = -\vec{n} \times \vec{E} = -\vec{y} \times E\vec{x} = E\vec{z} \quad (\text{I. 8})$$

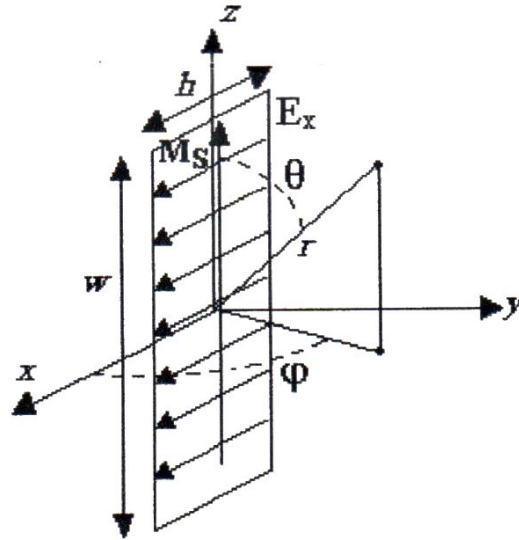


Figure I. 4 : Le champ rayonné par une fente

Comme la longueur h est très faible devant λ et que \vec{E} est constant selon cette largeur, nous pouvons assimiler le rayonnement de la fente à celui d'un courant magnétique linéique dont l'intensité est :

$$\vec{M}(v) = \vec{M}_s \cdot h = E \cdot h \cdot \vec{z} = V_0 \cdot \vec{z} \quad (\text{I. 9})$$

V_0 représente la tension entre les deux cotés de la fente.

Nous pouvons maintenant calculer le champ rayonné par le courant magnétique \vec{M} qui modélise la fente. Connaissant le champ rayonné par un doublet électrique de longueur dz , nous pouvons déduire par le principe de dualité, le champ rayonné par un doublet magnétique de longueur dz . En utilisant bien sûr les approximations pour la zone lointaine, en déduit la relation suivante :

$$E_\phi = j \frac{V_0}{2\pi R} \cdot \sin\theta \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \cdot e^{-jk_0 R} \quad (\text{I. 10})$$

où R est la distance qui relie le point d'observation au point o .

en réalité, compte tenu de la présence du plans de masse, le champs rayonné doit être multiplier par deux conformément au principe des images. Nous aurons donc en module :

$$E_\phi = j \frac{V_0}{\pi R} \cdot \sin\theta \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \quad (\text{I. 11})$$

I. 5.7.3. Champ rayonné par l'élément rectangulaire

Le rayonnement de cet élément est équivalent à celui des deux fentes représentées par la figure suivante :

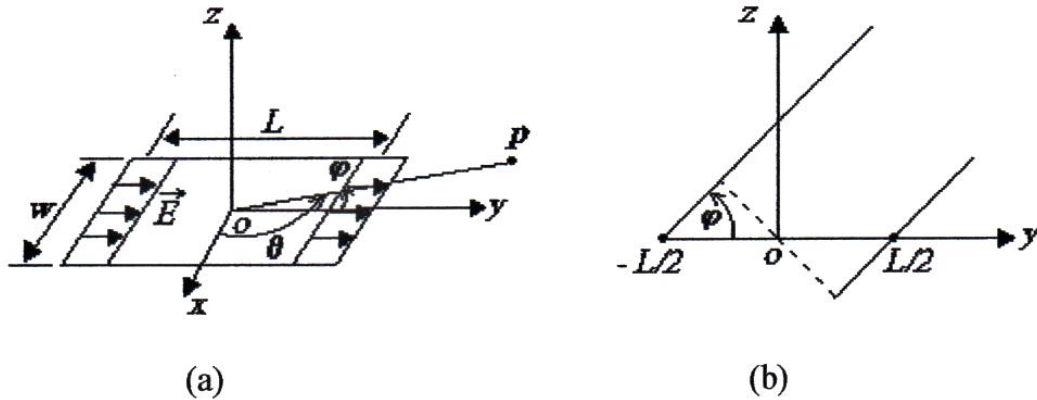


Figure I.5 : modèle équivalent utilisé pour calculer le rayonnement d'un élément rectangulaire (a) représentation dans l'espace (b) schéma dans le plan yoz

- **Dans le plan H** (plan xoz 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 donné par :

$$\vec{E}_\varphi = 2 \frac{V_0}{\pi R} \sin\theta \frac{\sin\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \vec{\varphi} \quad (\text{I. 12})$$

- **Dans le plan E** (plan yoz correspondant $\varphi = \pi/2$), le champ rayonné par chacune des fentes doit être calculé d'après la relation (I.4) pour $\varphi = \pi/2$:

$$E\left(\theta = \frac{\pi}{2}\right) = \frac{V_0}{R} \frac{w}{\lambda_0} \quad (\text{I. 13})$$

En tenant compte que l'une des fentes rayonne avec un retard de phase égale à $-\frac{2\pi}{\lambda_0} \frac{L}{2} \cos\varphi$, tandis que l'autre rayonne avec avance de phase égale à $\frac{2\pi}{\lambda_0} \frac{L}{2} \cos\varphi$, on obtient

l'expression du champ rayonné total :

$$\vec{E}_\varphi = \frac{V_0 W}{\lambda_0 R} \left(e^{-j(\pi/\lambda_0)L \cos \varphi} + e^{j(\pi/\lambda_0)L \cos \varphi} \right) \vec{\varphi} \quad (\text{I. 14})$$

d'où

$$\vec{E}_\varphi = 2 \frac{V_0 W}{\lambda_0 R} \cos \left(\frac{\pi L}{\lambda_0} \cos \varphi \right) \vec{\varphi} \quad (\text{I. 15})$$

I. 5. 8. Diagramme de rayonnement

On définit le diagramme de rayonnement d'une antenne comme étant la fonction représentant la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide. A une grande distance 'r', l'onde rayonnée est sphérique et elle présente localement les propriétés d'une onde plane [4]. Il existe une multitude de façons de représenter le diagramme rayonnement d'une antenne: diagramme en champ, en puissance, gain, directivité, et en polaire ou cartésien, en linéaire ou en décibels, et en 2 D ou 3 D. Dans une direction donnée (θ, φ) , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide, reliée au champ électrique en régime harmonique par la relation (I.5):

$$\psi(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta_0} \times |E(r, \theta, \varphi)|^2 \times r^2 \quad (\text{I.16})$$

Avec $\eta_0 = 120 \pi \cdot \Omega$: impédance d'onde dans le vide.

Soit (θ_0, φ_0) la direction du maximum de cette densité. On exprime alors la fonction

$D(\theta, \varphi)$ normalisée à 1 par:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\psi(\theta_0, \varphi_0)} \quad (\text{I.17})$$

$$D(\theta, \varphi) = \frac{|E(r, \theta, \varphi)|^2}{|E(r, \theta_0, \varphi_0)|^2} \quad (\text{I.18})$$

$$|E(r, \theta, \varphi)| = \sqrt{E_\theta^2(r, \theta, \varphi) + E_\varphi^2(r, \theta, \varphi)} \quad (\text{I.19})$$

I. 5.9 Ouverture angulaire

Le diagramme de rayonnement est caractérisé par une ouverture angulaire de son lobe principal qui est définie à mi-puissance (- 3 dB). Cette ouverture angulaire dépend à la fois de ses dimensions et de la longueur d'onde. Plus le rapport dimension/longueur d'onde est élevé, plus l'antenne est caractérisée par un lobe de directivité étroit. Si l'ouverture diminue, le niveau des lobes secondaires augmente. Si G_m est le gain maximal d'une antenne donnée dans un plan bien déterminé, alors son ouverture dans ce plan est l'angle qui se trouve entre deux directions de ce plan ayant la moitié du gain maximal (gain à -3 dB), soit $\frac{G_m}{2}$.

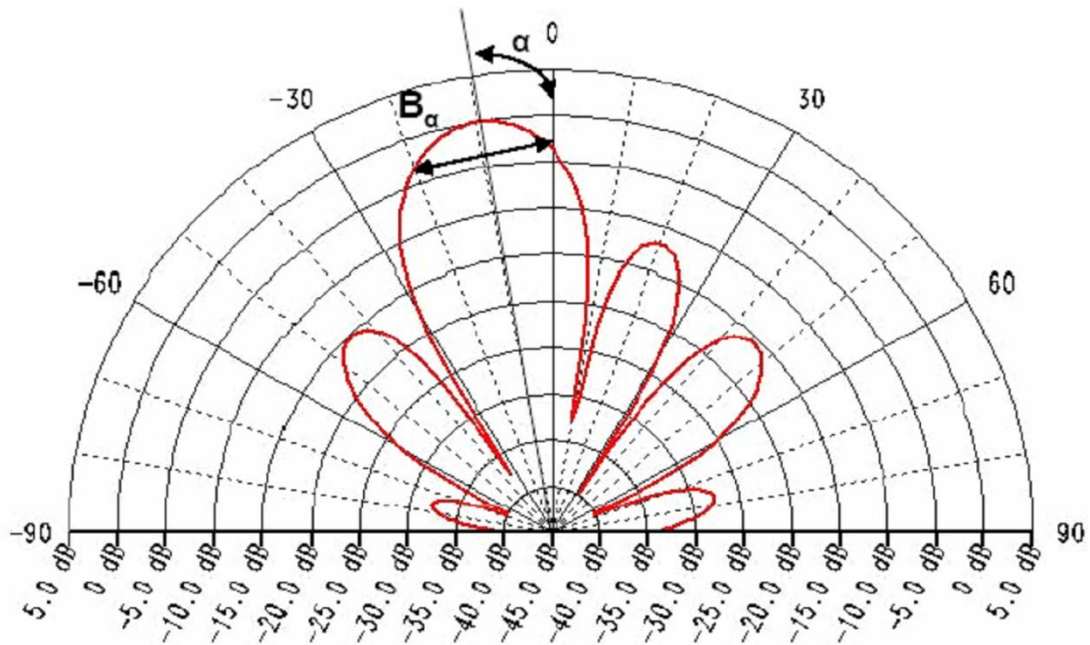


Figure I.6 : Ouverture angulaire

I. 6 Avantages et inconvénients des antennes imprimées

I. 6.1 Avantage des antennes imprimées

Les antennes imprimées ont une structure plane, on peut donc exploiter pour ces antennes tous les avantages de la technologie des circuits imprimés. Elles ont par ailleurs de nombreux avantages par rapport aux antennes conventionnelles, tels que :

- Un faible poids,
- Une faible épaisseur,

- Un coût réduit dans le cas d'une réalisation en grande série,
- Elles peuvent être polarisées linéairement ou circulairement (droite ou gauche) par simple changement de la position d'alimentation,
- Possibilité d'intégration des éléments actifs, directement sur le même substrat (oscillateurs, amplificateurs, modulateurs....),
- Un encombrement réduit (conditions d'utilisation sur les systèmes embarqués) et compatibilité aisée,
- En raison de leur faible coût et encombrement, on peut facilement les associer en réseau afin d'améliorer leur gain.

I. 6.2 Inconvénients des antennes imprimées

Toutefois, comme rien n'est jamais parfait, nous pouvons citer quelques inconvénients, tels que :

- Bande passante très étroite,
- Faible gain dû aux pertes et faible rendement dû à la concentration des champs sur les parois métalliques,
- Effet de couplage parasite entre les éléments (excitation d'ondes de surface guidées),
- Rayonnement parasite de l'alimentation,
- Puissance supportable plus faible par rapport aux antennes classiques,
- Pureté de polarisation difficile à obtenir.

Des progrès considérables ont été réalisés pour améliorer les performances des antennes imprimées, notamment leur bande passante. Des méthodes telles que l'augmentation de l'épaisseur du substrat, la diminution de la permittivité relative, permettent d'augmenter la bande passante jusqu'à 35%. Toutefois, en augmentant l'épaisseur du substrat, on crée des ondes de surface qui représentent des pertes et diminuent par conséquent le rendement de l'antenne. Ces ondes de surfaces peuvent être éliminées tout en maintenant une large bande passante par l'introduction de fentes sur l'élément rayonnant [7].

I. 7 Techniques d'alimentation

Pour qu'une antenne puisse fonctionner, il faut l'alimenter en lui injectant un courant ou une onde électromagnétique. Pour cela, il existe différentes techniques d'alimentation qui peuvent être regroupées en deux grande catégories d'alimentation, les alimentations par contact

(par sonde, ligne microruban, etc...) et les alimentations par proximité (couplage électromagnétique, fente, etc...).

Le choix du type d'alimentation utilisé est un point très important dans la conception d'une antenne imprimée et dans sa réalisation. Pour choisir une configuration parmi les différentes possibilités de connexion, il est nécessaire de prendre en compte les caractéristiques de chaque technique. Pour permettre un transfert maximum de puissance entre le circuit et l'antenne, la ligne de connexion doit être adaptée à l'antenne. De même pour ne pas interférer sur le diagramme de rayonnement de l'antenne.

I. 7.1 Alimentation par contact

a) Alimentation par ligne microruban

L'alimentation par ligne microruban est facilement réalisable, telle que l'on imprime sur la même face du substrat, l'élément rayonnant et sa ligne d'alimentation. Cette technique d'alimentation peut se faire soit par connexion directe dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant (Figure I. 7. a) ou décalée par rapport à cette axe (Figure I. 7. b), soit en créant une encoche au niveau du point d'alimentation (Figure I. 7. c) [8].

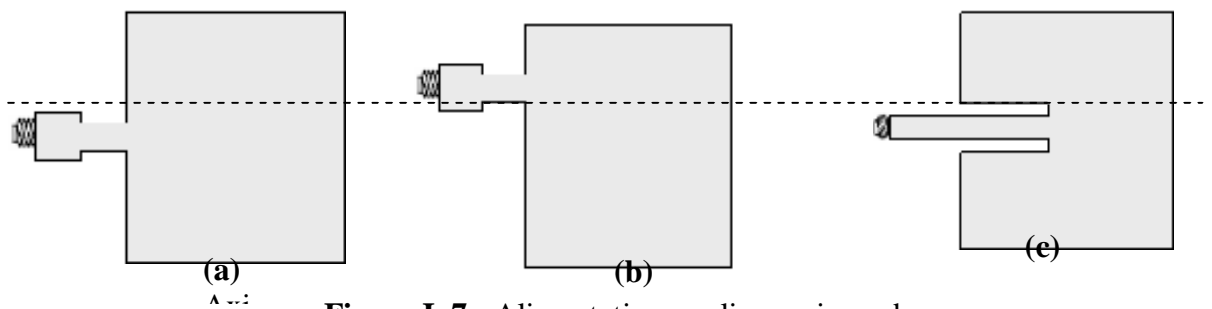


Figure I. 7 : Alimentation par ligne microruban

(a) Axial

(b) Décalée

(c) Axiale avec encoche

Cette structure engendre une modalité simple et présente les caractéristiques suivantes :

- une bande passante étroite,
- un faible rayonnement parasite.

b) Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation des éléments rayonnants peut être effectuée par connexion directe à un câble coaxial, dont la sonde est soudée au pavé en un point où l'impédance d'entrée est accordée à l'impédance de la ligne, tandis que la tresse est soudée au plan de masse [9].

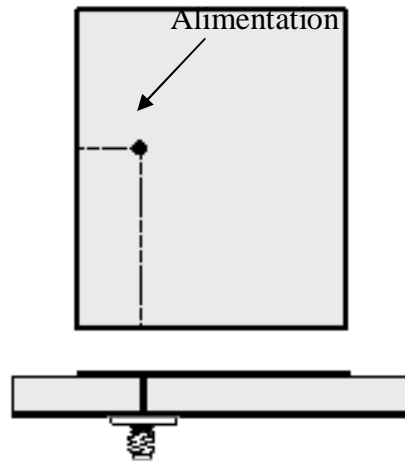


Figure I. 8 : Excitation par sonde coaxiale

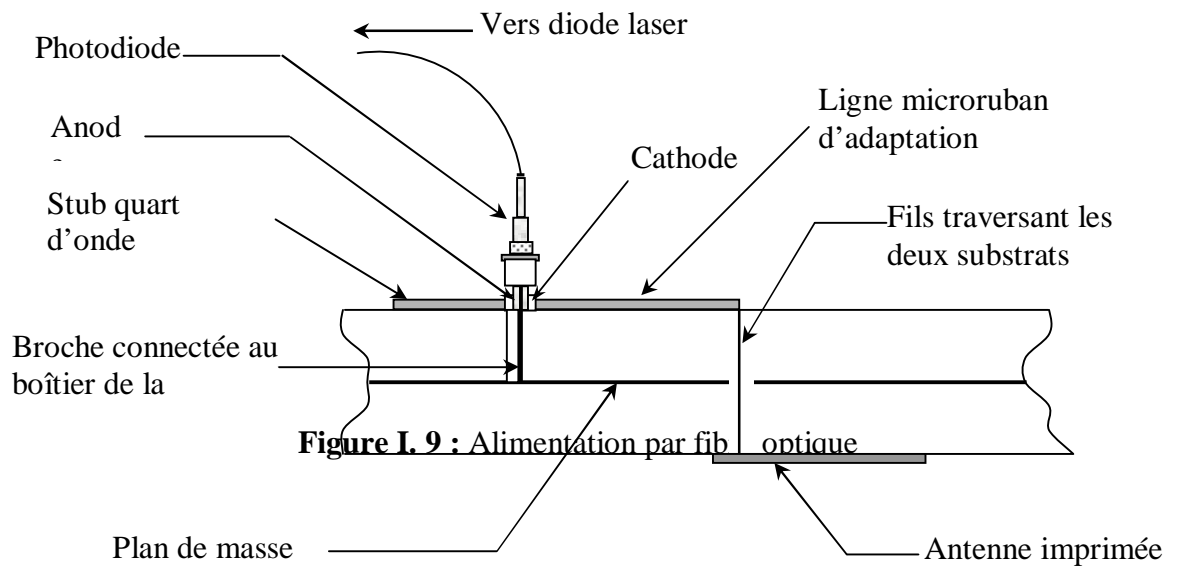
Ce type d'alimentation présente les avantages suivants :

- Absence de pertes par rayonnement de la ligne,
- Sélection possible d'un mode privilégié,
- Obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde,
- Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour les substrats faible hauteur,
- Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz.

c) Alimentation par fibre optique

Un des moyens pour franchir les limites des liaisons micro-ondes métalliques est de les remplacer par des liaisons à fibre optique. Ce type de liaison présente plusieurs avantages, comme une large bande passante, une forte liaison, une grande immunité au bruit électromagnétique, un faible poids et une taille réduite.

Le concept d'une telle alimentation est le suivant : une diode laser est modulée à l'aide d'une source micro-onde, le signal est ensuite couplé au substrat de l'antenne à l'aide d'une fibre optique. Sur le substrat de l'antenne, une photodiode démodule le signal lumineux et qui sera couplé à l'antenne imprimée par un circuit d'adaptation [11].

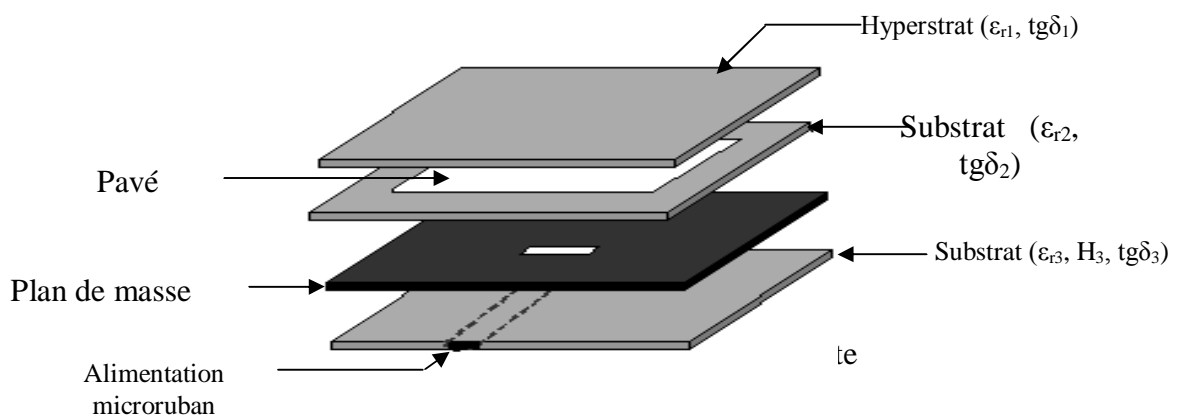


I. 7 2 Alimantation par proximité

a) Alimantation par couplage à travers une fente

Proposée par Pozar en 1985 pour une fente circulaire [12] et utilisée par Schaubert pour une fente rectangulaire pour améliorer le couplage [13], la fente de couplage dans le plan de masse permet la circulation de l'énergie entre la ligne d'alimentation et l'antenne (Figure I. 10). Le réseau d'alimentation et les éléments rayonnants utilisent les deux faces du plan de masse.

Ainsi, nous pouvons intégrer à la fois les éléments d'antennes, le réseau d'alimentation et les composants actifs.



Cette architecture séparée permet d'éviter les interférences entre le réseau d'alimentation et le réseau des éléments imprimés. Elle offre la possibilité d'utiliser deux substrats différents pour l'alimentation et pour le pavé couplé. Elle donne une bonne pureté de polarisation ainsi qu'une large bande passante mais elle produit un rayonnement arrière qui nécessite une protection. Ainsi, le degré de liberté augmente dans la conception de l'antenne pour le réglage de l'impédance ou des courants dans le réseau.

Cependant, le positionnement de la fente dans le plan de masse requiert d'autant plus de précision que la fréquence est élevée, ce qui peut rendre délicate son utilisation, notamment dans les gammes millimétriques.

b) Alimentation par guides d'ondes coplanaires

Le plan de masse et la ligne d'alimentation se trouvant sur la même face du premier substrat. Au dessus de cette structure, est déposé un second substrat supportant un élément imprimé placé au niveau des fentes rayonnantes. Le pavé est alors excité par couplage électromagnétique [14].

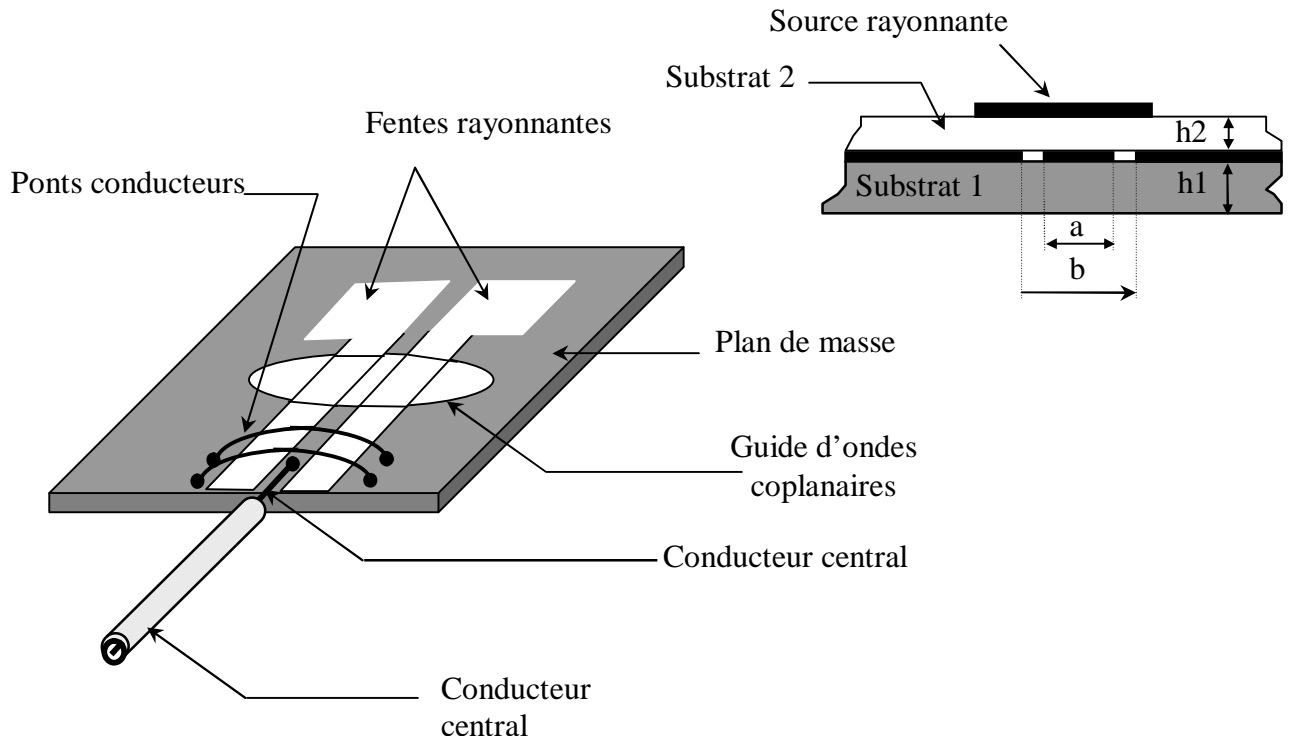


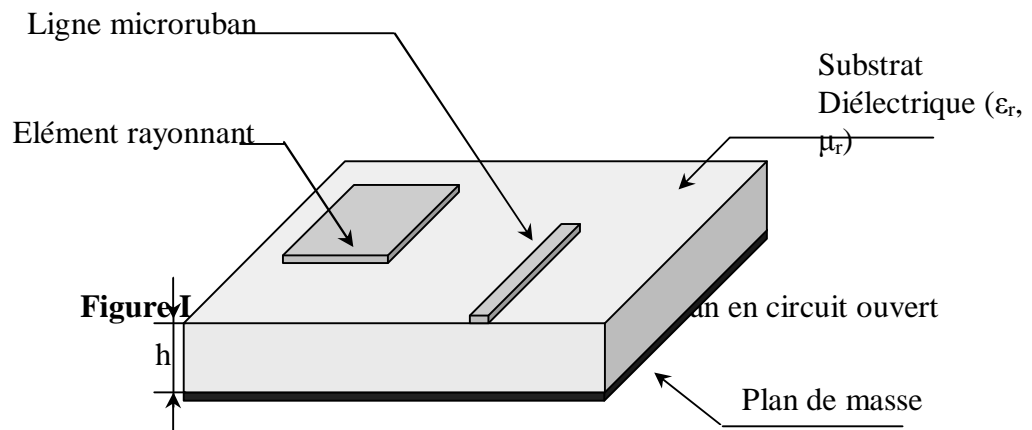
Figure I. 11 : Alimentation par guides d'ondes coplanaires

Ce type d'alimentation permet une transition simple pour l'intégration de dispositifs actifs et présente un faible rayonnement arrière. Cependant, cette structure génère des modes de propagation parasites sur les guides d'ondes coplanaires après une discontinuité (coudes ou tés) nécessitant des ponts à air.

c) Alimentation par ligne microruban en circuit ouvert

L'alimentation par ligne microruban en circuit ouvert est caractérisée par un procédé technologique plus simple ; c'est de la gravure, sur la même face, de l'antenne et du circuit d'alimentation.

Cette structure présente l'inconvénient d'ajouter le rayonnement parasite du circuit de distribution à celui de l'antenne et demande un paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne [8].



I. 8 Notions sur les diviseurs de puissance

Auparavant, l'usage des lignes de transmission était essentiellement basé sur la liaison entre l'émetteur et l'antenne ou bien entre l'antenne et le récepteur. Mais cette utilisation s'est énormément développée dans les microcircuits où les lignes de transmission interviennent comme éléments de liaison mais aussi comme constituants de nombreux composants tels que les diviseurs de puissance, les coupleurs directionnels ou encore les éléments hybrides, etc...

Les diviseurs de puissance sont des microcircuits passifs (Figure I. 13). Le signal appliqué à l'entrée d'un de ces circuits est divisé en deux ou plusieurs signaux de puissance plus faible.

Il existe de nombreux types ayant chacun des caractéristiques différentes. Parmi les principaux diviseurs de puissance, on distingue [8] [10]:

- La jonction T (Figure I. 13. a),
- Le diviseur de wilkinsson (Figure I. 13. b),
- Le coupleur par proximité (Figure I. 13. c),
- Le coupleur directionnel (Branche-line) (Figure I. 13. d),
- L'anneau hybride (Rat-Race) (Figure I. 13. e).

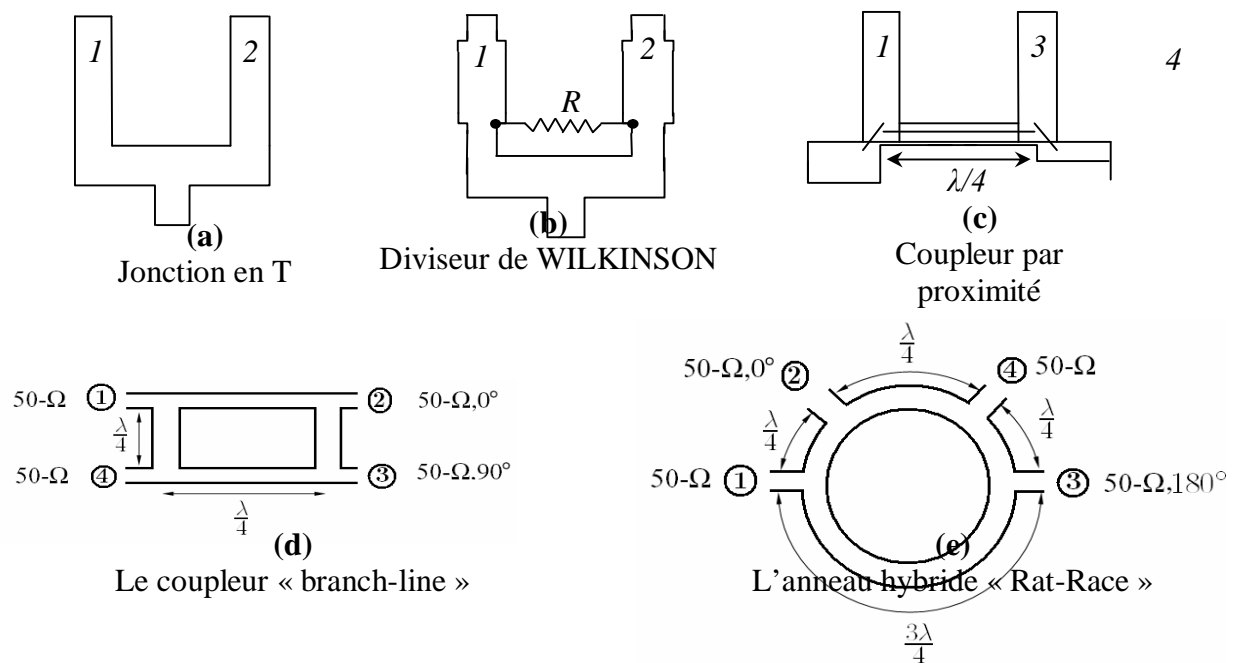


Figure 1. 13 : Différents types de diviseurs de puissance

I. 9. Polarisation des antennes imprimées

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente localement les propriétés d'une onde plane. Aussi, par définition, la polarisation d'une antenne dans une direction donnée est caractérisée par la projection dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine. La polarisation dépend de l'amplitude et de la phase des composantes orthogonales du champ électrique.

I. 10. Obtention de la polarisation des antennes imprimées

I. 10.1 Polarisation par déformation géométrique

Différents procédés permettent la génération de deux modes orthogonaux sur une antenne imprimée par déformation géométrique. Il est possible de créer des fentes ou des encoches dans l'aérien de base, de transformer des carrés en rectangles ou des cercles en ellipses comme illustré sur la figure I. 14. Selon la position des perturbations, on obtient de la polarisation circulaire droite (Right Hand Circular Polarization ou RHCP) ou gauche (Left Hand Circular Polarization ou LHCP) [15].

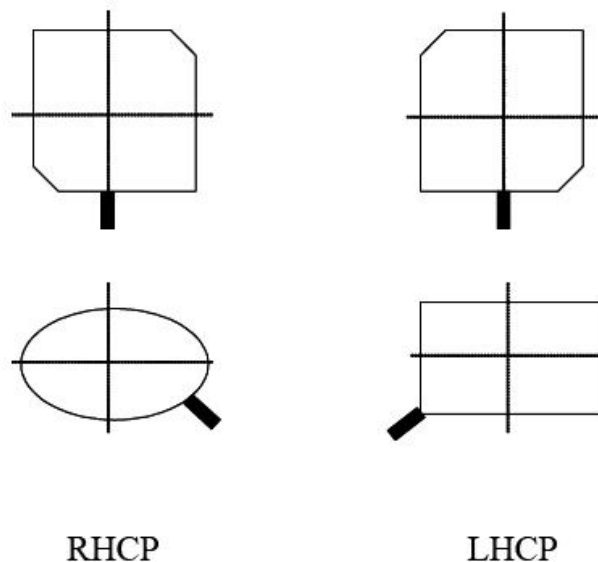


Figure I. 14 : Exemples de déformations géométriques générant la polarisation circulaire RHCP et LHCP

Les deux modes orthogonaux (par exemple TM_{010} et TM_{100} pour un patch carré) sont alors excités simultanément si l'on se place à une fréquence intermédiaire entre leurs deux résonances. L'antenne ne nécessite qu'une source d'alimentation positionnée correctement.

I. 10.2. Polarisation avec une double alimentation

Un autre moyen de générer de la polarisation circulaire est d'alimenter l'antenne à l'aide d'une double excitation de même amplitude mais en quadrature de phase. De plus, les deux points d'excitation doivent être positionnés sur des axes orthogonaux comme illustré sur la figure I. 15 [16].

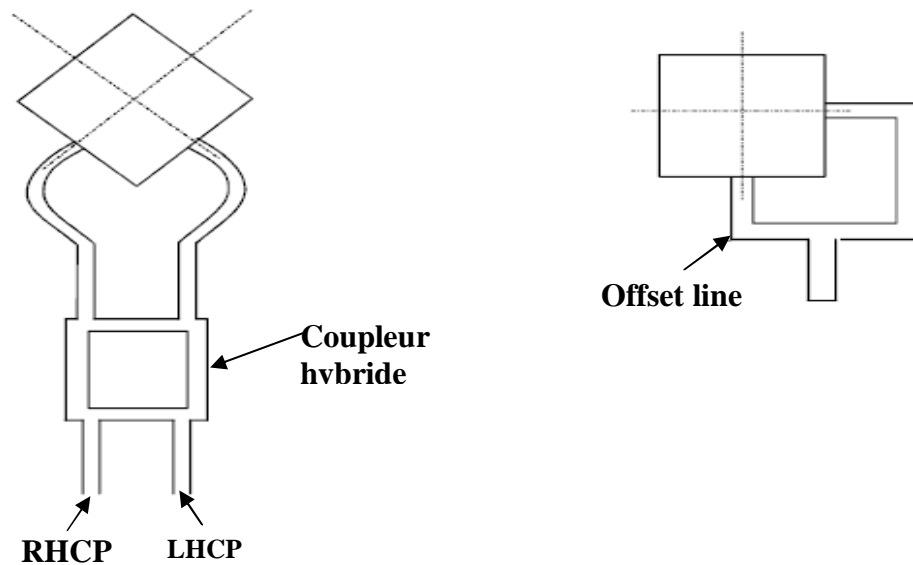


Figure I. 15 : Exemples d'aérien à double excitation

Ces antennes sont alimentées par exemple avec un polariseur externe tel qu'un coupleur hybride 3 dB ou une ligne de compensation (offset ligne). L'avantage du coupleur est qu'il permet d'avoir des caractéristiques d'adaptation et de taux d'ellipticité large bande et d'exciter indifféremment la polarisation circulaire droite ou gauche en inversant les entrées du coupleur. Cependant, l'encombrement devient alors très conséquent et c'est pourquoi, on lui préfère généralement l'utilisation des lignes de compensation. Le déphasage temporel de 90° est créé par l'ajout d'un quart de longueur d'onde sur l'une des lignes. Malheureusement la bande devient alors très étroite.

L'alimentation d'une antenne par des fentes selon le même principe de l'association de deux polarisations linéaires sur un même élément rayonnant, permet l'obtention d'une polarisation circulaire (Figure 1. 16) [17].

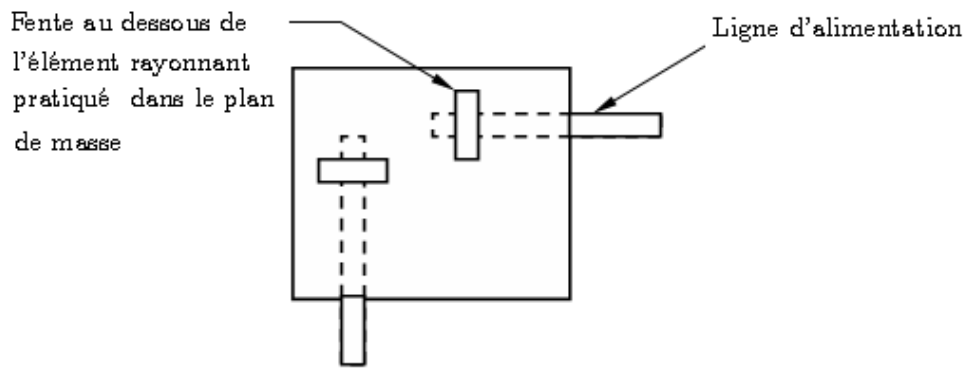


Figure I. 16 : Alimentation d'une antenne carrée par deux fentes orthogonales

I. 10.3. Polarisation par des réseaux séquentiels

Dans un réseau plan constitué d'éléments rayonnants identiques, on peut générer une onde polarisée circulairement à l'aide de deux méthodes distinctes : soit les aériens sont polarisés rectilignement et la polarisation circulaire est obtenue en les combinant en « sous réseaux » (généralement 2×2 éléments) et en les déphasant temporellement et spatialement (Figure I. 17), soit chaque aérien émet sa propre polarisation circulaire (Figure I. 18) [18].

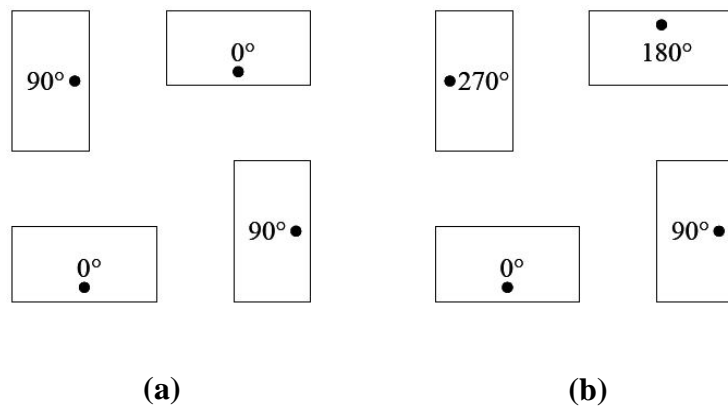


Figure I. 17 : Exemples de réseaux en polarisation circulaire (2×2 éléments)

Les figures I. 17. (a) et (b) représentent respectivement une paire de sous réseaux séquentiels de deux éléments et un sous réseau séquentiel de 4 éléments, chaque élément étant polarisé rectilignement.

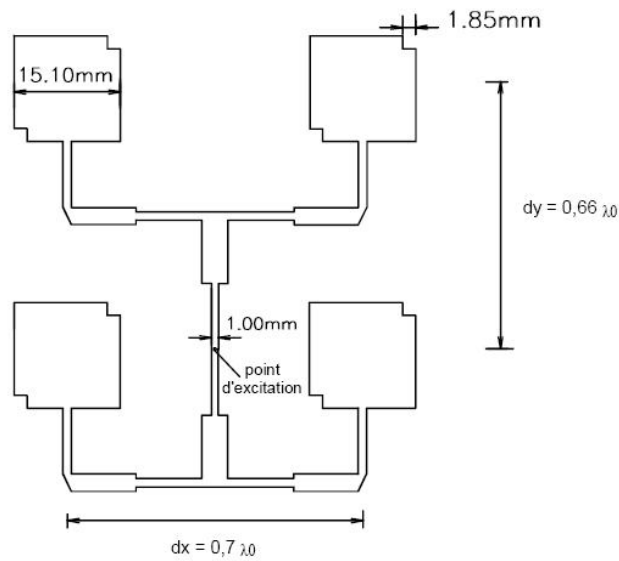


Figure I. 18 : Réseau plan d'éléments en polarisation circulaire droite

Dans les deux cas, la polarisation circulaire générée et l'adaptation sont d'excellente qualité. La principale difficulté liée à ces réseaux est la mise au point de l'alimentation en lignes microrubans. Il faut en effet parvenir à obtenir une bonne quadrature entre les éléments successifs tout en conservant une amplitude d'excitation égale.

I. 11. Domaine d'application des antennes imprimées

Les antennes imprimées sont largement utilisées dans les applications micro-ondes. Le substrat utilisé dans leur réalisation est un paramètre clef, d'une part, au niveau technologique pour assurer des bonnes performances technologiques (efficacité, largeur de bande, radiation,...) et d'autre part au niveau économique afin d'obtenir des antennes à prix compétitif. Elles sont largement utilisées aujourd'hui dans les applications micro-ondes surtout dans les systèmes satellites et dans les applications de communications sans fil (Wireless) comme WLAN (Réseau local sans fil).

Pour un utilisateur, la principale qualité des antennes imprimées reste leur faible volume et leur discrétion. Grâce à leur conformabilité, elles perturbent très peu l'aérodynamisme des véhicules terrestres ou aériens sur lesquels elles sont montées. L'aviation civile et militaire

à des besoins spécifiques et bien souvent la sécurité en vol dépend d'un composant crucial qui est l'antenne. La technique des antennes imprimées a été introduite dans les systèmes de communication, de navigation et d'atterrissage.

L'antenne à balayage électronique constitue une application typique des réseaux d'antennes imprimées aux systèmes de télédétection ou RADAR, et concurrence les antennes classiques à balayage mécanique car elle ne connaît pas les problèmes d'usure mécanique. Mais en revanche, son coût de fabrication est nettement plus élevé.

Les antennes imprimées ont été montées sur des missiles comme système de guidage dans les applications de guidage et de télédétection, la qualité importante de l'antenne est d'avoir une bonne directivité, par contre pour les systèmes de communication la bande passante est nécessairement large.

La sécurité routière et le confort des passagers peuvent être améliorés à l'aide des systèmes RADAR utilisant des antennes imprimées placées sur des véhicules, pour connaître la distance entre le véhicule par temps de brouillard, la vitesse, et l'état de la route pour les systèmes à suspension active.

I. 12. Mise en réseau

L'intérêt principal des antennes imprimées réside dans la possibilité de constituer des réseaux de plusieurs éléments afin d'avoir des performances largement supérieures à celles d'un élément isolé.

L'utilisation d'une antenne seule s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées et de problème du gain. Des caractéristiques spécifiques, un gain élevé, un lobe formé ne peuvent généralement être obtenus que par le regroupement de plusieurs sources rayonnantes pour former ce qu'on appelle un réseau d'antennes.

Un dispositif d'alimentation permet de commander les amplitudes et (ou) les phases relatives de ces sources. Les réseaux d'antennes formées par des antennes imprimées alimentées soit par une sonde coaxiale, soit par une ligne microruban par contact direct, dans ce cas la mise en réseau pose des problèmes et pour éviter cela, une nouvelle configuration d'alimentation a été proposée. Elle est obtenue par couplage électromagnétique, à travers une fente, entre une ligne microruban et l'élément rayonnant afin d'obtenir une large bande passante d'une antenne.

La géométrie du réseau est déterminée grâce aux étapes suivantes :

- Le gain, la taille maximale de l'antenne, les ouvertures angulaires des diagrammes dans les plans principaux déterminent le nombre d'éléments rayonnants nécessaires.
- La distance entre deux éléments rayonnants successifs peut varier de 0.5 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. Si par contre ils sont trop éloignés ont distingué l'apparition de lobes de réseau.
- Si le diagramme de rayonnement doit vérifier un model éventuellement imposé, des outils de synthèse permettent de déterminer les pondérations et les déphasages à appliquer à chaque élément. La pondération en amplitude permet notamment de diminuer le niveau des lobes secondaires et la pondération en phase de diriger le lobe principal dans une direction privilégiée

I. 13. Antennes imprimées fonctionnant en multibandes

L'intérêt pour les antennes multibandes ne fait que croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes bord et sol en associant plusieurs application sur une même antenne. La plupart des antennes multibandes publiées dans la littérature présentent des fréquences de fonctionnement corrélées. la principale méthode a été de modifier des éléments rayonnants afin d'obtenir plusieurs fréquences de résonance. Nous donnons, ci-après, quelque exemple d'antennes de formes particulières.

Dans la géométrie représentée sur la Figure 1.19, deux fentes en arc ayant une largeur étroite de 1 mm et un angle θ sont placées près de la frontière de l'antenne circulaire à une distance de 1 mm . Les deux fentes en arc sont centrées suivant l'axe des x . Une simple alimentation par sonde pour l'obtention de deux fréquences de résonance est placée le long de l'axe des x à une distance ' d ' du centre de l'antenne.

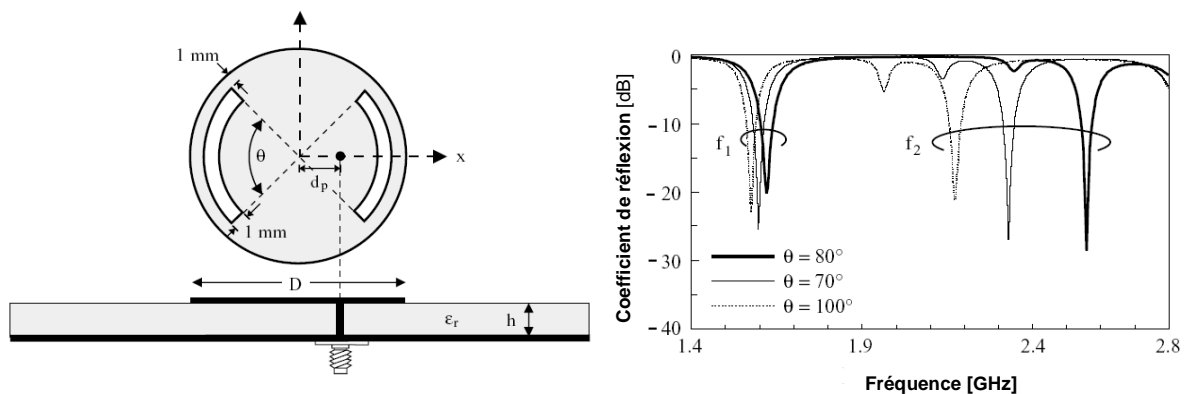


Figure 1.19 : Antenne en disque avec deux fentes

Avec la présence des fentes, le mode fondamental TM_{11} , qui correspond à la première fréquence de résonance f_{11} de l'antenne circulaire, est légèrement perturbé parce que les fentes sont situées près de la frontière de l'antenne. Le deuxième mode résonnant est le mode TM_{12} et correspond à la deuxième fréquence de résonance f_{12} [19].

La double fréquence peut être obtenue avec une simple fente en arc d'angle θ incorporée dans un élément rayonnant de forme circulaire [20]. La fente en arc est également centrée suivant l'axe des x . Cette conception est très appropriée à l'intégration avec les circuits coplanaires micro-ondes. Les paramètres des antennes sont identiques à ceux donnés sur la Figure 1.4. Le réseau d'alimentation se compose d'une ligne d'alimentation de 50Ω et de deux lignes de 100Ω .

De même, elle a été appliquée à un réseau à deux éléments (Figure 1.20).

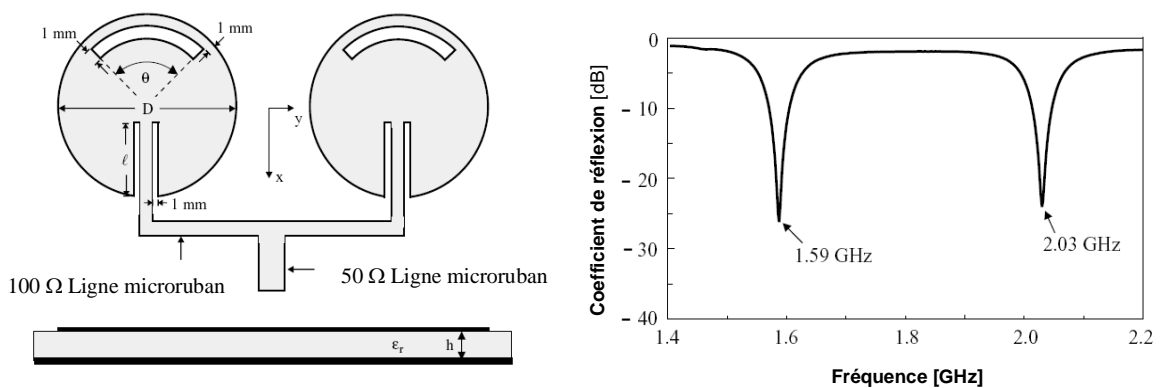


Figure 1.20 : Réseau en disque avec deux fentes

Un bon fonctionnement en bibande est obtenu en créant deux fentes étroites dans une antenne triangulaire [21]. La géométrie de l'antenne est montrée sur la Figure 1.21. L'antenne triangulaire est équilatérale et a une longueur latérale ' L '. Deux fentes de longueur l et de largeur 1 mm sont placés symétriquement par rapport à l'axe des x de l'antenne. Les deux fentes ont également une distance de 1 mm du bord inférieur de l'antenne triangulaire avec un espacement ' S '.

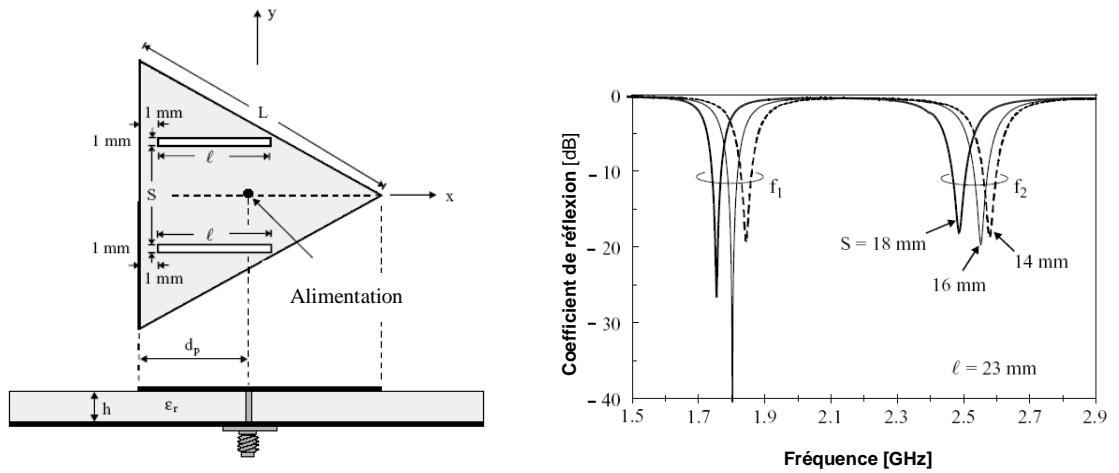
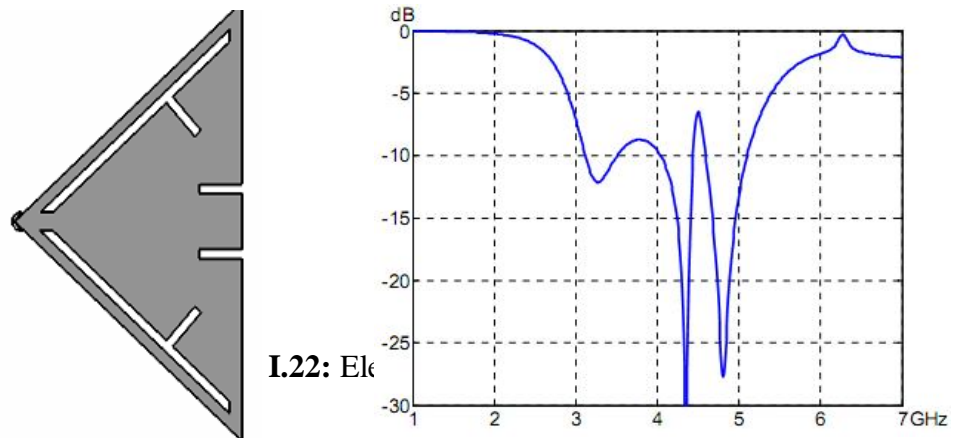


Figure 1.21 : Antenne de forme triangulaire

La structure montrée sur la Figure I.22 a été proposée dans [22] sur un substrat de permittivité diélectrique 4.4 et d'épaisseur 1.6 mm. L'élément rayonnant permet de générer une double résonance qui sont susceptibles d'élargir la bande passante de l'antenne.



Dans la géométrie représentée sur la Figure I.23, en créant des fentes dans une antenne carrée [23].

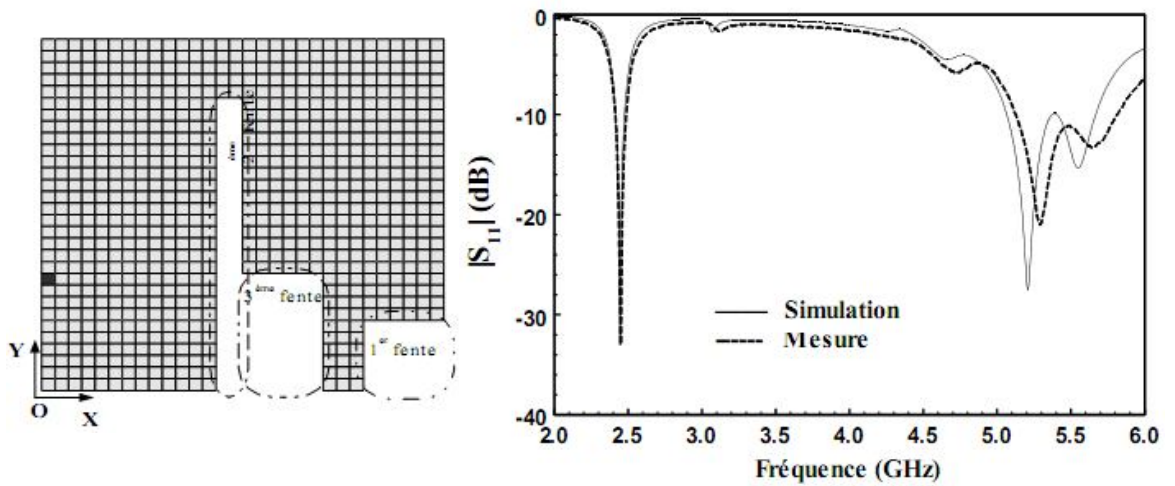


Figure I.23: Antenne carrée avec fentes

Cette antenne présente bien deux bandes de fréquences pour les quelles l'antenne est adaptée : une bande inférieure centrée à 2,45 GHz et une bande supérieure centrée à 5,4GHz.

Une opération multifréquence peut être élaborée grâce à l'architecture montrée sur la Figure I.24 [24]. Une fente en arc ayant une largeur étroite pour les quatre éléments.

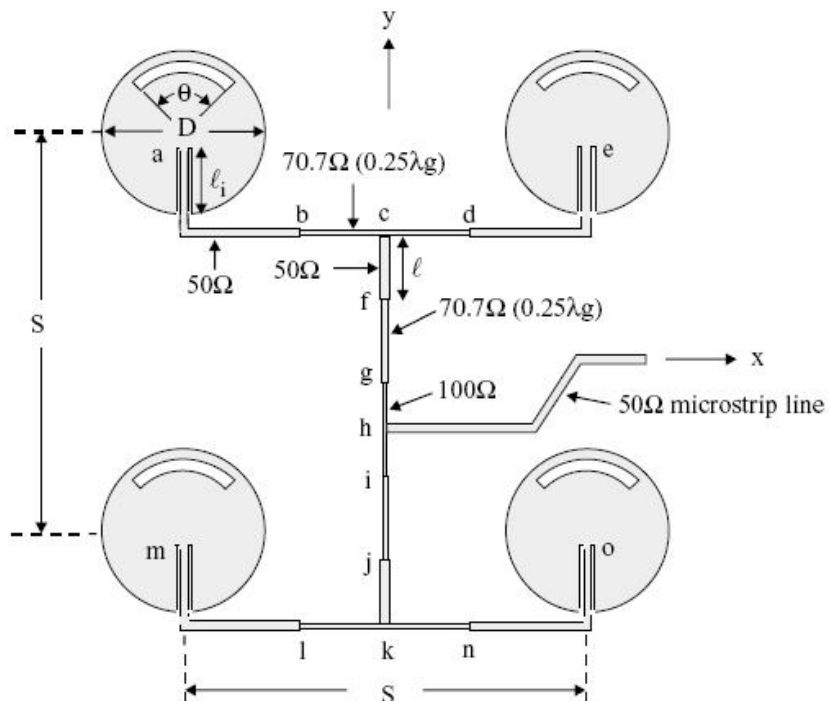


Figure I.24 : Réseau plan à quatre éléments

Deux procédures sont utilisées, la première consiste à agir sur les caractéristiques géométriques de l'élément rayonnant afin de répondre au cahier de charges tout en respectant la distance inter éléments. Les fréquences seront 9,5 et 12,5 GHz. Les caractéristiques du réseau sont comme suit : un matériau de permittivité relative $\epsilon_r=4,55$ (époxy), d'épaisseur h égale à 1,55 mm et de tangente de pertes égale à 0,01 avec une épaisseur de métallisation $T=0,05$ mm.

I. 14. Méthodes utilisées pour l'analyse des antennes imprimées

On a deux méthodes principales pour l'analyse des antennes imprimées :

I. 14.1. Méthodes analytiques

- Modèle de la ligne de transmission
- Modèle de la cavité

I. 14.1. 1 Modèle de la ligne de transmission

L'idée de base de ce modèle est de représenter l'antenne imprimée comme étant deux fentes rayonnantes d'admittance Y_f liées entre elles par un tronçon de ligne de transmission de longueur $L = \lambda_g / 2$ égale à la longueur du patch et d'impédance caractéristique Z_c (figure I. 25)

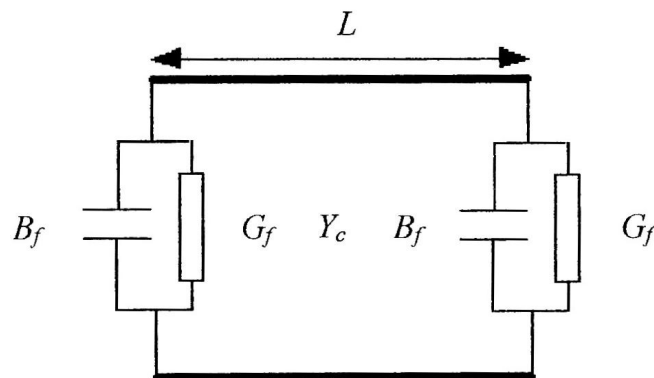


Figure I. 25 Ligne de transmission équivalente à un patch rectangulaire

L'admittance d'entrée de l'élément rectangulaire est la somme des admittances ramenées par deux fentes au point d'alimentation de l'élément rayonnant. Il faut donc tout d'abords calculer l'admittance de chacune des fentes. Cette admittance est de la forme :

$$Y_f = G_f + jB_f$$

La partie réelle de cette admittance est la conductance propre de la fente. Elle a été évaluée par Munson [25] puis améliorée par Derneryd [26]. Le calcul de cette conductance nécessite la détermination de la puissance rayonnée par la fente dans le demi-espace des $z > 0$. Cette puissance est donnée par la relation suivante :

$$P_r = \frac{1}{2} \frac{1}{120\pi} \frac{V_0^2}{\pi} \int_0^\pi \frac{\sin^2\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos\theta\right)}{\cos^2\theta} \sin^2\theta \sin\theta d\theta \quad (\text{I.20})$$

La conductance G_f de la fente est trouvée d'après :

$$P_r = \frac{1}{2} V_0^2 G_f \quad (\text{I.21})$$

d'où :

$$G_f = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \frac{\sin^2\left(\frac{\pi w}{\lambda_0} \cos\theta\right)}{\cos^2\theta} \sin^2\theta \sin\theta d\theta \quad (\text{I.22})$$

Le calcul de cette intégrale peut être fait analytiquement dans les deux cas suivants :

- Si $w/\lambda_0 \gg 1$
$$G_f = \frac{1}{120} \frac{w}{\lambda_0} \quad (\text{I.23})$$

- Si $w/\lambda_0 \ll 1$
$$G_f = \frac{1}{90} \left(\frac{w}{\lambda_0}\right)^2 \quad (\text{I.24})$$

En dehors de ce cas, G_f peut être calculée d'après la relation suivante [27] :

$$G_f = \frac{1}{120\pi} \left(x \sin(x) - 2 \sin^2\left(\frac{x}{2}\right) - 1 + \frac{\sin(x)}{x} \right) \quad (\text{I.25})$$

où $\sin(x) = \int_0^x \frac{\sin u}{u} du$ avec $x = \frac{2\pi w}{\lambda_0}$.

Pour le cas où $\lambda_0/3 \leq w \leq 3\lambda_0$, James [27] donne la formule suivante :

$$G_f = \frac{w}{120\lambda_0} - \frac{1}{60\pi^2} \quad (\text{I.26})$$

Pour tout élément rectangulaire qui est équivalent à deux fentes identiques on rajoute une conductance mutuelle G_m due au couplage existant entre les deux fentes. Derneryd [28] l'a déterminée en calculant le champ rayonné par d'une d'entre elles au niveau de l'autre :

$$G_m = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \sin^2 \left(\frac{\pi w \cos \theta}{\lambda_0} \right) J_0 \left(\frac{2\pi L}{\lambda_0} \sin \theta \right) \sin^3 \theta d\theta \quad (\text{I.27})$$

Quant à la susceptance de la fente B_f , elle peut être déterminée comme suit :

$$B_f = \frac{2\pi}{\lambda_0} \Delta l \sqrt{\varepsilon_l} \frac{1}{Z_c} \quad (\text{I.28})$$

$$\text{avec : } Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_l}} \frac{h}{w} \quad \text{si } \frac{h}{w} \ll 1$$

où Δl est la longueur du champ électrique aux extrémités du patch, ε_e est la constante diélectrique effective relative à la discontinuité à l'interface air-diélectrique.

La longueur de débordement est donnée par les expressions suivantes [29] :

$$\Delta l = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\varepsilon_l + 0,3)}{(\varepsilon_l - 0,258)} \cdot \frac{\left(\frac{w}{h} + 0,264\right)}{\left(\frac{w}{h} + 0,8\right)} \quad (\text{I.29})$$

$$\text{Ou : } \Delta l = \frac{h}{2\pi} \left(\frac{\frac{w}{h} + 0,366}{\frac{w}{h} + 0,556} \right) \cdot \left[0,28 + \frac{\varepsilon_l + 1}{\varepsilon_l} \left(0,274 + \ln \left(\frac{w}{h} + 2,518 \right) \right) \right] \quad (\text{I.30})$$

Pour $w \gg h$, la permittivité effective est donnée par ou par [21][29] :

$$\varepsilon_l = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \Delta + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0,5} \quad (\text{I.31})$$

Pour les fréquences élevées, la permittivité du diélectrique varie en fonction de la fréquence. Cette variation est donnée par :

$$\varepsilon_l(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_l}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)} \quad (\text{I.32})$$

$$\text{avec : } f_p = \frac{Z_0}{2u_0 h}$$

Z_0 est l'impédance du vide,

G est le facteur empirique.

L'admittance d'entrée de l'élément rectangulaire dépend du point où s'effectue son alimentation et de la longueur L de cet élément figure I.26.

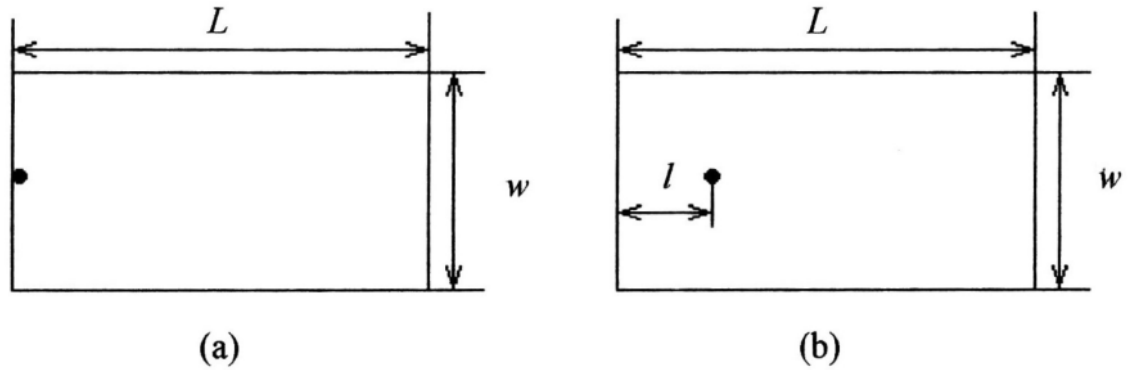


Figure I.26 Point d'alimentation d'un élément rectangulaire,
(a) situé près du bord, (b) à une distance l du bord.

Sachant que la longueur ΔL est très petite, il est convenu de prendre la longueur physique du patch légèrement inférieure à une demi-longueur guidée, c'est-à-dire :

$$0,48\lambda_g < L < 0,49\lambda_g \quad (\text{I.33})$$

Dans le cas où l'alimentation se trouve au bord de l'une des fentes figure I.23 (a) l'admittance d'entrée Y_e est la somme des admittances des deux fentes, la première est celle de la fente alimentée $Y_f = G_f + jB_f$, la seconde $Y(L)$ est ramenée par l'autre fente à la distance L :

$$Y_e = Y_f + Y(L) \quad (\text{I.34})$$

$$Y_e = Y_f + Y_c \frac{(G_f + jB_f) + jY_c \tan(\beta L)}{Y_c + j(G_f + jB_f) \tan(\beta L)} \quad (\text{I.35})$$

où $Y_e = 2G_f$ l'admittance caractéristique,

$\beta = 2\pi/\lambda_0$ est la constante de propagation.

Etant donné que $L = (\lambda_e/2) - 2\Delta L$, il en résulte que $Y(L) = Y_f^*$ d'où l'expression suivante :

$$Y_e = 2G_f \quad (\text{I.36})$$

Si l'alimentation se trouve à une distance l de l'une des fentes figure I.23 (b), l'admittance d'entrée au point d'alimentation est la somme des admittances ramenée en ce point par chacune des deux fentes :

$$Y_e = Y(L) + Y(L-l) \quad (\text{I.37})$$

Donc :

$$Y_e = Y_c \frac{(G_f + jB_f) + jY_c \operatorname{tg} \beta L}{Y_c + j(G_f + jB_f) \operatorname{tg} \beta L} + Y_c \frac{(G_f + jB_f) + jY_c \operatorname{tg} \beta (L-l)}{Y_c + j(G_f + jB_f) \operatorname{tg} \beta (L-l)} \quad (\text{I.38})$$

A la résonance de calcul de Y_e donne :

$$Y_e = 2G \left[\cos^2 \beta l + \frac{G^2 + B^2}{Y_c^2} \sin^2 \beta l - \frac{B}{Y_c} \sin^2 \beta l \right]^{-1} \quad (\text{I.39})$$

Il est aussi facile de déterminer la fréquence de résonance du premier mode d'après :

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_l} L_e} \quad (\text{I.40})$$

où L_e est la longueur électrique du patch due aux effets de débordements. Elle est donnée par :

$$L_e = L + 2\Delta L \quad (\text{I.41})$$

Nous pouvons dès à présent à l'aide de ce modèle évalué quelque caractéristiques de rayonnement de l'antenne telles que la fréquence de résonance donnée un peut plus haut, l'admittance d'entrée (impédance d'entrée) ou le coefficient de réflexion.

I. 14.1. 2 Modèle de la cavité

Bien que le modèle de la ligne de transmission soit facile à manipuler il souffre néanmoins de quelques inconvénients, le plus important est qu'il était difficilement applicable à d'autres géométries de patch que la forme rectangulaire. Pour palier à ce problème, un autre modèle est inventé et utilisé : le modèle de la cavité.

Ce dernier s'avère être plus rigoureux que le premier. Il donne de meilleur résultats, entre autre, pour la formulation de l'impédance d'entrée, la fréquence de résonance, ...etc., et ce pour divers type de patch.

K.R.Carver [30], Lo et al. [31] donnent tous deux une description détaillée de ce modèle. Des améliorations ont été reportées par W.F.Richards et al. [32], où ils introduisent l'influence des pertes métalliques et des pertes de rayonnement dans ce modèle de Lo et al. [31].

Dans ce modèle, l'antenne est modélisée par une cavité remplie de diélectrique, d'éliminée en haut et en bas par un patch et le plant de masse qui constituent des murs électriques. Cette cavité possède quatre façades latérale qui constituent quant a elles des murs magnétiques. Pour un patch rectangulaire de longueur L et de largeur w la cavité aura les dimensions L , w et h où h est l'épaisseur du substrat diélectrique figure I.27 (b).

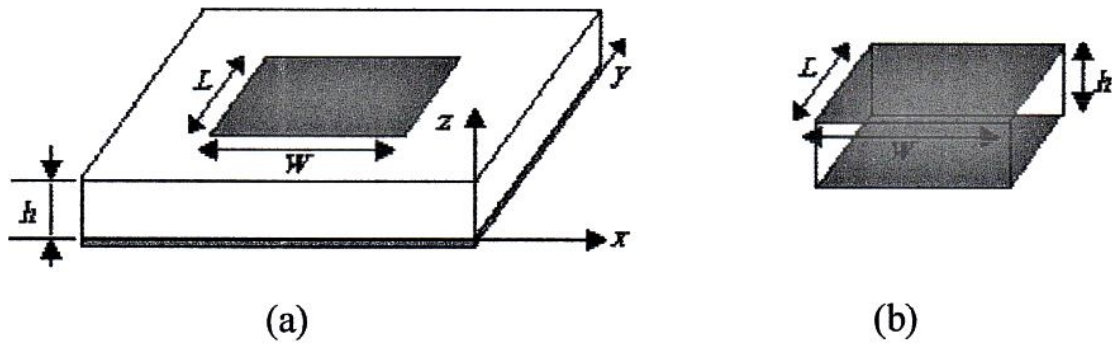


Figure I. 27 : représentations de l'antenne imprimée par une cavité

Puisque l'épaisseur du substrat est petite, les composantes du champ électrique parallèles à la surface du patch peuvent être négligées. Le champ électrique sous l'élément rayonnant est donc perpendiculaire à la surface du patch. Seulement les configurations TM_z sont possibles pour les modes à l'intérieur de la cavité.

La résolution de l'équation d'onde avec les conditions aux limites dans le cas d'une cavité remplie par un diélectrique de permittivité ϵ_r donne les six composantes du champ électromagnétique.

$$E_x = -j \frac{k_x k_z}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \quad (\text{I.42-a})$$

$$E_y = -j \frac{k_y k_z}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \quad (\text{I.42-b})$$

$$E_z = -j \frac{(k^2 - k_z^2)}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (\text{I.42-c})$$

Pour les composantes du champ magnétique on trouve :

$$H_x = -\frac{k_y}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x) \sin(k_y y) \cos(k_z z) \quad (\text{I.43-a})$$

$$H_y = \frac{k_x}{\mu} A_{mnp} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (\text{I.43-b})$$

$$H_z = 0 \quad (\text{I.43-c})$$

où k_x, k_y et k_z sont les nombres d'ondes dans les trois directions spatiales,

$$\text{avec } k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \text{ et } k_x = \frac{m\pi}{w}, k_y = \frac{n\pi}{L}, k_z = \frac{p\pi}{h},$$

$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$ est la permittivité diélectrique du milieu,

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r = \mu_0$ est la perméabilité,

A_{mnp} est le coefficient d'amplitude des modes.

L'expression des fréquences de résonances de la cavité prend alors la forme suivante :

$$f_{r,mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (\text{I.44})$$

Le mode dominant correspond à la plus petite fréquence de résonance de la cavité. Il est en relation avec la plus grande dimension de la cavité. Dans le cas où cette dimension serait L , le mode fondamental est TM_{010} , et la première fréquence de résonances est :

$$f_{r,010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (\text{I.45})$$

Comme pour le cas du modèle de la ligne de transmission, le débordement du champ sur les cotes augmente la longueur du patch à $L + 2\Delta L$ dans l'expression de la fréquence.

La figure I. 28 montre les configurations du champ électrique des quatre premiers modes.

Dans une autre approche plus rigoureuse, Lo [31].donne une expression qui fournit des résultats très proche de ceux trouvés par la mesure. Cette approche est connue sous le nom de "Full Modal Expansion".

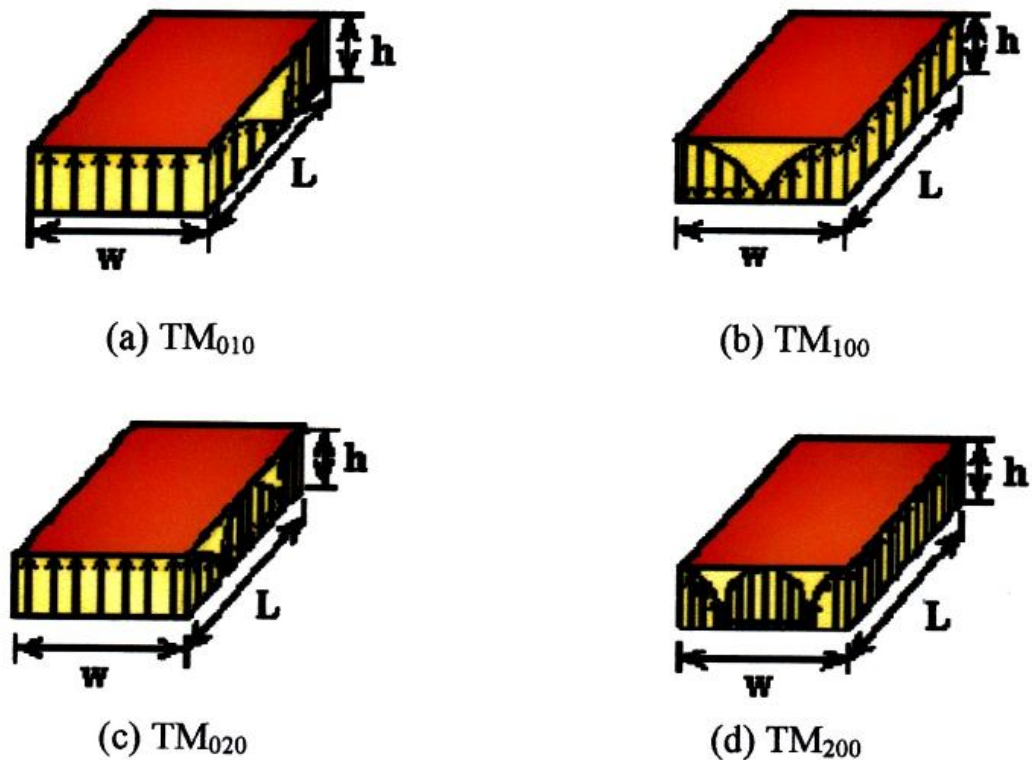


Figure I. 28 les quatre premiers modes de propagation d'une antenne imprimée rectangulaire :

Représentation des du champ électrique

Le modèle de la cavité appliqué à l'étude des antennes microrubans est basé sur les observations suivantes :

- Pour les explications déjà données plus haut, le champ électrique n'aura qu'une composante axiale \vec{H}_z et le champ magnétique \vec{H} uniquement les composantes transversales \vec{H}_y et \vec{H}_z
- Le champ dans la cavité est indépendant de la coordonnée z pour toutes les fréquences.
- Le courant électrique sur le ruban ne peut pas avoir de composante normale sur les bords du patch.

I. 14.2. Méthodes numériques

Les méthodes numériques les plus utilisées en électromagnétisme sont :

- méthode variationnelle : les éléments finis.
- méthode différentielles : différences finies et TLM.
- La méthode intégrale : méthode des moments est la méthode utilisée dans notre étude.

I. 14.2.1. La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [33].

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, donne au maillage une très grande souplesse.

Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques.

I. 14.2.2. La méthode des différences finies

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée F.D.T.D, est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966.

Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel.

On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système.

L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formulation, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis) [33], [34].

Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents.

I. 14.2.3. La méthode TLM

La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM permet de discrétiser les champs et les courants de la structure étudiée en petits éléments, chacun des ces éléments est considéré

comme un ensemble de ligne de transmission et les calculs s'effectuent directement dans le domaine temporel [33].

L'un des points forts de cette méthode est la formulation simple qui ne dépend pas beaucoup de la géométrie de la structure étudiée (ce qui n'est pas le cas pour la méthode spectrale). Elle est facile pour traiter des structures complexes composées de plusieurs matériaux, et particulièrement appropriée pour l'analyse des structures planaires multicouches.

I. 14.2.4. La méthode des moments

L'utilisation de la méthode des moments dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Newman [35], est une manière de résolution d'équations intégrales qui permet de réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires ou quasi-planaires sur les structures de 2-D [36]. Pour utiliser cette méthode, il faut décomposer la structure étudiée en plusieurs parties ou cellules.

La résolution numérique des équations de Maxwell de la structure étudiée, permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits.

Le calcul de la distribution de courant évalué sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels, permet d'obtenir les paramètres $[Z]$.

Dans la méthode des moments, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante: $[Z] \cdot [I] = [V]$.

La matrice d'impédance $[Z]$ est calculée à partir des équations intégrales. On va exciter la structure avec le vecteur de tension $[V]$ et par la suite le vecteur de courant $[I]$ sera calculé.

Une fois le courant calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés.

I. 15. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les principales caractéristiques des antennes imprimées, leurs modes d'alimentation et leurs mises en réseau, ainsi le domaine d'application. Nous avons également présenté quelques travaux issus de la littérature sur les antennes fonctionnant en multibandes.

Les chapitres suivants seront consacrés à la conception de plusieurs configurations d'antennes imprimées multibandes ; il s'agit de structures compactes et de leur association en réseau.

CHAPITRE

II

**ANTENNE INDEPENDANTE DE LA
FREQUENCE ET CONCEPT D'UNE
ANTENNE LOG-PERIODIQUE**

II. 1. Introduction

De nombreuses antennes utilisent une large gamme de fréquence, parmi celles-ci les antennes indépendantes de la fréquence. Elles répondent à deux concepts l'un se traduit par des antennes définies par des angles, et l'autre se définit par des antennes à éléments multiples dont la longueur et l'intervalle entre les éléments s'accroissent de façon régulière en progression géométrique.

Ces structures qui vérifient ces deux concepts correspondent aux antennes équiangulaires et aux antennes log-périodiques.

Les antennes équiangulaires regroupent les antennes spirales logarithmiques planes ou coniques, et les antennes d'Archimède.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les antennes indépendantes de la fréquence ainsi le concept log-périodique des antennes imprimées avec quelques exemples de la littérature.

II. 2. Antennes indépendantes de la fréquence

Les bases de la théorie des antennes indépendantes de la fréquence ont été jetées dans les années 1950. La géométrie des antennes doit être uniquement définie par des angles et ses dimensions infinies [38]. Le fonctionnement de ces antennes part du principe que si toutes les dimensions de la structure sont modifiées d'un facteur τ alors seule la fréquence de résonance sera décalée de ce même facteur. Une transformation homothétique est appliquée à chaque élément constituant la structure de manière à ce que leur dimension relative soit égale à toutes les longueurs d'onde. Ainsi, d'un point de vue théorique, ces antennes présentent des caractéristiques radioélectriques constantes sur une bande de fréquences théoriquement infinie.

Le problème général consiste donc à définir toutes les surfaces construites à partir d'un pôle d'expansion O, qui par un changement d'échelle équivalent à un changement de fréquence, et une rotation autour d'un axe A passant par O donnent des surfaces identiques. Si de telles surfaces supposées conductrices représentent une antenne, cette dernière présentera des propriétés indépendantes de la longueur d'onde à une rotation près des axes de coordonnées.

Soit la surface originale dont chaque point de la courbe est repérée à l'aide des coordonnées sphériques :

$$\rho = F(\theta, \phi) \quad (\text{II. 1})$$

Soit une surface déduite de la première par un changement d'échelle τ :

$$\rho' = \tau \cdot F(\theta, \phi) = F(\theta, \phi + \phi') \quad (\text{II. 2})$$

τ est une constante indépendante de θ et de ϕ , et ϕ' est un angle fonction de τ . Rumsey établit une solution générale :

$$\rho' = F(\theta, \phi) = e^{a\phi} \cdot g(\theta) \quad (\text{II.3})$$

Avec $a = 1/\rho \cdot (d\rho/d\phi)$ et $g(\theta)$ fonction indépendante de θ . Plusieurs géométries peuvent être déduites à partir des équations précédentes pour réaliser des antennes dites indépendantes de la fréquence.

Nous ne mentionnerons que les plus employées.

II.3 Antenne spirale équiangulaire plane à deux brins

II. 3. 1 Géométrie et paramètres de l'antenne

La spirale équiangulaire plane à deux brins a été introduite par Dyson [39]. La dérivée de la fonction $g(\theta)$ s'exprime par :

$$\frac{dg}{d\theta} = A\delta\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \quad (\text{II.4})$$

Où A est une constante et δ est la fonction delta de Dirac. En regroupant les équations précédentes, on obtient :

$$\rho = \begin{cases} A \cdot e^{a\phi} = \rho_0 \cdot e^{a(\phi-\phi_0)} \\ 0 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

En pratique, l'antenne n'est pas constituée par un simple fil mais formée par une bande limitée par deux spirales d'équations respectives :

$$\rho = \rho_0 \cdot e^{a\phi} \quad (\text{II.6})$$

$$\rho = \tau \cdot \rho_1 = \rho_0 \cdot e^{a(\phi-\delta)} \quad (\text{II.7})$$

Avec $\tau = e^{a\delta} = \rho_2/\rho_1 < 1$ et δ définissant la largeur angulaire entre les deux courbes indépendamment de τ . Le second brin de la spirale se déduit du premier par une rotation de 180 degré autour de l'axe de révolution. Son contour est délimité par deux équations :

$$\rho_3 = \rho_0 \cdot e^{a(\phi-\pi)} \quad (\text{II.8})$$

$$\rho_4 = \tau \cdot \rho_3 = \rho_0 \cdot e^{a(\phi-\pi-\delta)} \quad (\text{II.9})$$

La longueur de la spirale L peut être calculée à partir de :

$$L = \int_{\rho_0}^{\rho} \left[\rho^2 \left(\frac{d\phi}{d\rho} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}} d\rho = \sqrt{a^{-2} + 1} (\rho - \rho_0) \quad (\text{II.10})$$

L'antenne peut être définie par trois paramètres : son angle de rotation ϕ , la longueur de ses brins L et son taux d'expansion $1/a$. Celle-ci est obtenue par un procédé de gravure sur un substrat diélectrique. Les brins de la spirale peuvent être soit métallisés, soit démétallisés comme le montre la figure II.1. Dans ce dernier cas, la structure est assimilable à une antenne à fente.

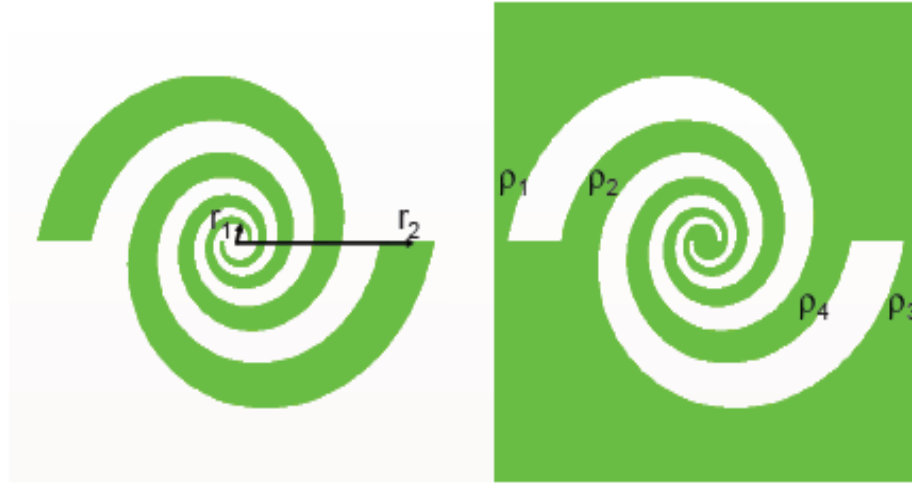


Figure II. 1 spirale logarithmique et son complémentaire

II.3. 2 Principe de fonctionnement

L'antenne est alimentée au centre de la spirale où les deux brins sont excités en opposition de phase avec la même amplitude. Dans cette configuration le rayonnement est maximal dans les deux directions normales au plan de l'antenne. La polarisation du champ rayonné est circulaire sous réserve que l'antenne soit bien dimensionnée, i.e. que la longueur des brins soit suffisante et que le taux d'expansion ne soit pas trop important.

Pour que l'antenne ait une impédance indépendante de la fréquence, il faut qu'elle soit auto-complémentaire [40]. La surface métallisée doit être égale à la surface non-métallisée.

Cette condition est obtenue pour $\delta = 90^\circ$. L'impédance d'entrée Z_{in} peut être calculée en utilisant le principe de Babinet :

$$Z_{m\acute{e}tal} = Z_{fente} = (\eta_0/2)^2 \Rightarrow Z_{in} = (\eta_0/2) = 60\pi \approx 188.5\Omega \quad (\text{II.11})$$

Où η_0 est l'impédance caractéristique du vide. L'antenne est délimitée par deux cercles de rayon r_1 et r_2 imposant respectivement les fréquences limites supérieure et inférieure. Le rayon r_1 doit être petit devant la longueur d'onde de la fréquence supérieure de la bande passante pour que la zone d'alimentation ait peu d'influence sur l'impédance d'entrée et la répartition des courants sur l'antenne. Le rayon r_2 doit être grand vis-à-vis de la longueur d'onde de la fréquence inférieure pour que l'amplitude des courants diminue en s'éloignant du point d'alimentation.

II. 4 L'antenne à spirale d'Archimède

L'antenne à spirale d'Archimède se présente sous la forme de deux spirales imbriquées autour d'un même centre d'expansion, imprimées sur un substrat plan servant de support à la structure. Le brin de la spirale est décrit par l'équation suivante :

$$\rho(\theta) = \rho_0 + a\theta \quad (\text{II. 12})$$

où ρ_0 est le rayon vecteur à l'origine et a une constante décrivant l'expansion de la spirale.

D'après cette équation, on voit que ce type d'antenne n'est pas défini uniquement par des angles et s'éloigne donc légèrement du concept d'antennes indépendantes de la fréquence.

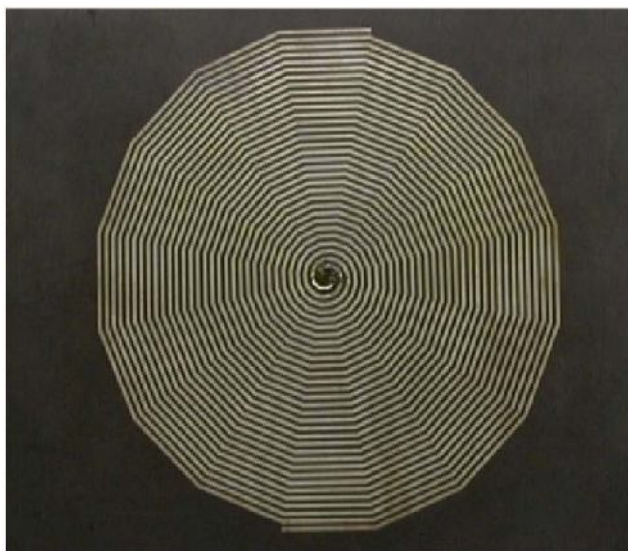


Figure II. 2 : antenne à spirale d'Archimède

Ce type d'antenne est plus utilisé que les spirales logarithmiques, car l'étalement linéaire des bras de la spirale permet plus de tours par unité de surface que la géométrie logarithmique. Ainsi les brins sont beaucoup plus longs que ceux de la spirale logarithmique, et le rayonnement de l'antenne à

différentes fréquences est davantage imputable à la circonférence du cercle proche de la longueur d'onde à rayonner que de la longueur des brins de la spirale. En ce sens, son fonctionnement se rapproche plus de celui d'une structure périodique que linéaire : pour chaque tour, le module du rayon vecteur augmente d'un pas de $2\pi a$.

Pour le reste, cette antenne présente des propriétés analogues à celle de la spirale logarithmique. Ainsi, sa très large bande passante de plusieurs octaves est bornée par les dimensions extrêmes de la spirale, et l'encombrement de la structure est de l'ordre d'une longueur d'onde à la fréquence la plus faible. Du fait de son dessin auto complémentaire, son impédance d'entrée est théoriquement de $188,5\Omega$ (en réalité, son impédance varie typiquement de 120 à 200Ω).

Son rayonnement est le même que pour une antenne spirale logarithmique, à savoir bidirectionnel suivant les directions normales au plan de l'antenne, et de polarisation circulaire. Le centre de phase de l'antenne varie également avec la fréquence car la zone participant au rayonnement de l'antenne se trouve sur un anneau de diamètre environ λ/π . Il en découle un caractère dispersif de rayonnement de l'antenne.

De même que pour l'antenne spirale logarithmique, ce type de structure rayonnante peut être utilisée avec une cavité absorbant le rayonnement arrière afin d'obtenir un caractère unidirectionnel.

II.5. Les antennes log-périodiques

II.5.1 Domaines d'application des antennes log-périodiques

Les domaines de l'infrarouge lointain et des ondes submillimétriques intéressent de plus en plus les scientifiques et les militaires de par les nombreuses applications qui en découlent : mesure de la densité des plasmas, guidage de missile, radioastronomie, spectroscopie, climatologie, etc.... La structure de détection utilisée généralement dans le domaine spectral est constituée d'une antenne planaire intégrée avec un élément non linéaire (une jonction, par exemple). L'antenne log-périodique est très souvent utilisée à ces longueurs d'ondes, pour réaliser des détecteurs très large bande, car c'est une structure quasi indépendante de la fréquence qui présente de bonnes performances en terme de directivité. Aussi, avec une telle structure on peut réaliser un détecteur bolométrique (à base de film supraconducteur) couvrant la gamme de longueurs d'ondes $30\ \mu\text{m}$ - $1\ \text{mm}$, centré sur $119\ \mu\text{m}$ ($2,5\ \text{THz}$).

II.5.2 Principe de base des antennes log-périodiques

Développées par Duhamel et Isbell [37], si une structure rayonnante est transformée en une structure analogue par une multiplication de ses dimensions par τ , elle présente les mêmes propriétés, l'une à la fréquence f , et l'autre à la fréquence f/τ .

En générale, la géométrie de n'importe quelle antenne est la multiplicité de celle qui est adjacente, il existe un rapport entre elles qui reste constant dans toute structure.

Si L_n représente une dimension de la n^{eme} cellule et L_{n+1} est celle de $(n+1)^{\text{eme}}$ cellule alors on trouve la relation :

$$\frac{L_{n+1}}{L_n} = \tau \quad (\text{II. 13})$$

La structure log-périodique est le résultat d'une cellule de dimensions d'une période à une autre, d'où la performance est périodique avec le logarithme de la fréquence.

La longueur du patch L et la largeur W sont reliés par le facteur τ :

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{W_{n+1}}{W_n} \quad (\text{II. 14})$$

Si on multiplie toutes les dimensions du réseau par τ , l'élément m deviennent $m+1$ et l'élément $m+1$ devient l'élément $m+2$.

Par conséquence, les réseaux auront les mêmes propriétés de radiation à toutes les fréquences qui sont reliées par le rapport τ .

$$f_1, f_2 = \tau \cdot f_1, f_3 = \tau^2 f_1, f_4 = \tau^3 f_1 \quad (\text{II. 15})$$

$$\text{On note que : } \ln \frac{f_2}{f_1} = \ln \tau; \ln \frac{f_3}{f_1} = 2 \ln \tau .$$

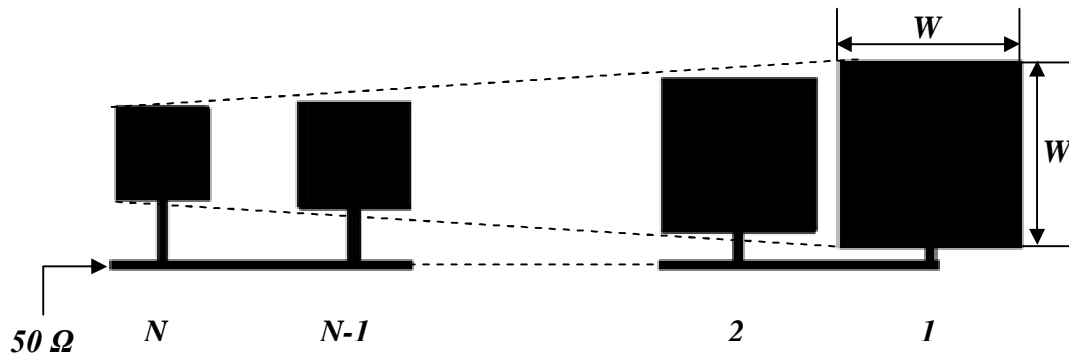


Figure II. 3 : Réseau d'antennes log-périodiques

II.5.3 Exemples des réseaux d'antennes imprimées log-périodiques

De nombreux auteurs se sont penchés sur les antennes imprimées log-périodiques fonctionnant en plusieurs bandes de fréquences. Nous donnons ci-après quelques exemples de réseaux d'antennes imprimées log-périodiques.

II. 5. 3. 1 Réseau d'antennes imprimées log-périodique fonctionnant dans la bande [8-18 GHz]

Un réseau d'antennes imprimées log-périodiques comme montré sur la figure II. 4. (a) fonctionnant dans la bande de fréquence [8-18 GHz] est présenté. Les principaux avantages de ce genre d'antennes sont : la bande passante du diagramme de rayonnement est de 90° dans le plan azimutal et de 30° en élévation, un rapport d'ondes stationnaires 2 : 2,5 dans la bande [8-18 GHz] et un gain de [9-10 dB]. Le réseau d'antennes est fabriqué sur un substrat de type FAT-4D avec une épaisseur de 0.4 mm et un constante diélectrique de 2,5. Le nombre total des éléments rayonnants est de 18 [41].

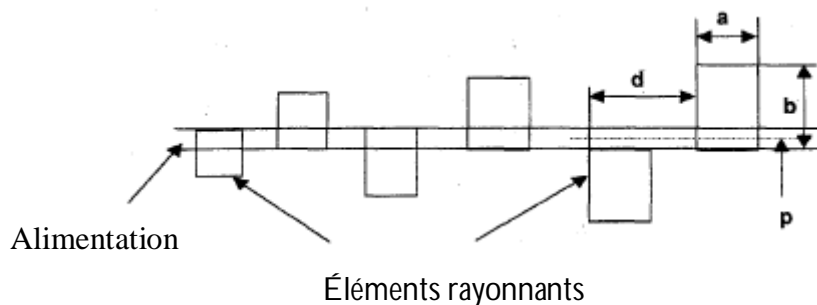


Figure II. 4. (a) : Réseau d'antennes imprimées log-périodiques

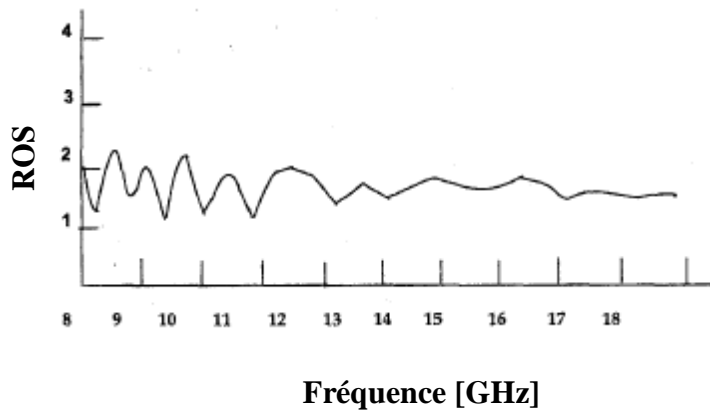


Figure II. 4. (b) : Rapport d'ondes stationnaires du réseau d'antennes imprimées log-périodiques

II. 5. 3. 2 Réseau d'antennes imprimées log-périodique à double alimentation

Un réseau d'antennes imprimées log-périodiques à 10 éléments et à double alimentation comme montré sur la figure II. 5. (a) est présenté. Cette antenne présente une large bande passante et un diagramme unidirectionnel dans le plan azimutal. Le prototype et les résultats expérimentaux (gain, impédance d'entrée et champ rayonné) sont donnés pour un réseau d'antennes imprimées log-périodiques [42].

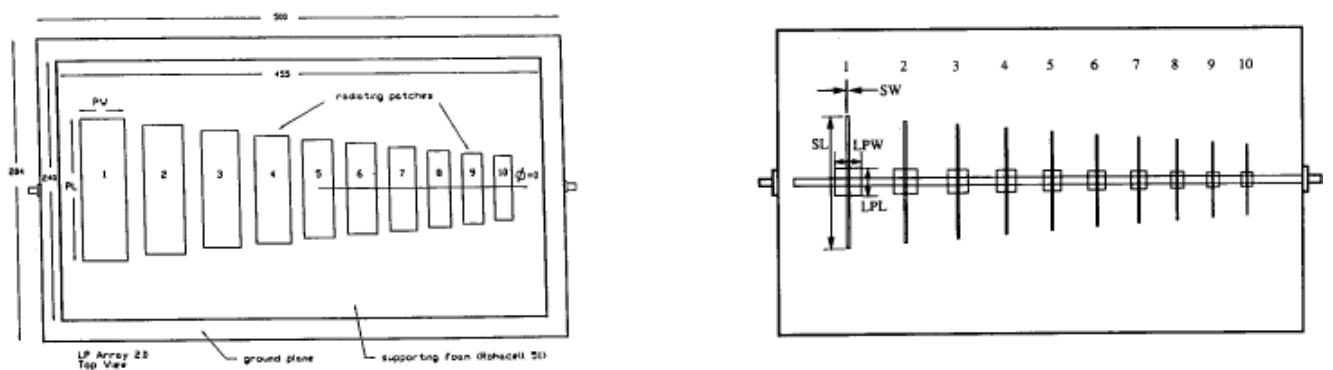


Figure II. 5. (a) : Géométrie du réseau d'antennes log-périodiques avec double alimentation

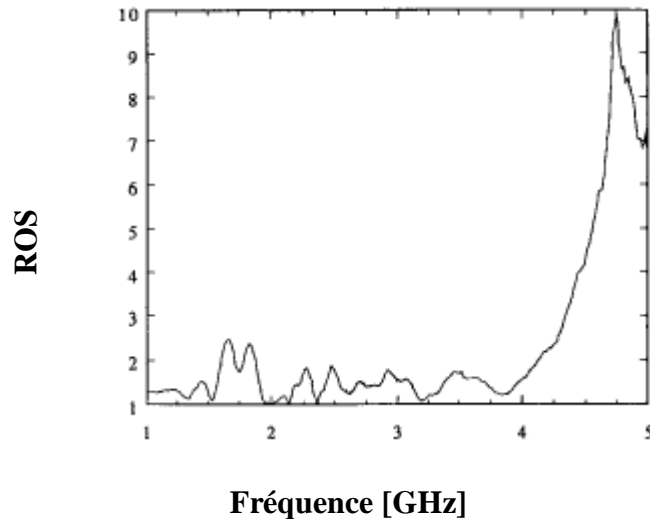


Figure II. 5. (b) : Rapport d'ondes stationnaires du réseau d'antennes imprimées log-périodiques

II. 5. 3. 3 Antenne imprimée log-périodique Multi-couches

Un réseau d'antennes imprimées log-périodiques multi-couches il a été réalisé [43]. Un élément carré avec une alimentation au centre est utilisé pour éviter les modes supérieurs. Une large bande passante peut être obtenue par l'association des bandes passantes étroites des différents éléments rayonnants. Une alimentation en série est appliquée qui consiste à utiliser une ligne droite imprimée avec des branches à chaque élément rayonnant comme montré sur la figure II. 6. (a) et (b). Un $ROS \leq 2,6$ dans la bande de fréquence de 2,65 à 3,3 GHz est reporté. Le gain varie entre 5,5 et 10,5 dB. Le substrat utilisé est de type verre-époxy de permittivité relative $\epsilon = 4,3$ et épaisseur de l'ordre de 1,59 mm.

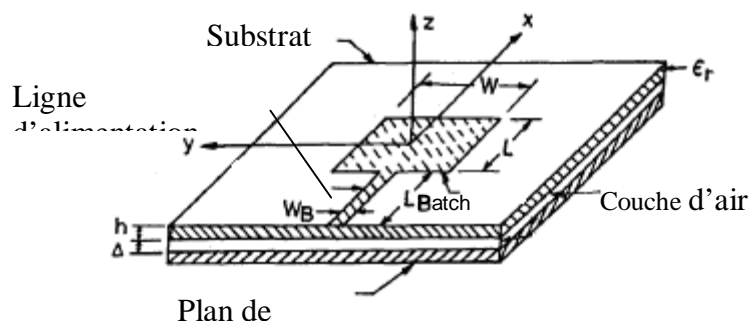


Figure II. 6. (a) : Géométrie de l'antenne imprimée multi-couches

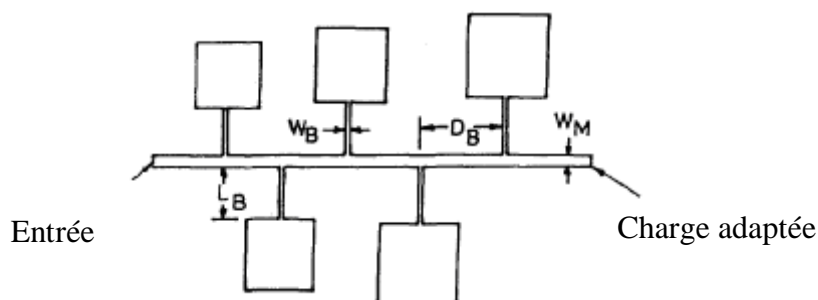


Figure II. 6. (b) : Géométrie du réseau d'antennes log-périodiques

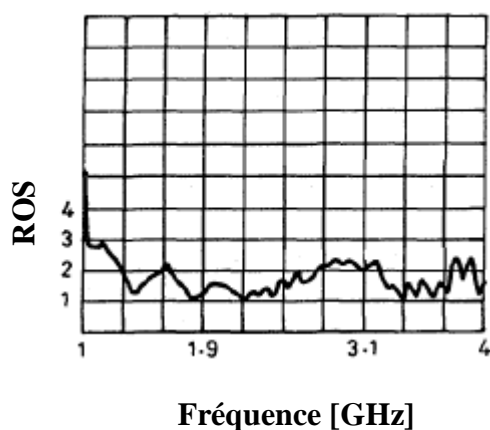


Figure II. 6. (c) : Rapport d'ondes stationnaires du réseau d'antennes imprimées log-périodiques

II. 5. 3. 4 Réseau log-périodique d'antennes compactes imprimées pour communication large bande

Dans ce type de réseau log-périodique, on choisit des éléments compacts alimentés par une ligne microruban. La configuration du patch a une rainure angulaire le long des extrémités du patch, l'angle de rainure est de 60° comme il est montré dans la figure II. 7. L'aire (surface) du patch est diminuée de 39 % par rapport à un patch carré simple résonant dans la fréquence 2.44 GHz. En utilisant cet élément est en suivant la procédure décrite dans [44], un réseau log-périodique compact avec 5 éléments est conçu sur un substrat diélectrique de type verre époxy (FR4) avec une constante diélectrique de 4.4 et une épaisseur de 1.6 mm. L'espacement entre les patches est maintenu à $\lambda_g/2$. Les réseaux sont fabriqués dans une configuration suspendue, avec une couche d'air (gap) de 0.16 mm [45]. Ce réseau log-périodique est montré dans la figure II. 8.

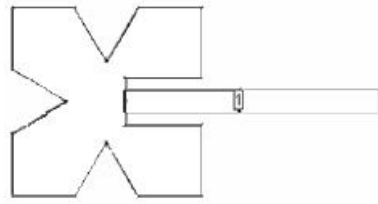


Figure II. 7 : Antenne compacte microruban

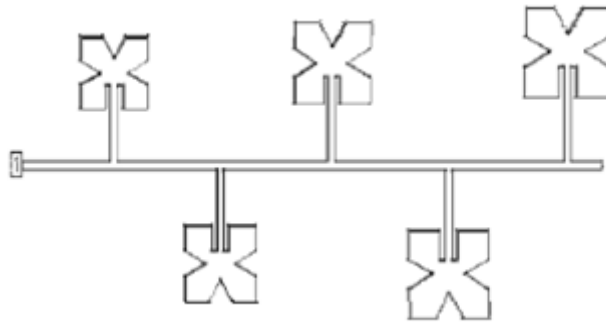


Figure II. 8 : Réseau d'antenne log-périodique en utilisant 5 antennes de type compact

La présence de la couche d'air augmente la hauteur d'antenne, et par conséquent réduit la constante diélectrique effective, ceci va aider à augmenter de plus, la largeur de bande de l'antenne.

La puissance réfléchiée à l'entrée du réseau est montré sur la figure II. 9.

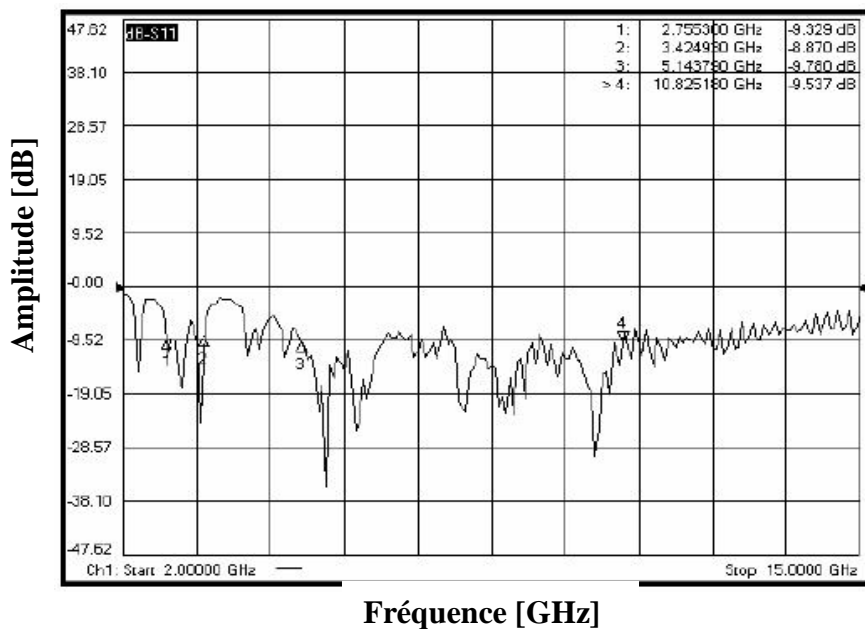


Figure II. 9 : Puissance réfléchiée à l'entrée du réseau d'antennes compacte imprimée log-périodiques

Le réseau fabriqué montre une importante largeur de bande dans les bandes de fréquence allant de 2.75 GHz à 3.3 GHz et de 5.1 GHz à 10.8 GHz, il est évident que la largeur de bande du réseau d'antennes dans la configuration proposée accroît plus de 11 fois la largeur de bande que la configuration conventionnelle. Donc, on peut conclure que le réseau d'antennes proposé montre son efficacité dans les applications larges bandes.

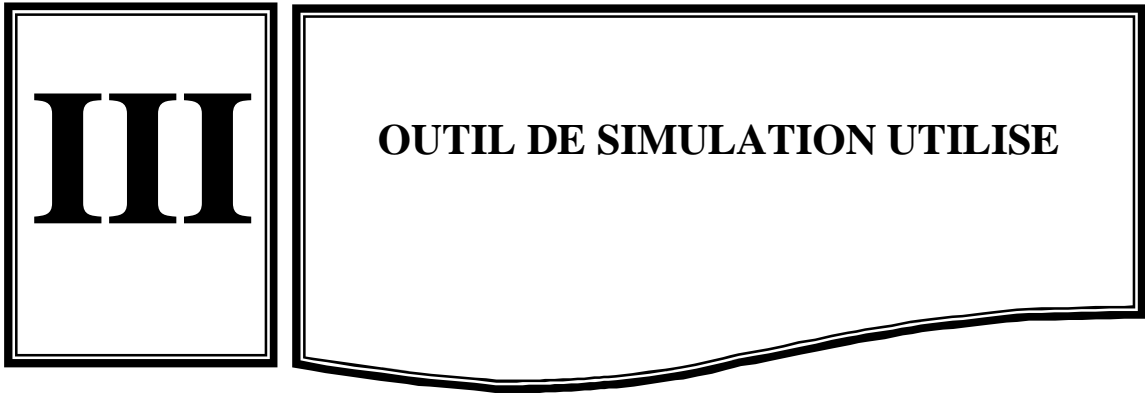
II. 6. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude des antennes imprimées indépendantes de la fréquence, en plus particulier les antennes log-périodiques. Ces antennes présentent des propriétés prometteuses au niveau de l'élargissement de la bande passante.

Après avoir présenté les domaines d'application de ces antennes, nous nous sommes intéressés à leur principe de fonctionnement. Une présentation de quelques exemples d'antennes log-périodique a été donnée.

Le chapitre suivant sera consacré à l'exposition des logiciels de simulations ADS/Momentum ainsi des résultats obtenus.

CHAPITRE



III. 1. Introduction :

Les antennes log périodiques s'expriment par leurs caractéristiques indépendantes de la fréquence à savoir par une large bande passante, une impédance constante sur toute la gamme de fréquence, un gain maximum et une bonne directivité. Le réseau de dipôles log-périodiques (log periodic dipole array ou LPDA) est la structure la plus courante, elle est appelée souvent simplement « log-périodiques » en télécommunications [37].

Dans ce chapitre, les logiciels de simulation ADS/Momentum sont exposés et une confrontation des résultats obtenus par ces derniers avec ceux de la littérature est effectuée. Enfin, une antenne seule utilisée dans le cadre de notre travail est conçue pour voir l'influence des différents paramètres sur son adaptation.

III. 2. Outil de simulation utilisé

Afin de vérifier et de valider le comportement électromagnétique et électrique des antennes étudiées, nous avons choisi d'utiliser deux logiciel ADS (Advanced design system) et MOMENTUM.

ADS est un outil très puissant car il permet de faire des simulations de circuits analogiques hyperfréquences, de circuits numériques, ainsi que des simulations électromagnétiques. Du fait de son fort potentiel, cet outil est très complet et de plus en plus utilisé dans le monde de la recherche universitaire et industrielle.

MOMENTUM (HP-EEsoft) est un simulateur électromagnétique 2D1/2 qui permet à la fois une analyse de circuit et une analyse électromagnétique. En effet, il prend en compte les vraies géométries dessinées par les concepteurs pour simuler le couplage et les effets parasites.

III. 2. 1. Validation du MOMENTUM

Pour mettre en valeur le logiciel de simulation, nous avons comparés les résultats de la littérature à ceux obtenus avec Momentum.

a) Antenne alimentée par sonde coaxiale

La figure III. 2 donne un exemple de validation des résultats obtenus par simulation de l'impédance d'entrée obtenue par [46]. Dans ce cas la méthode utilisée est dite : **Spectral Domain-Full wave analysis.**

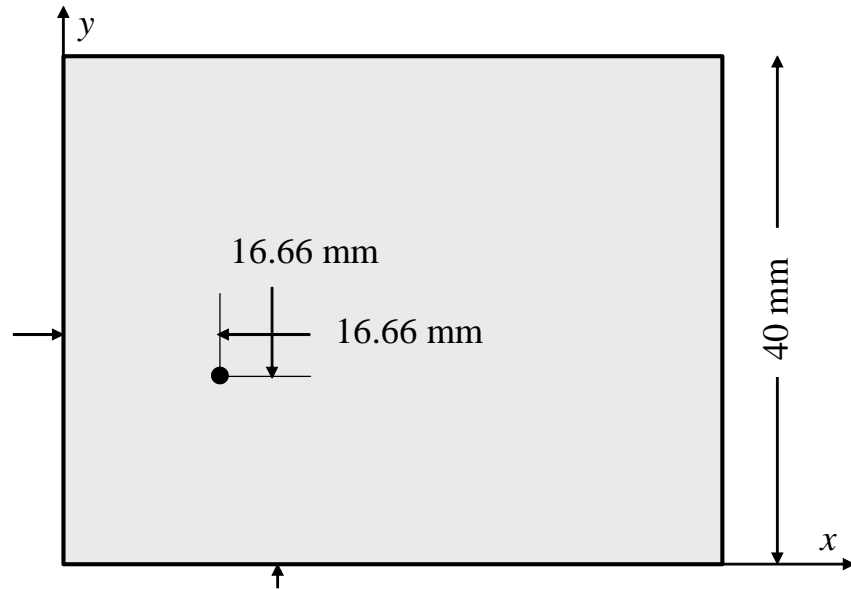


Figure III. 1 : Antenne alimentée par sonde coaxiale

$L= 60\text{mm}$, $W = 40 \text{ mm}$, $h = 1.28\text{mm}$ et $\text{tg } \delta = 0.02$

$(x_0, y_0) = (16.66, 20) \text{ mm}$ $f_{\text{travail}} = [1.52, 1.58] \text{ GHz}$

D'après la Figure II. 2, on constate que les résultats obtenus par Momentum sont proches à ceux obtenus par [46].

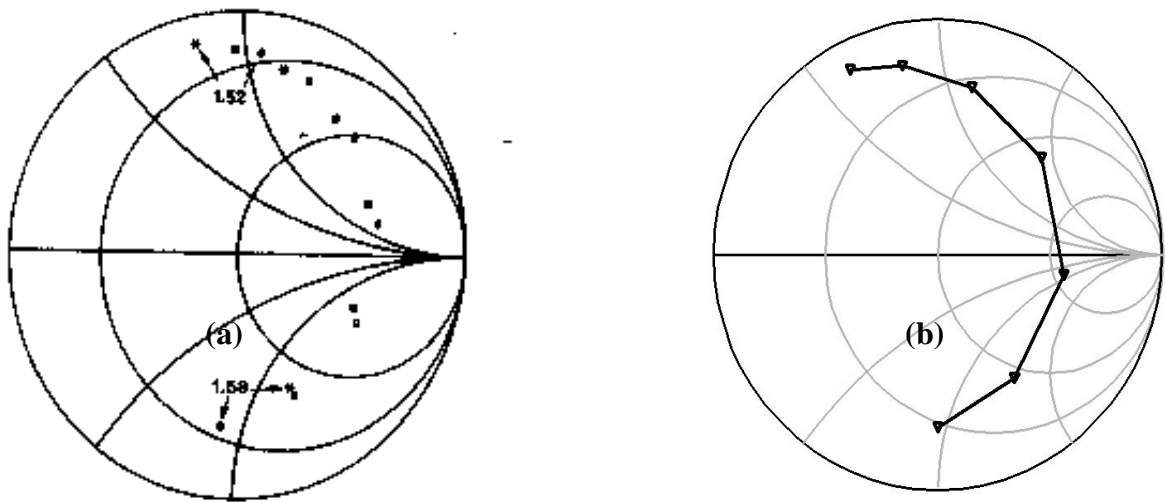


Figure II. 2 : Lieux d'impédance d'entrée à l'entrée de l'antenne

(a) Résultat obtenu par Spectral Domain-Full wave analysis

(b) Résultat obtenu par Momentum

b) Antenne carrée alimentée par ligne microruban

L'antenne utilisée est présentée sur la Figure II. 11.

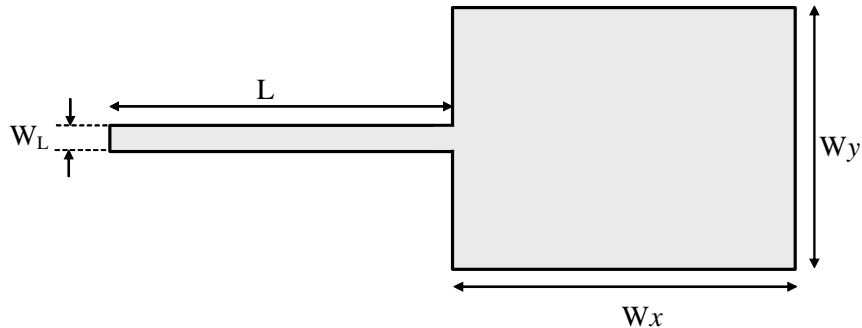


Figure III. 3 : Antenne alimentée par ligne microruban
 $W_x = W_y = 18 \text{ mm}$, $L_{\text{ligne}} = 100 \text{ mm}$ $W_{\text{ligne}} = 2.35 \text{ mm}$
 $h = 0.762$ $\epsilon_r = 2.2$ et $\text{tg } \delta = 0.02$ $f_{\text{travail}} = [4.5, 6.5] \text{ GHz}$

Sur la Figure III. 4, nous comparons les résultats de simulation de l'antenne proposée trouvé par ADS/Momentum avec ceux obtenus par [47]. Dans ce cas la méthode utilisée est celle des éléments finis. On présente le rapport d'ondes stationnaires sur une bande de fréquence de [4,5-6,5] GHz.

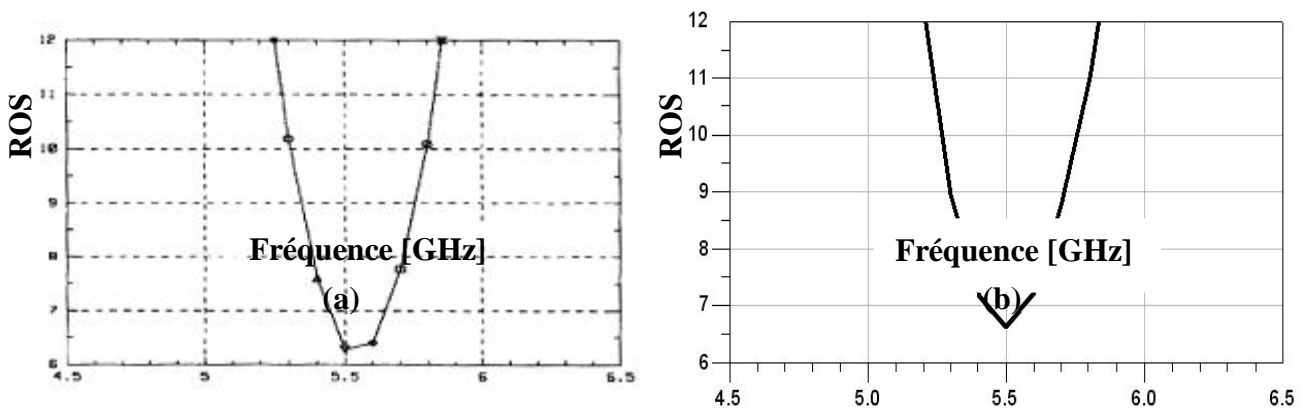


Figure III. 4 : Rapport d'onde stationnaire à l'entrée de l'antenne
 (a) Résultat obtenu par la méthode des éléments finis
 (b) Résultat obtenu par la méthode des moments

D'après la Figure III. 4, nous remarquons que une très bonne concordance entre les résultats obtenus par Momentum et ceux obtenus par la méthode des éléments finis.

D'après ce qui précède, on remarque que les résultats obtenus par MOMENTUM (la méthode des moments) sont en accord avec ceux obtenus par les deux autres méthodes [46] [47]. Ce qui implique que cet outil est performant pour la simulation de nos antennes.

III. 3. Antenne multi couches

D'une façon générale, une antenne imprimée peut être alimentée soit par une sonde coaxiale, soit par ligne microruban dans le plan de l'élément rayonnant, une nouvelle configuration d'alimentation est proposée (Figure III. 5). Elle consiste à séparer l'antenne et la ligne microruban par un plan de masse. Une couche d'air est insérée entre le plan de masse et le substrat sur laquelle repose l'antenne. Ceci, permet d'augmenter efficacement la bande passante. De plus, au lieu d'avoir un couplage direct, il y a un couplage électromagnétique par l'intermédiaire d'une fente usinée dans le plan de masse.

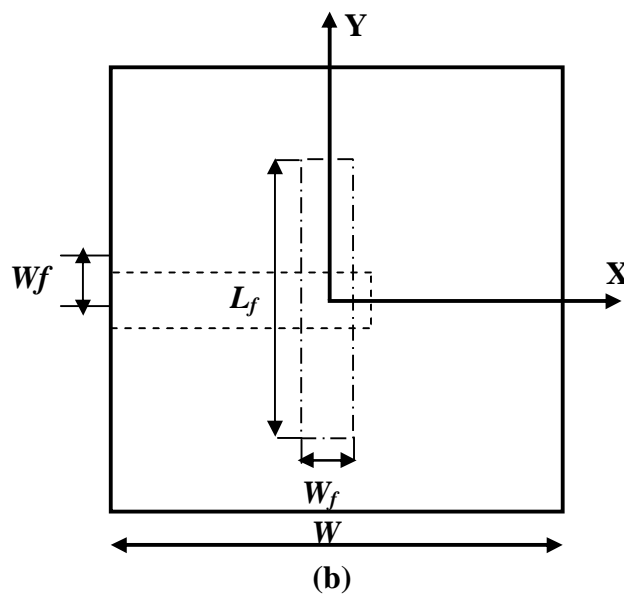
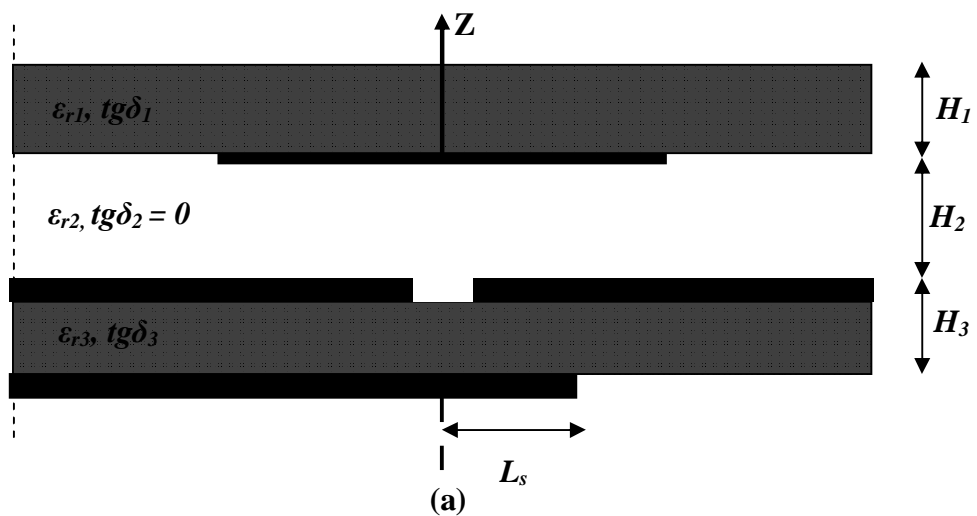


Figure III. 5 : Configuration de l'antenne alimentée par une fente
(a) vue de coupe
(b) vue dessus

III. 4. Influence des dimensions de l'antenne

Afin d'étudier l'influence des différents paramètres, l'élément rayonnant possède les caractéristiques suivantes :

- Un élément rayonnant de forme carrée de coté $W = 50 \text{ mm}$, imprimé sous un substrat de permittivité relative $\varepsilon_{r1} = 2.2$, de hauteur $H_1 = 1.52 \text{ mm}$ et de tangente de perte $tg\delta_1 = 0.001$ dont sa fréquence de résonance vaut 2.4 GHz.
- Une couche d'air d'hauteur $H_2 = 15 \text{ mm}$ situé au dessous de l'élément rayonnant permettant d'augmenter la bande passante.
- Une alimentation par l'intermédiaire d'une fente de couplage de longueur $L_f = 47.2 \text{ mm}$ et de largeur $W_f = 2.4 \text{ mm}$ située dans le plan de masse.
- Une ligne microruban de largeur $W_f = 2.6 \text{ mm}$, d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$ terminée par un stub ($L_s = 4,7 \text{ mm}$). Cette ligne, située sous ce plan de masse, repose sur une couche de substrat de permittivité relative $\varepsilon_{r3} = 2.2$, d'hauteur $H_3 = 0.762 \text{ mm}$, et de tangente de perte $tg\delta_3 = 0.001$.

III. 4. 1. Influence de la largeur de la fente de couplage

Sur la figure III. 6, nous traçons la courbe d'évolution du lieu d'impédance d'entrée en fonction de la largeur de la fente W_f .

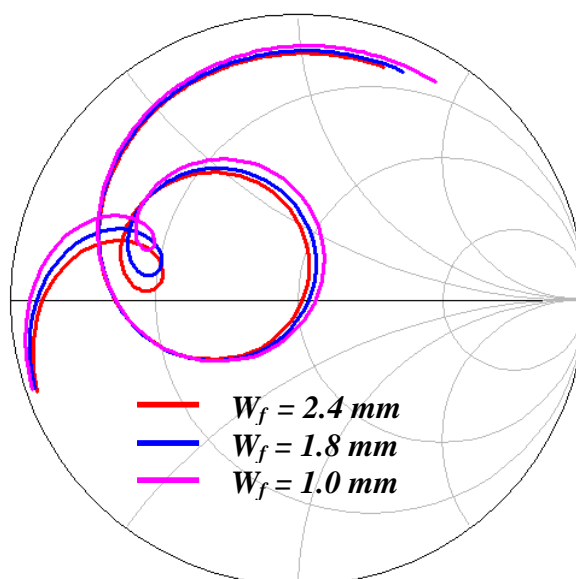


Figure III. 6 : Evolution du lieu d'impédance en fonction de la largeur de la fente de couplage

Nous constatons que :

- La partie réelle de l'impédance d'entrée décroît, ainsi que la boucle de couplage avec l'augmentation de la largeur de la fente.

La puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne pour ces différentes valeurs de largeur de fente est présentée sur la figure III. 7.

D'après cette figure, le pic du coefficient de réflexion à la fréquence de résonance pour une largeur de fente de 2.4 mm est de -34.37 dB, -28.99 dB pour une largeur de 1.8 mm et -24.81 dB pour une largeur de 1 mm. Donc, on peut conclure que plus on augmente la largeur de la fente plus on a un minimum de réflexion à l'entrée de l'antenne dans la fréquence de résonance désiré, qui est dans notre cas de 2.4 GHz.

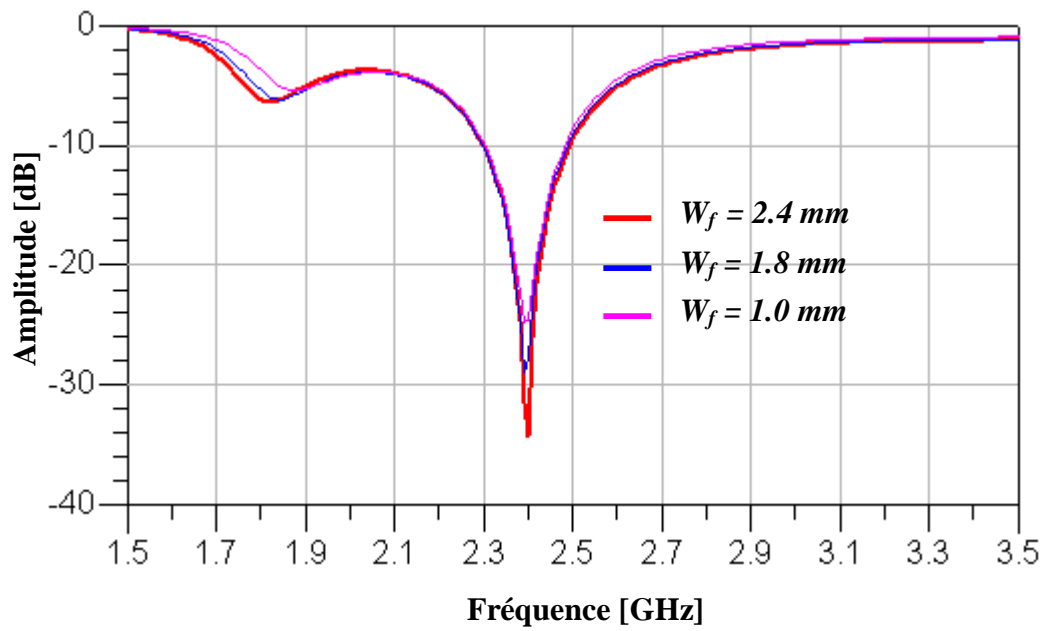


Figure III. 7 : Coefficients de réflexion à l'entrée de l'antenne pour différentes largeurs de fente

III. 4. 2. Influence de la longueur de la fente de couplage

Sur la figure III. 8, nous traçons la courbe d'évolution du lieu d'impédance d'entrée en fonction de la longueur de la fente L_f .

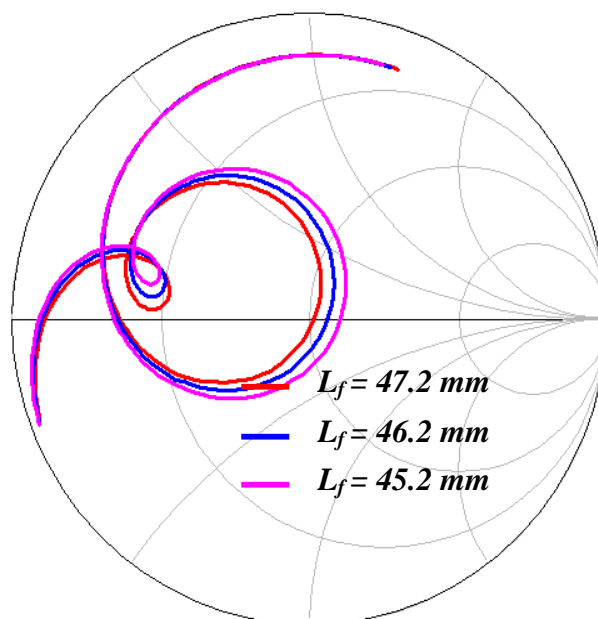


Figure III. 8 : Evolution du lieu d'impédance en fonction de la longueur de la fente de couplage

D'après cette figure nous constatons que :

- La partie réelle de l'impédance d'entrée et la taille de la boucle de couplage décroît avec l'augmentation de la longueur de la fente de couplage

Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne est montré sur la figure III. 9 pour les différentes longueurs de fente.

La figure III. 9, montre bien que l'on a une très bonne adaptation pour une longueur de fente $L_f = 47.2 \text{ mm}$, et plus on réduit cette dernière, plus on constate une augmentation au niveau d'amplitude du coefficient de réflexion avec un décalage minime au niveau de la fréquence de résonance.

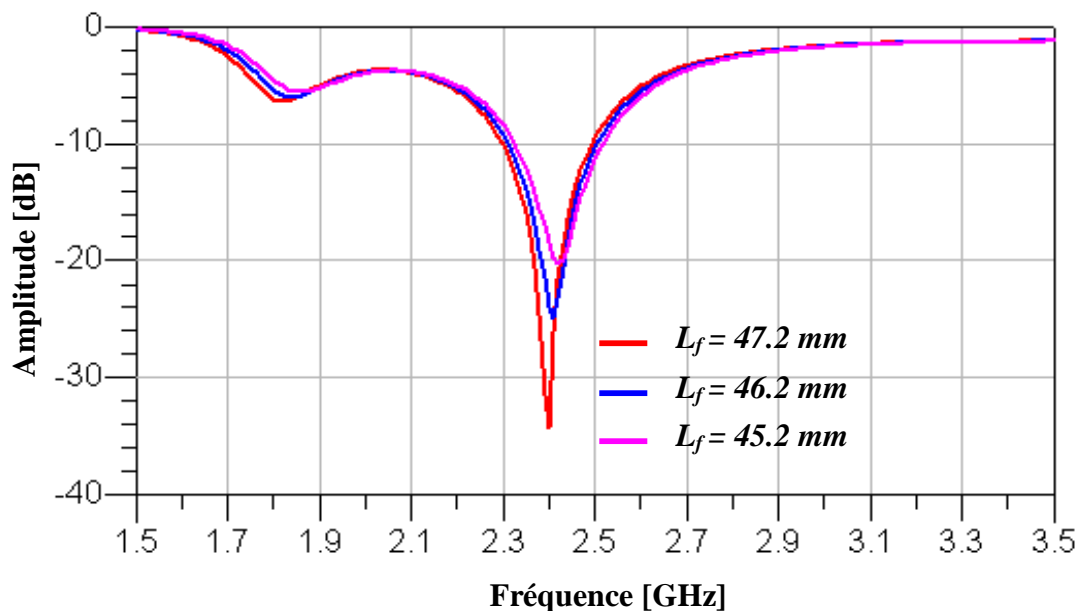


Figure III. 9 : Coefficients de réflexion à l'entrée de l'antenne pour différentes longueurs de fente

III. 4. 3. Influence de la hauteur inter-résonateurs (fente et patch)

Comme la distance inter-résonateurs conditionne le couplage entre les éléments rayonnants, nous avons tracé la courbe présentant l'évolution du lieu d'impédance d'entrée (Figure III. 10), ainsi que la puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne (Figure III. 11) en fonction de cette distance H_2 .

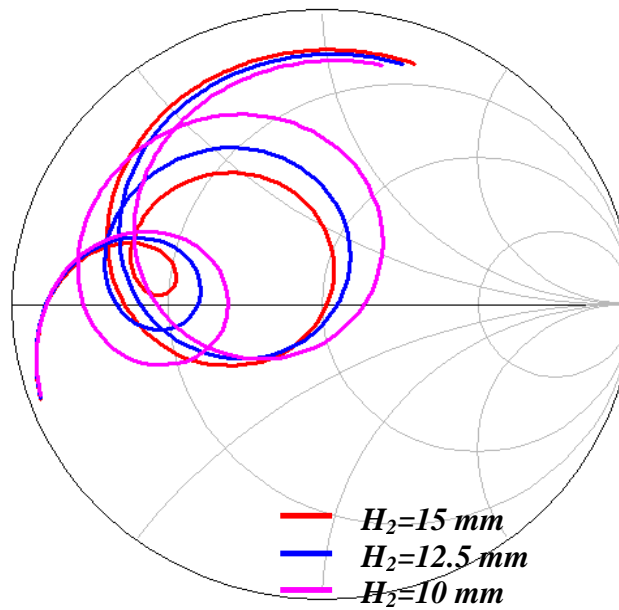


Figure III. 10 : Evolution du lieu d'impédance en fonction de la distance inter-résonateurs

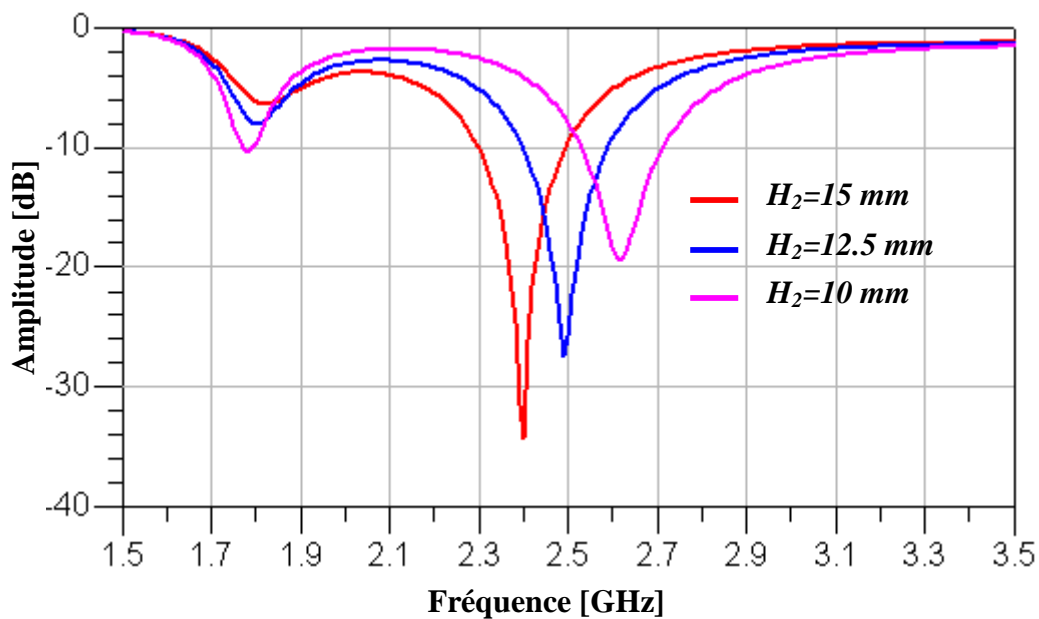


Figure III. 11 : Coefficients de réflexion à l'entrée de l'antenne en fonction de la distance inter-résonateurs

Comme le montrent ces graphes, plus la distance inter-résonateurs décroît, plus la partie réelle de l'impédance d'entrée s'agrandit, ainsi que la boucle de couplage, un décalage au niveau de la fréquence de résonance avec une augmentation d'amplitude du coefficient de réflexion est enregistré.

Avec constations faites au niveau des grandeurs et de leur effet sur le couplage, on obtient une amélioration sur l'adaptation en :

- augmentant la distance inter-résonateurs,
- augmentant au maximum la largeur de la fente,
- augmentant au maximum la longueur de la fente,

La puissance réfléchie de l'antenne seule est présentée sur la figure III. 12.

Comme le montre la figure ci-après, on a un coefficient de réflexion de -34 dB à la fréquence de résonance 2.4 GHz, ce qui nous donne une très bonne adaptation. La bande passante de l'antenne seule est de l'ordre de 8.33 %.

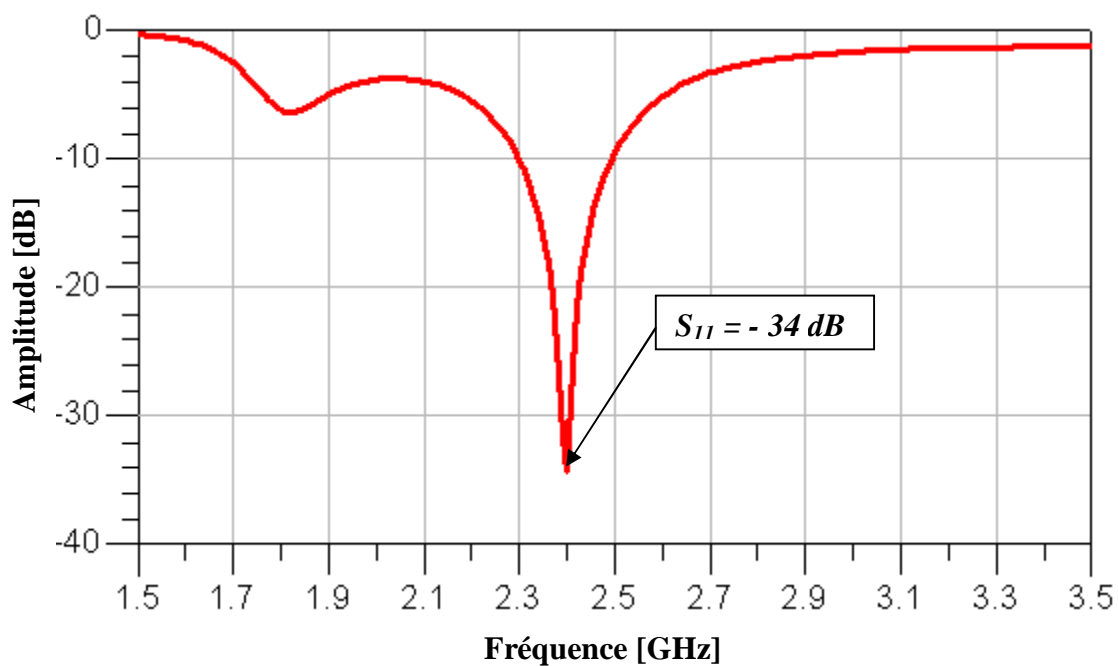


Figure III. 12 : Puissance réfléchie de l'antenne seule

Sur la figure III. 13, on visualise les lieux d'impédance d'entrée de l'antenne seule.

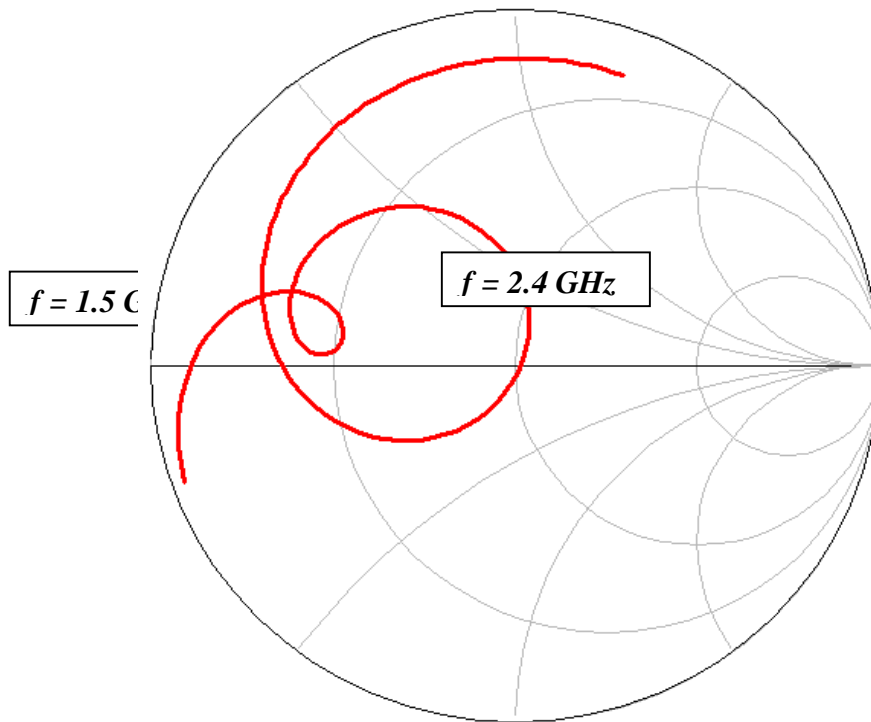


Figure III. 13 : Lieu d'impédance de l'antenne seule

Le lieu d'impédance d'entrée de l'antenne à la fréquence de résonance se situe au centre de l'abaque, qui correspond à une impédance ohmique de 50Ω , les réactances capacitives et inductives s'annulent, ce qui traduit une adaptation idéale.

Sur la figure III. 14 et la figure III. 15, on présente respectivement le diagramme de rayonnement en trois dimensions et en coordonnées polaires à la fréquence de résonance 2.4 GHz.

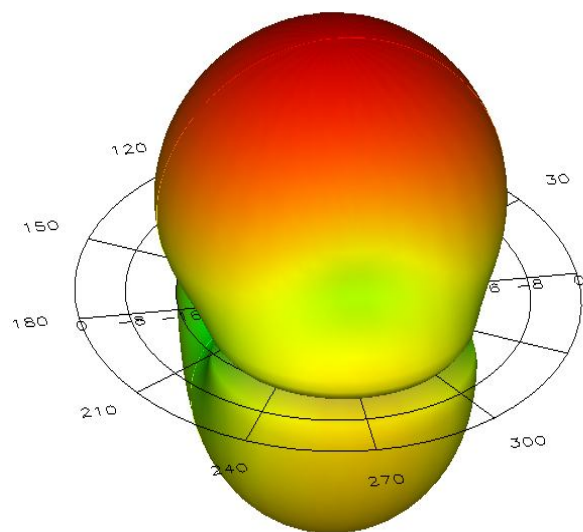


Figure III. 14 : Diagramme de rayonnement en 3D ($f = 2.4 \text{ GHz}$)

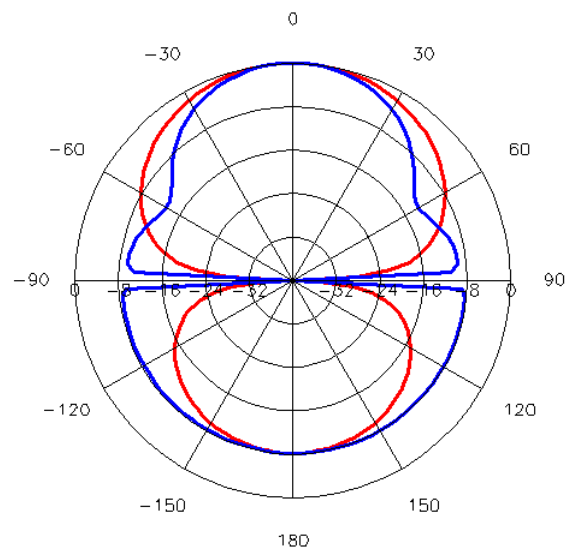
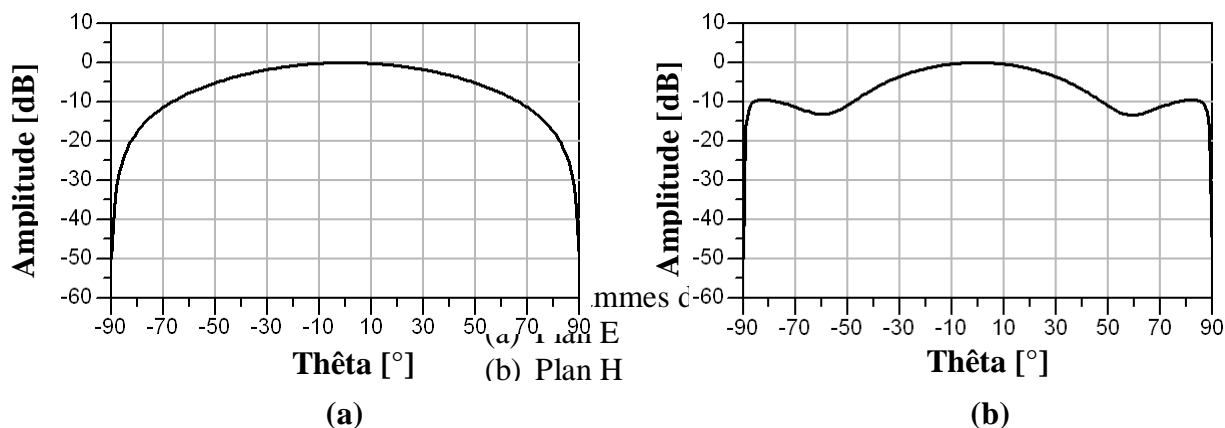


Figure III. 15 : Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 2.4 \text{ GHz}$)
Plan E ($\varphi = 0^\circ$);
Plan H ($\varphi = 90^\circ$)

Ces graphes présentent la puissance rayonnée de l'antenne seule à la fréquence centrale 2.4 GHz, on observe un seul lobe de rayonnement dont le maximum de puissance est pointé dans la direction $\theta = 0^\circ$ pour le plan E et le plan H avec une absence des lobes secondaires. La même chose pour le plan arrière mais avec une puissance un peu plus petite, ceci revient à notre type d'antenne qui engendre un rayonnement arrière à cause du plan de masse situé au milieu ou on a usiné la fente de couplage.

Dans la figure III. 16. (a) et III. 16. (b) les diagrammes de rayonnement dans les deux plans E ($\varphi = 0^\circ$) et H ($\varphi = 90^\circ$) à la fréquence 2.4 GHz sont présentés.



D'après la figure III. 16, on retrouve les diagrammes de rayonnement classiques des antennes imprimées monocouches à la fréquence de leur mode fondamental. Les diagrammes simulés montrent une parfaite symétrie avec une polarisation linéaire dans les deux plans. Le gain de l'antenne seul est de 7.77 dB.

Afin de confirmer la pureté de polarisation, on présente sur la figure III. 16, le rapport axial de l'antenne seule.

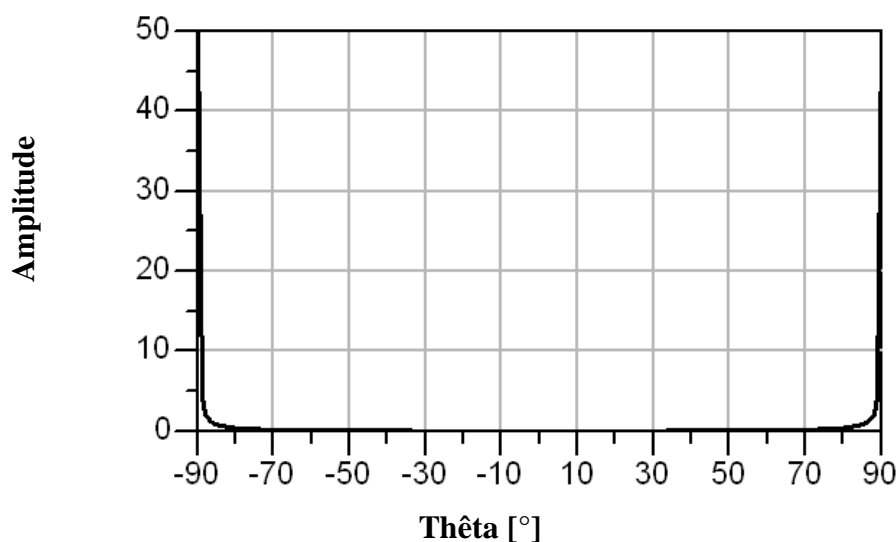


Figure III. 17 : Rapport axial de l'antenne seule

La figure III. 17, nous montre bien que la polarisation de l'antenne est parfaitement linéaire puisque la plage qui se situe entre les angles -90° et 90° est égale à 0.

III. 5. Les travaux sur les antennes à éléments à encoche :

La géométrie de ce réseau est présentée sur la figure III. 18 [35]. Il s'agit d'une conception d'un réseau d'antennes fonctionnant à la fréquence à 4.7 GHz. Les auteurs proposent la conception des antennes seules et des réseaux d'antennes à encoche en se basant sur le modèle de la ligne de transmission. Ce dernier permet d'éviter l'inévitable inconvénient des méthodes rigoureuses qui le temps colossal qui augmente dramatiquement avec le nombre d'inconnus issus de discrétisation de la structure étudiée.

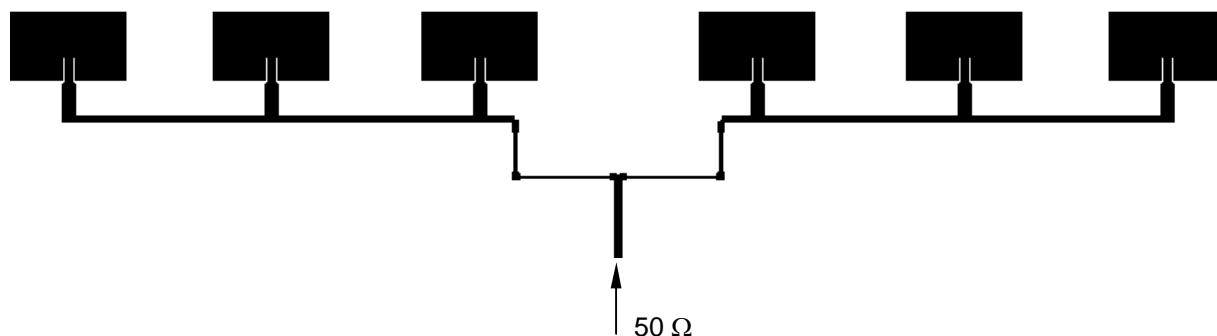


Figure III. 18 : Masque du réseau d'antennes fonctionnant à 4.7 GHz

Sur le tableau III.1, on reporte les dimensions du réseau d'antennes.

Paramètres de l'antenne
Wff=3.56 mm
Wa=1.87 mm
La=52.62 mm
La2=1.36 mm
Lx1=12.85 mm
Lp=22.18 mm
Wx=0.61 mm
wp=2.373 mm

Tableau III. 1 : dimensions du réseau d'antennes

Sur la figure III. 19, nous représentons le coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes pour une fréquence de résonance de 4.7 GHz.

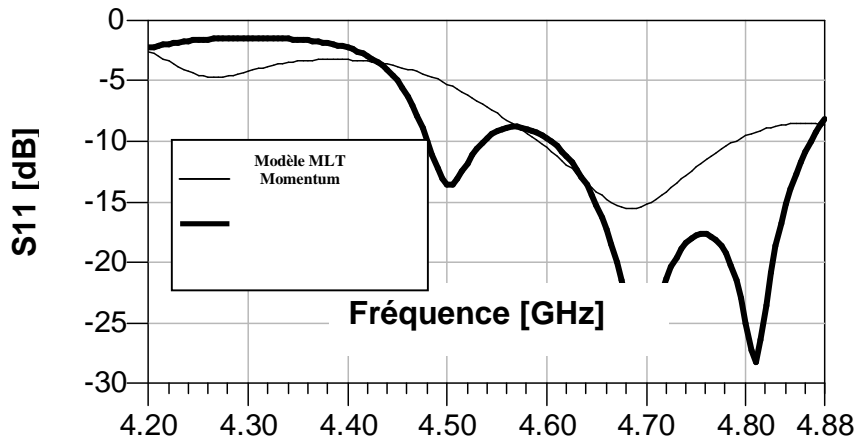


Figure III. 19 : Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes

D'après la figure ci-dessus, on observe que les deux modèles présentent une allure assez comparable. Ceci est très clair sur le graphe présentant le ROS.

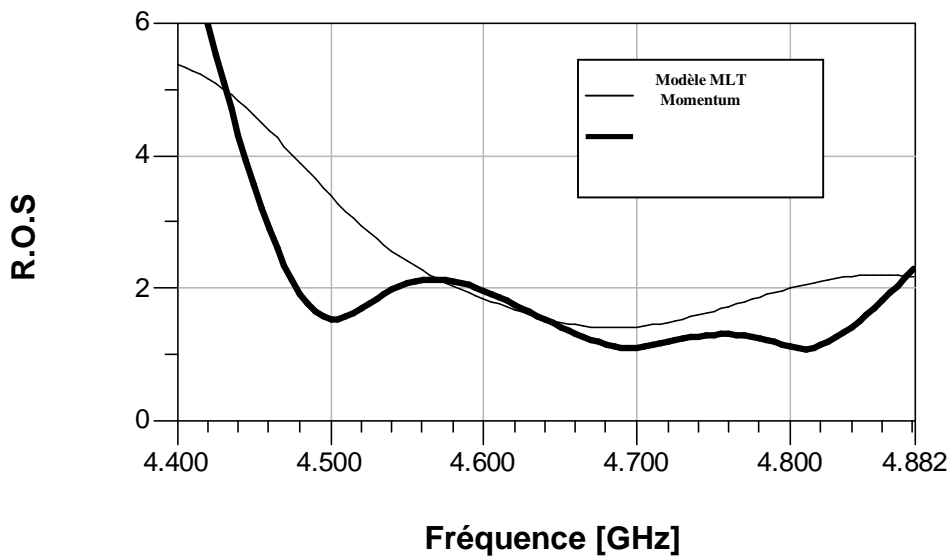


Figure III. 20 : R.O.S à l'entrée du réseau d'antennes

La phase réfléchiée à l'entrée de l'antenne est montrée sur la figure III. 21.

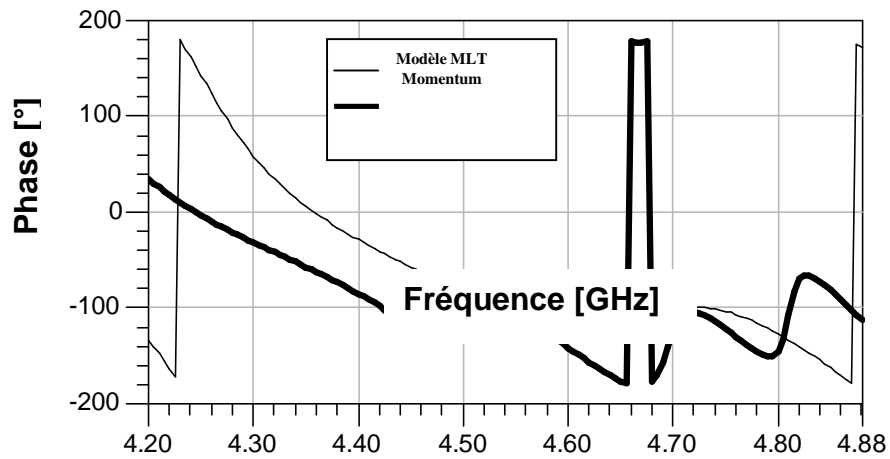


Figure III. 21 : Phase réfléchi à l'entrée du réseau d'antennes

Les lieux d'impédance sont représentés sur la figure III. 22.

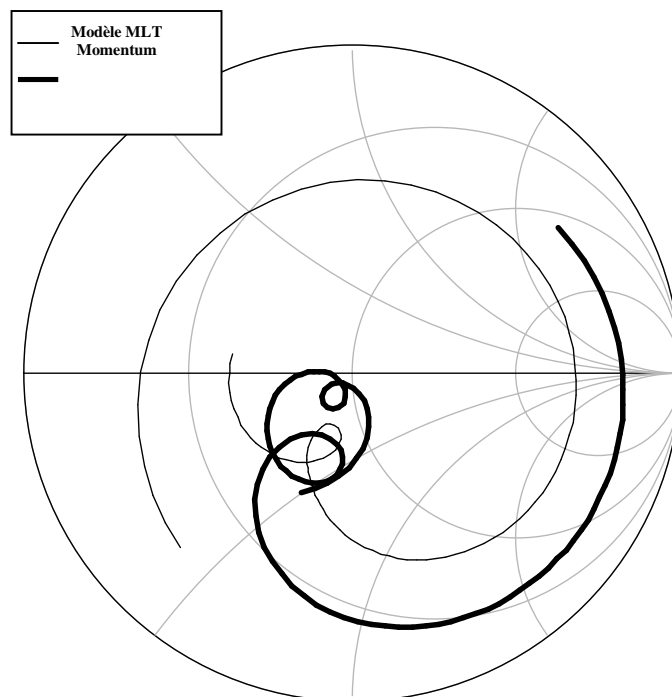


Figure III. 22 : Lieux d'impédances à l'entrée du réseau d'antennes

III. 6. Conclusion

Les logiciels de simulations ADS/Momentum ont été exposés et une confrontation des résultats obtenus par ces derniers avec ceux de la littérature à été effectuée. Enfin, nous avons présenté une

antenne seule multi couches fonctionnant à une fréquence précise pour voir l'influence des différents paramètres sur son adaptation.

Le chapitre suivant sera consacré à la conception des réseaux d'antennes imprimées log-périodiques à polarisation linéaire fonctionnant dans la bande de fréquence de GSM.

CHAPITRE

IV

RESULTATS DE SIMULATION DU RESEAU_D'ANTENNES LOG- PERIODIQUE CONCU POUR LA RECUPERATION DE L'ENERGIE RF ENVIRONNANTE

IV. 1. Introduction

L'intérêt des systèmes large bande se confirme jour après jour. La multiplication des standards des futurs terminaux de télécommunication, l'exploitation des signaux hyperfréquence dans le domaine médical, le développement de détecteurs de mines anti-personnel nécessitent l'usage d'antenne large bande [1-4]. De nombreuses antennes utilisent une large gamme de fréquence, parmi celle-ci les antennes log périodiques. Elles répondent à deux concepts l'un se définit par des antennes définies par des angles et l'autre se définit par des antennes à élément multiples dont la longueur et l'intervalle entre les éléments s'accroissent de façon régulière en progression géométrique. Ces antennes s'expriment par leur caractéristique indépendante de la fréquence à savoir par une large bande passante, une impédance constante sur toute la gamme de fréquence, un gain maximum et une bonne directivité.

L'analyse des antennes nécessite un nombre important de simulations électromagnétiques (EM). La caractérisation des antennes demande l'emploi de logiciels utilisant des méthodes numériques rigoureuses comme les équations intégrales résolues par la méthode des moments (MoM : Moment Method).

Dans ce chapitre, on présente les résultats de simulations de l'antenne seule et des réseaux d'antennes en architecture log-périodique. L'outil de simulation est celle de la méthode des moments de Momentum. Les résultats des coefficients de réflexions, rapport d'onde stationnaire, la phase réfléchie ainsi que les lieux d'impédance d'entrée seront présentés et discutés.

IV. 2. Caractéristiques de l'antenne

L'élément de base de l'antenne est une bande conductrice de forme rectangulaire, de dimensions $W \times L$ déposé sur un substrat diélectrique de constante diélectrique ϵ_r et d'épaisseur h renforcé par un plan de masse. Lors de la conception de nos antennes, le dimensionnement est la phase la plus importante. Les éléments rayonnants peuvent être alimentés par diverses techniques. Nous avons choisis d'alimenter l'élément rayonnant par une ligne microruban d'impédance d'entrée 50Ω dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant. La ligne quart d'onde permet d'obtenir une bonne adaptation d'impédance.

IV. 3. Résultats de simulation

Dans notre étude on a deux cas à traiter : les antennes à encoche seules et le réseau d'antennes en architecture log-périodique.

IV. 3.1. Antenne seule alimentée par ligne microruban

A fin de concevoir un réseau d'antennes imprimées il faut d'abord simuler une antenne seule, afin d'avoir une bonne adaptation de l'alimentation et la visualisation de leur bande passante et leur gain ou sa directivité. Pour cette raison on utilise un simulateur qui est basé sur la méthode des moments ADS et MOMENTUM.

IV. 3. 1. 1. Procédure de conception

En se basant sur les formules simplifiées qui ont été décrites dans la partie annexe nous décrivons une procédure qui mène aux conceptions pratiques des antennes imprimées rectangulaires.

La procédure admet comme informations la constante diélectrique du substrat (ϵ_r), la fréquence de résonance (f_0), et l'épaisseur du substrat h . la procédure est la suivante :

- 1) Indiquer ϵ_r , f_0 et h .
- 2) Déterminer W et L .

Pour simplifier les calculs, les formules sont programmées sous le logiciel **MATLAB**.

Le calcul permet de déterminer le point d'alimentation afin d'obtenir une bonne adaptation de l'antenne, il permet également de calculer les dimensions de l'élément rayonné pour une fréquence donnée.

La procédure est valable aussi bien pour une alimentation par sonde coaxiale que pour une alimentation par ligne microruban.

Pour assurer une meilleure adaptation nous calculons les dimensions de ce dernier en fonction de la fréquence du travail en utilisant les formules déterminées ci après.

IV. 3.1.2. Antenne fonctionnant à 0.8 GHz

Cette antenne est conçue pour fonctionner à la fréquence de 0.8 GHz. Une ligne microruban 50 Ω est employée pour alimenter l'antenne.

La figure IV. 1, représente le masque de l'antenne proposée avec ses dimensions.

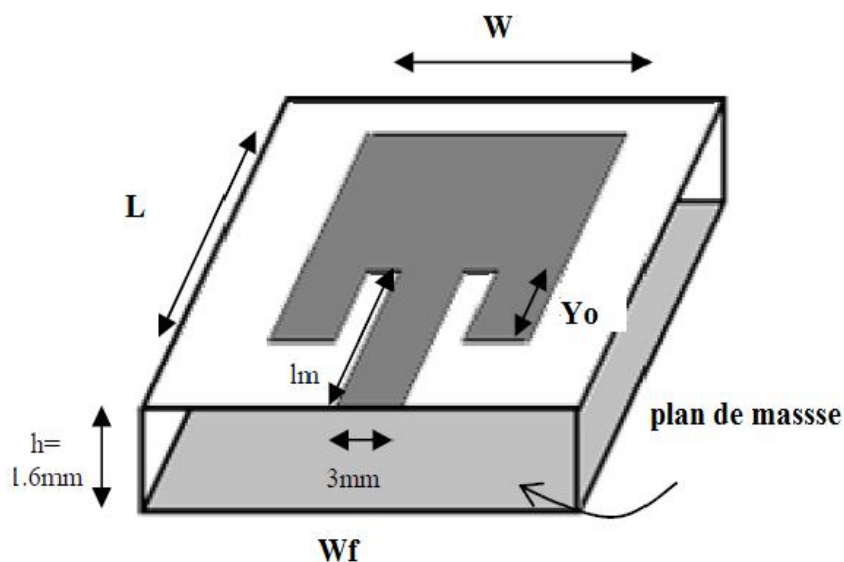


Figure IV. 1 : Masque de l'antenne fonctionnant à 0.8 GHz

Les caractéristique du premier élément de l'antenne log périodique est :

- Fréquence de résonance : $f_1=0.8$ GHz
- Epaisseur de la métallisation : $t=35$ um
- Substrat diélectrique :
 - ✓ Matériau : FR4
 - ✓ Constante diélectrique : $\epsilon_r = 4.7$
 - ✓ Constante de perte : $tg\delta = 0.0019$
 - ✓ Epaisseur : $h = 1.6mm$

On va maintenant calculer les dimensions de notre élément rayonnant :

Il faut d'abord commencer par le calcul de la largeur W qui est égale à :

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

Et ensuite la longueur L de l'élément qui est égale à

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}} \sqrt{u_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L$$

où
$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)} \frac{\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$$
 et
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{\frac{1}{2}}}$$

Et aussi la longueur de l'encoche y_0 est calculée a partir du calcul de la résistance d'entrée qui est

égale à $R_m(y) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y\right)$ après la détermination de G_1 , car G_2 est négligeable devant G_1

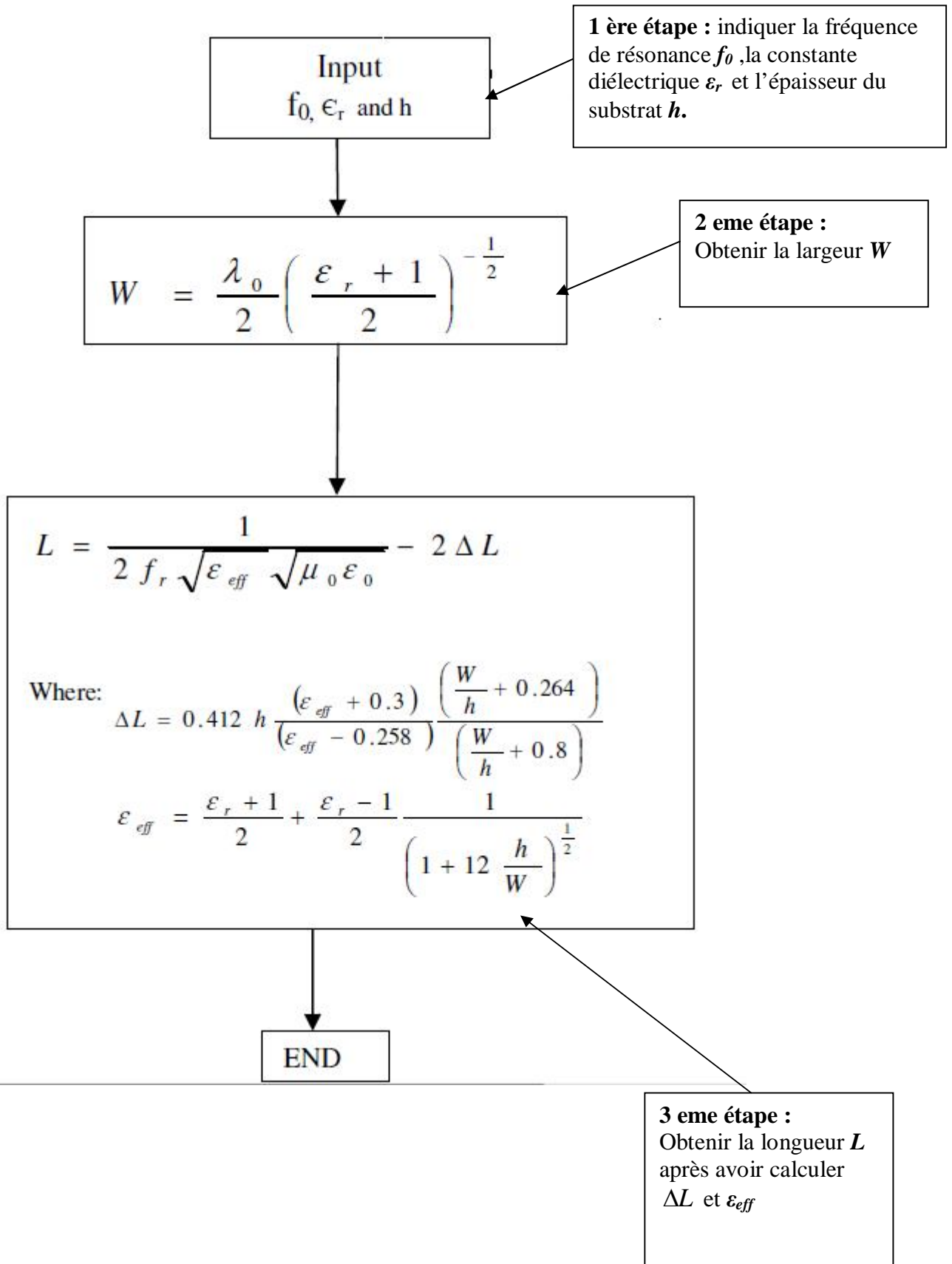
d'où
$$G_1 = \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 \quad \text{quand } W \gg \lambda_0$$

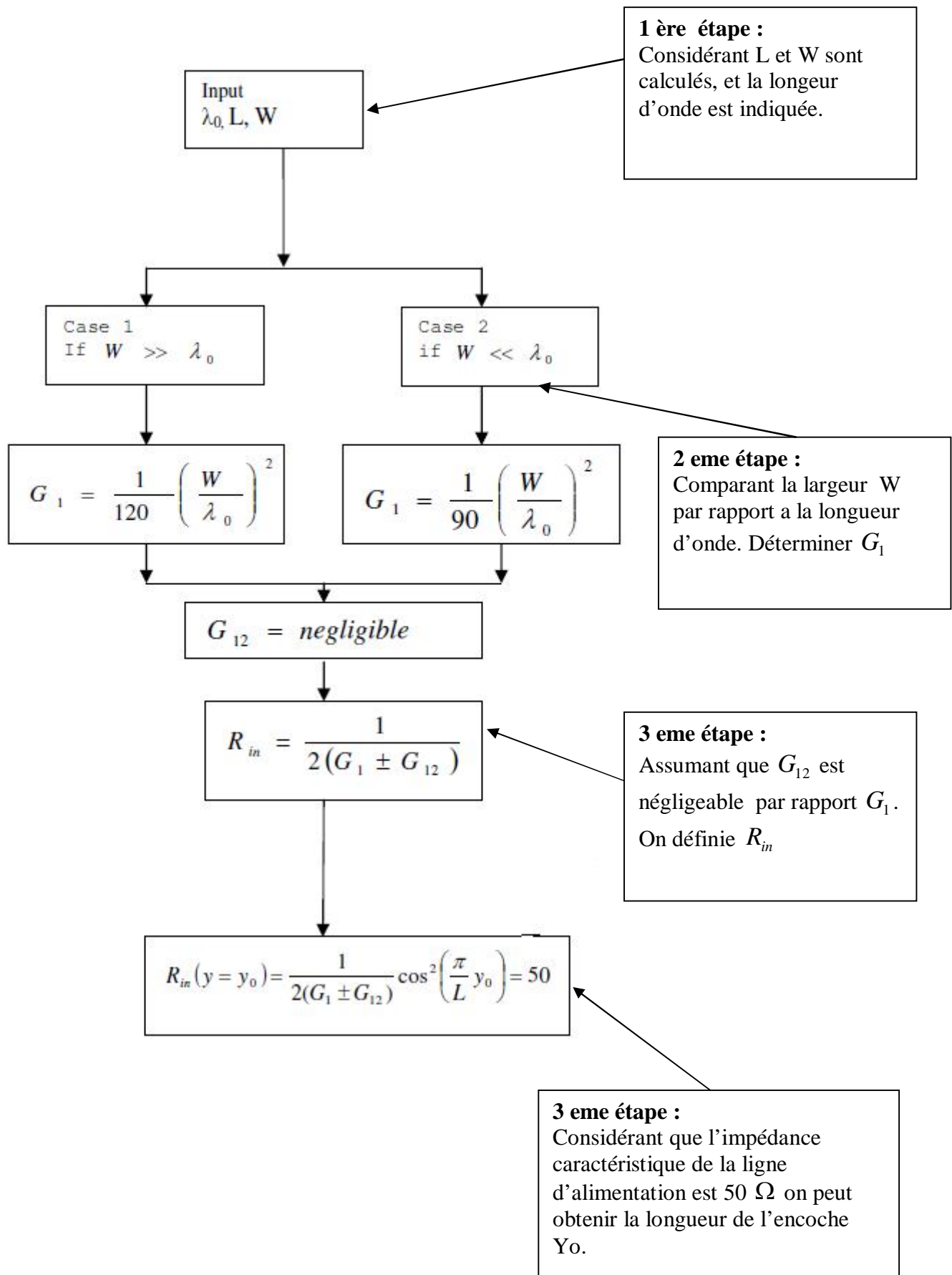
et

$$G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 \quad \text{quand } W \ll \lambda_0$$

Cette résistance est égale à 50Ω au point y_0 , c'est à dire

$$R_m(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) = 50\Omega$$





Sur le tableau IV.1, on reporte les dimensions de l'élément rayonnant en mm :

Largeur W	111.06
Longueur L	86.33
Yo	27.1
Im	40
Wf	3

Tableau IV. 1 : dimensions en mm de l'élément rayonnant

Sur la figure IV. 2, on présente le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

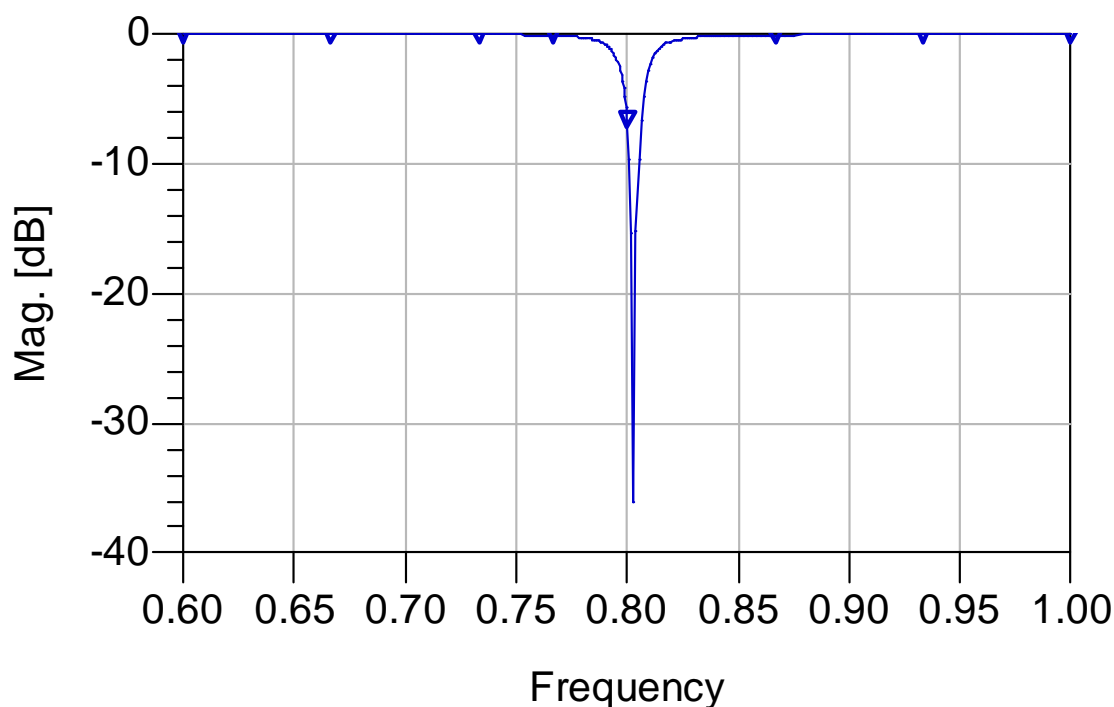


Figure IV. 2 : Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne

D'après la figure ci-dessus, une meilleure adaptation .La courbe obtenue par méthode des moments présente une atténuation où on enregistre un niveau de pic de l'ordre de -36.093 dB.

Sur la figure III. 3, on schématise la phase réfléchié à l'entrée du réseau d'antennes.

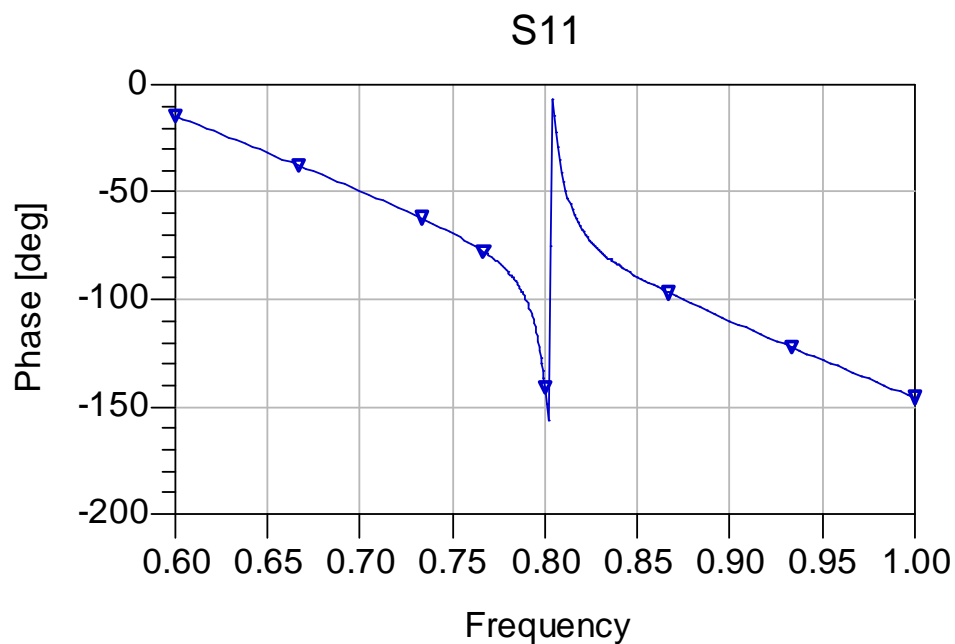


Figure IV. 3: R.O.S à l'entrée du réseau d'antennes

D'après cette figure nous remarquons une phase nulle à la fréquence de résonance. Dans la figure IV. 4, nous présentons les lieux d'impédance d'entrée.

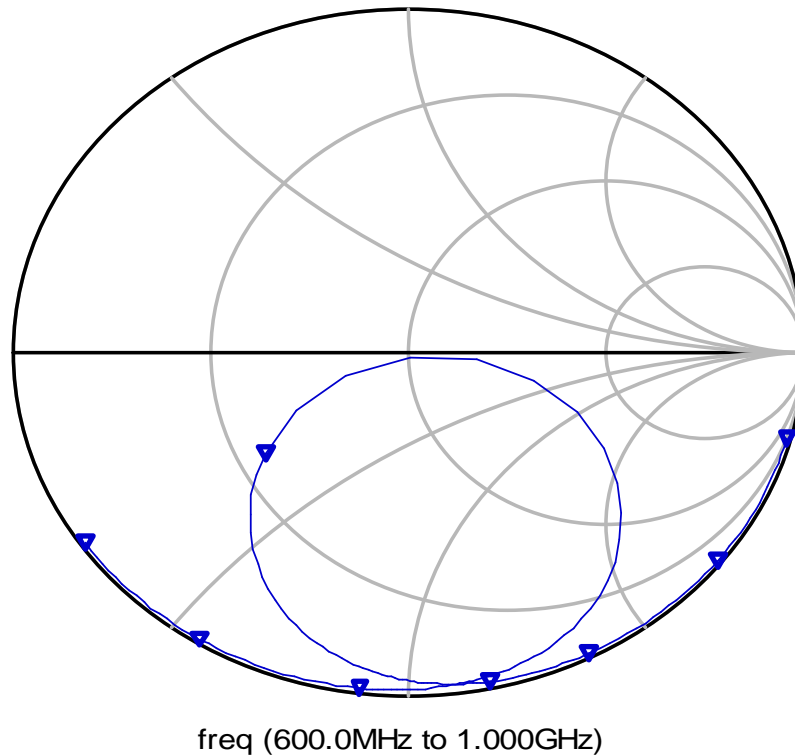


Figure IV. 4 : Lieux d'impédance d'entrée à l'entrée de l'antenne

Les lieux d'impédance d'entrée passent par l'axe des 50Ω ce qui justifie la bonne adaptation de l'antenne de base.

IV. 4. Détermination des éléments rayonnants

En se basant sur le principe des réseaux d'antennes log périodiques, on définit les fréquences des différents éléments constituant notre réseau d'antennes dans la bande de fréquence désirée. Ainsi la largeur W et la longueur réelle L des éléments rayonnants, sont reliés par un facteur τ défini par :

$$\tau = \frac{L_{n-1}}{L_n} = \frac{W_{n-1}}{W_n}$$

$$f_1, f_1 = \tau \cdot f_2, f_1 = \tau^2 f_3, f_1 = \tau^3 f_4 \quad \text{lorsque} \quad \tau < 1$$

$$\ln \frac{f_1}{f_2} = \ln \tau; \ln \frac{f_1}{f_3} = 2 \ln \tau$$

Sur le tableau IV.2, on reporte les dimensions de chaque élément rayonnant qui forme le réseau log périodique en mm

On choisit le facteur τ égal à 0.95.

	freq	W	L	Yo	<i>Im</i>
1 er	0.8	111.06	86.33	27.1	40
2 eme	0.842	105.507	82.013	25.745	38
3 eme	0.886	100.231	77.912	24.457	36.1
4 eme	0.933	95.22	74.017	23.234	34.295
5 eme	0.982	90.459	70.316	22.072	32.580
6 eme	1.033	85.936	66.800	20.969	30.951
7 eme	1.088	81.639	63.460	19.920	29.403
8 eme	1.145	77.557	60.287	18.924	27.933
9 eme	1.205	73.679	57.273	17.978	26.536
10 eme	1.269	69.995	54.409	17.079	25.209
11 eme	1.336	66.495	51.688	16.225	23949
12 eme	1.406	63.170	49.104	15.414	22.752
13 eme	1.480	60.012	46.649	14.643	21.614
14 eme	1.558	57.011	44.316	13.911	20.533
15 eme	1.640	54.161	42.100	13.215	19.506
16 eme	1.726	51.453	39.995	12.555	18.5316
17 eme	1.817	48.880	37.996	11.927	17.605
18 eme	1.913	46.436	36.096	11.331	16.724
19 eme	2.017	44.114	34.291	10.764	15.888

Tableau IV.1 dimension de 19 éléments rayonnants

On peut maintenant former notre réseau de 19 éléments d'une façon périodique.

IV. 5. Réseau d'antennes log périodiques à polarisation linéaire.

Ces réseaux sont conçus pour fonctionner dans la bande de fréquence désirée. Une alimentation en série est appliquée qui consiste à utiliser une ligne droite imprimée avec des branches à chaque élément rayonnant (figure IV. 6). Les caractéristiques des réseaux sont :

- les éléments rayonnants sont de forme rectangle de côté W et L , imprimés sous un substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 4.7$, de hauteur $h = 1.6 \text{ mm}$ et de tangente de perte $tg\delta = 0.0019$.
- Une alimentation par l'intermédiaire d'une ligne microruban de longueur l_m et de largeur W_f . d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$. Cette ligne, située sous le même plan repose sur une couche de substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 4.7$, d'hauteur $h=1.6 \text{ mm}$, et de tangente de perte $tg\delta = 0.0019$.

Pour le développement de ce travail, on simule les différentes bandes de fréquences de chaque élément rayonnant du réseau d'antennes log-périodiques.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion de différentes antennes sont présentés sur la figure ci-dessous.

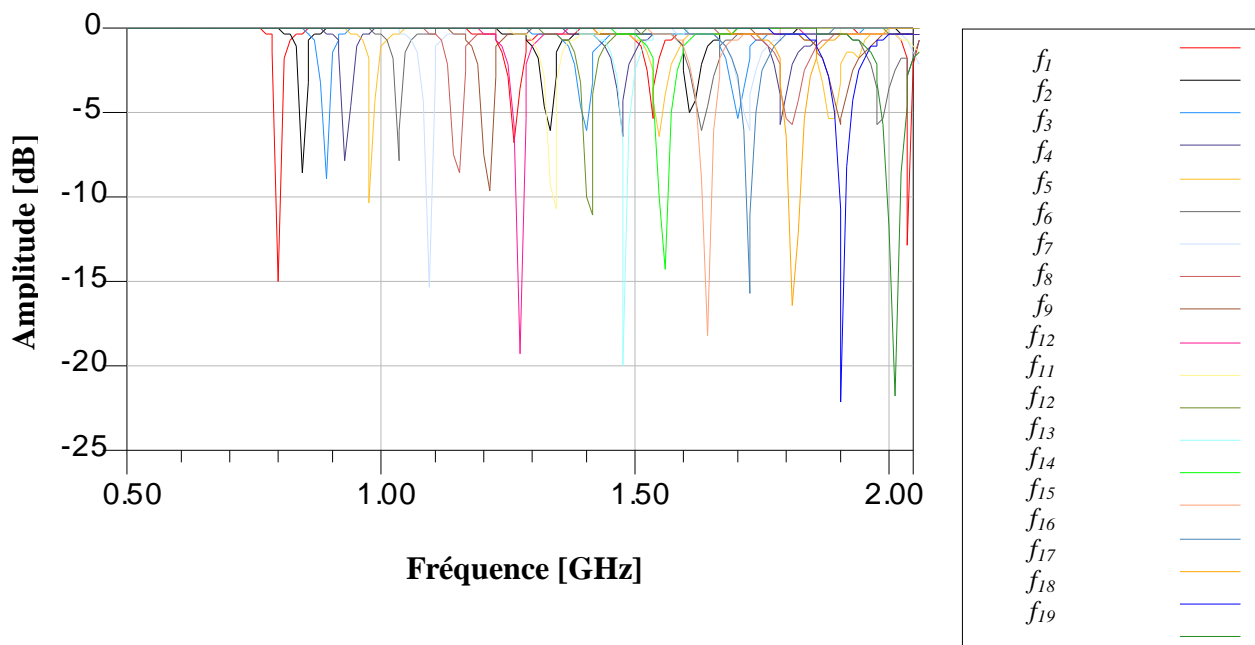


Figure IV. 5 : Coefficient de réflexion (S11) à l'entrée de chaque antenne

L'idée est d'avoir 19 éléments parallèles alimentés les uns aux autres par une alimentation série.

Cependant, il y a un chevauchement entre les 19 éléments (couplage inter-éléments) à cause de la distribution des courants, au niveau de la surface des éléments rayonnants, et pour pallier cet inconvénient majeur nous avons présenté une solution qui consiste à fixer une distance $d = \lambda_g/2$. Nous avons remarqué que c'était la distance optimale entre deux brins successifs pour avoir une excellente adaptation et atteindre une large bande passante.

Le masque du réseau des antennes ainsi adapté trouvé après optimisation est présenté par la figure IV. 6.

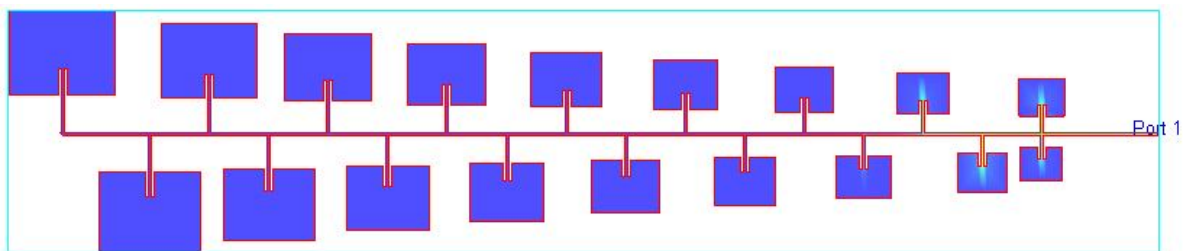


Figure IV. 6 : Masque du réseau à 19 éléments en architecture log-périodique

Le coefficient de réflexion à l'entrée de ce réseau est illustré sur la figure suivante :

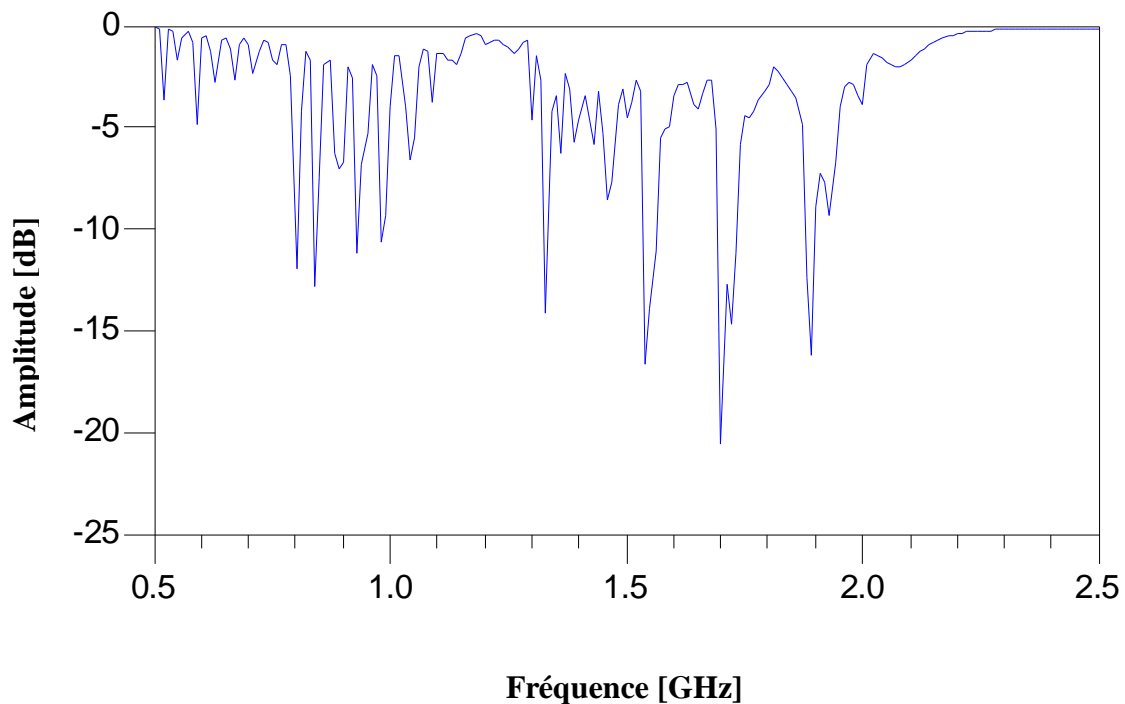


Figure IV.7 : Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau de 19

D'après la figure IV. 5, nous remarquons que les coefficients de réflexion présentent un très bon pic à la fréquence de résonance, D'ailleurs les niveaux enregistrés sont inférieurs à -10 dB pour les différents antennes.

D'après la figure IV.7, nous remarquons que les antennes ont leurs pics de résonance dans les bandes s'étalant de [900 MHz – 1GHz] et [1.2 GHz – 1.95 GHz] GHz. Le niveau de différentes fréquences de résonances dans ces bandes est inférieurs à -10 dB. Ceci montre très bien la bonne adaptation du réseau d'antennes.

Il faut rappeler que la bande passante est définie à partir du rapport d'onde stationnaires et correspond à la bande de fréquence pour la quelle l'antenne est adaptée à son système d'alimentation. On admet ici, comme adaptation correcte, un coefficient de réflexion en entrée inférieur à -9.54 dB ce qui correspond à un ROS inférieur à 2. De plus, la fréquence de résonance est définie comme étant la fréquence correspondant au minimum de ROS.

Sur la figure IV.8, on schématise le rapport d'onde stationnaire à l'entrée du réseau d'antennes ainsi optimisé.

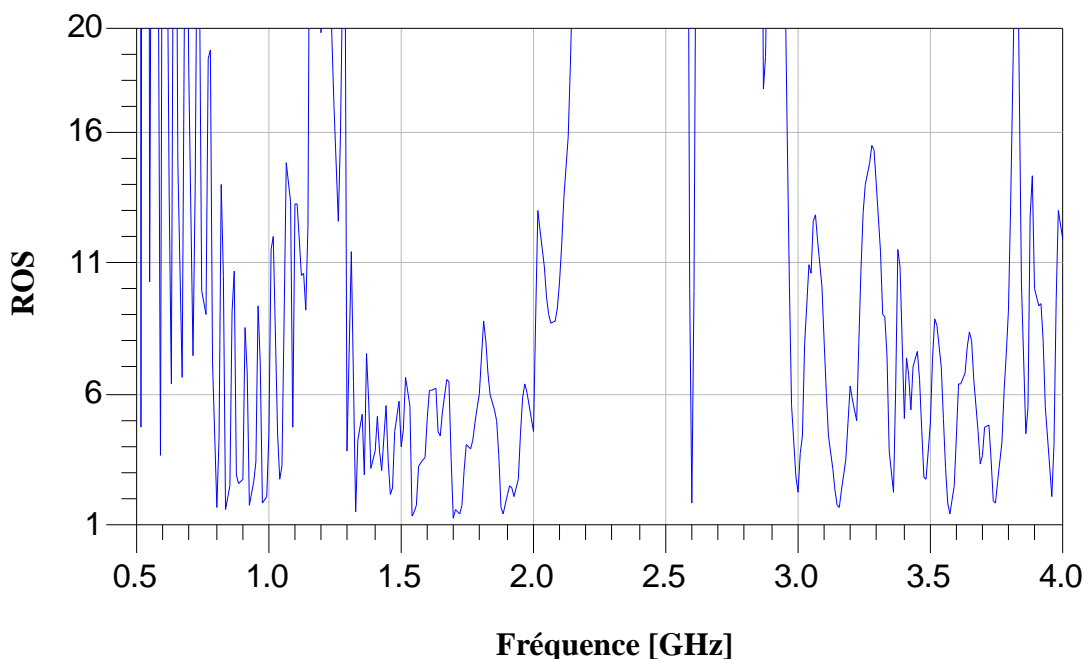


Figure IV. 8 : Rapport d'ondes stationnaires à l'entrée du réseau d'antennes

Tenant compte de résultats de la figure si dessus, on constate que le ROS est au voisinage de l'unité pour chaque fréquence de résonance. Ce qui implique l'adaptation idéale de l'antenne.

Les résultats de simulation concernant la phase réfléchiée sont présentés par la figure IV.9.

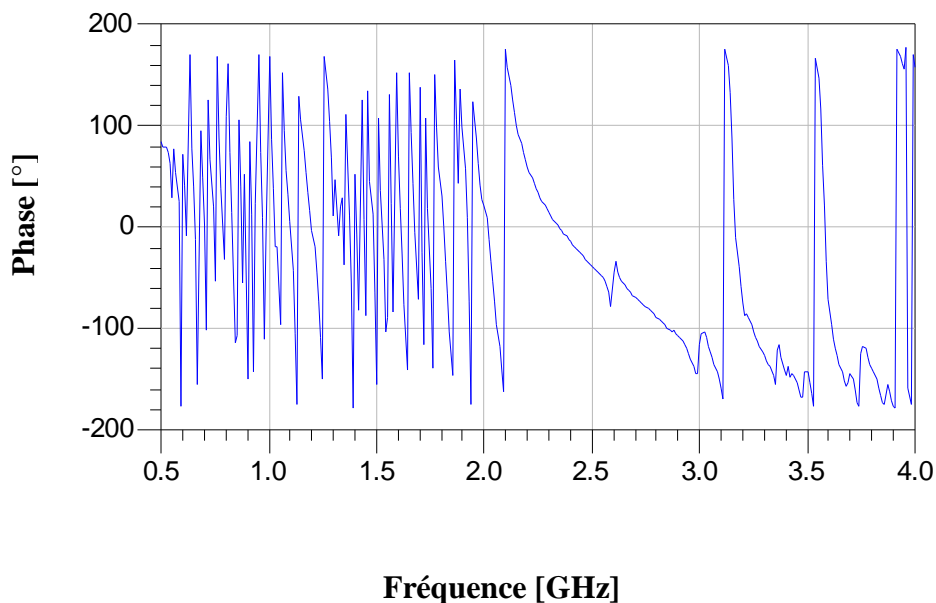


Figure IV. 9 : résultats de simulation de la phase du coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes.

Selon le résultat de la figure ci-dessus, on enregistre une phase nulle du coefficient de réflexion pour chaque fréquence de résonance d'élément d'antenne, ce qui justifie son adaptation.

IV. 6. Conclusion

Ce chapitre a présenté des réseaux d'antennes log périodiques à polarisation linéaires à élément rayonnant de type encoche. L'arrangement proposé des antennes imprimées a montré l'efficacité de cette technique pour l'obtention d'un caractère multi-bandes. La multiplication des éléments rayonnants servira à augmenter le gain de l'antenne développée.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'idée de concevoir une antenne dont la fréquence de travail couvre la bande de fréquence GSM afin de pouvoir réceptionner l'énergie électromagnétique ambiante diffusée par les antennes radiomobile.

Nous avons choisit pour cela une antenne imprimée très particulièrement à la conception des réseaux d'antennes imprimées log périodiques dont l'élément rayonnant est de type rectangle alimenté par une ligne microruban, une étude théorique de la structure de base d'une antenne microruban a été réalisée.

L'accent a été mis sur les différentes techniques pour alimenter ces antennes, dans cette optique un programme informatique a été élaboré, le résultat donne le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Le logiciel ADS s'appuyant sur la méthode des moments a été utilisé. Après avoir exposé le concept des antennes log périodique, nous avons mené une étude afin d'estimer l'influence des différents paramètres, sur son adaptation les résultats obtenus ont montré l'efficacité de cette technique dans la couverture de la bande radiofréquence RF désirée.

En perspective d'autres formes d'antennes pourraient être étudié en particulier l'antenne spirale et l'antenne Vivaldi.

Annexes

Méthode des moments

La méthode des moments est utilisée en connexion avec la méthode de la réaction de Richmond pour déterminer les courants de surface inconnus (J_s , M_s) sur la surface formée du pavé, du plan de masse et des murs magnétiques. On écrit d'abord l'équation intégrale de la réaction [18]:

$$\iint_S (J_s \cdot E_T - M_s \cdot H_T) ds + \int_V (J_i \cdot E_T - M_i \cdot H_T) dv = 0 \quad (\text{A.1})$$

Où (E_T , H_T) sont les champs d'une source électrique test placée dans la région intérieure et l'intégrale du volume se fait sur le volume de la source. Pour des conducteurs parfaits, $M_s=0$.

L'équation intégrale est résolue en appliquant la méthode des moments, par exemple la méthode de GALERKIN. Ainsi, le courant inconnu J_s est exprimé dans une base de N fonction J_n et l'équation intégrale est appliquée à N sources électriques tests placées à l'intérieur de la surface limite de l'antenne imprimée. Ce procédé réduit l'équation intégrale en un système de N équations linéaires, avec des coefficients donnés par une matrice d'impédance Z_{mn} .

L'effet d'un substrat est pris en compte en utilisant le théorème d'équivalence de volume $J_v = j\omega(\epsilon - \epsilon_0)E$, où E est le champ électrique dans le substrat. La matrice Z_{mn} est alors modifiée en ajoutant la matrice d'incrément ΔZ_{mn} .

Aussi l'application de la méthode des moments aux antennes imprimées apparaît simple, mais il y a plusieurs précautions à prendre. Le courant de surface J_s ainsi trouvé est celui de la face intérieure du pavé et de son plan de masse associé, ce n'est pas le courant de surface sur la face extérieure du pavé. Cependant en considérant que le pavé est d'épaisseur négligeable, le résultat peut être utilisé directement pour trouver le champ extérieur.

Il est possible de considérer une structure localement constituée de matériaux imparfaitement conducteurs. La densité de courant magnétique correspondante est prise en compte par le biais d'un terme d'impédance de surface.

Equation intégrale :

$$\begin{aligned} E &= -\nabla\phi - j\omega A - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times F \\ H &= -\nabla\psi - j\omega F - \frac{1}{\epsilon} \nabla \times A \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Où A et F sont les potentiels vecteurs électrique et magnétique et Φ et ψ sont les potentiels scalaires électrique et magnétique.

Avec les équations de continuité, les potentiels se calculent par :

$$\begin{aligned}
 A(r) &= \frac{\mu}{4\pi} \int_s J(r') G(r, r') ds' \\
 F(r) &= \frac{\varepsilon}{4\pi} \int_s M(r') G(r, r') ds' \\
 \phi(r) &= \frac{1}{4\pi\varepsilon} \int_s \sigma^e(r') G(r, r') ds' \\
 \psi(r) &= \frac{1}{4\pi\mu} \int_s \sigma^m(r') G(r, r') ds'
 \end{aligned} \tag{A.3}$$

Où :

J et M sont les densités de courants électriques et magnétiques

σ^e et σ^m sont les densités de charges électriques et magnétiques

- pour une structure diélectrique, les deux équations doivent être résolues simultanément,
- pour une structure parfaitement conductrice, il n'y a pas de courants magnétiques $M_s=0$,
- pour une structure imparfaitement conductrice, le problème peut être résolu en introduisant une impédance de surface qui traduit l'existence des courants magnétiques.

En tout point de la structure, on a :

$$\left(E(r) + E^{inc}(r) \right)_{\tan} = 0 \tag{A.4}$$

Soit

$$E_{\tan}^{inc}(r) = \nabla\phi + j\omega A + \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times F \tag{A.5}$$

L'intégrale du potentiel vecteur magnétique :

$$\frac{1}{\varepsilon} \nabla \times F(r) = \frac{1}{2} n \times M + \frac{1}{4\pi} \int \nabla G \times M ds \tag{A.6}$$

Le terme constant traduit la discontinuité du champ E à la surface du conducteur. Le calcul du second terme se fait par :

$$\begin{aligned}
 \nabla \times (MG) &= \nabla G \times M \\
 \text{et } M &= E \times n
 \end{aligned} \tag{A.7}$$

La valeur du terme constant est donc :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} E &= \frac{1}{2} Z_s J \\ \Rightarrow \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times F(r) &= \frac{1}{2} Z_s J + \frac{Z_s}{4\pi} \int (n' \times J) \times \nabla G ds' \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

La méthode de résolution de l'équation obtenue est la méthode des moments en utilisant des fonctions de base identiques aux fonctions tests (méthode de GALERKIN).

$$\text{On définit le produit scalaire : } |f, g| = \int f \cdot g ds' \quad (\text{A.9})$$

Appliqué à l'équation du champ électrique pour la fonction de base f_m, g désigne chacun des termes du champ électrique. Les intégrales sont calculées aux points milieux des triangles de la surface et des dipôles sur les antennes. On a un système linéaire : $Z.I = V$

Le terme général de la matrice a pour valeur :

$$Z_{mn} = l \left[\frac{j\omega}{2} (\bar{A}_{mn}^{c+} \cdot \bar{\rho}_m^{c+} + \bar{A}_{mn}^{c-} \cdot \bar{\rho}_m^{c-}) - \phi_{mn}^{c+} + \phi_{mn}^{c-} + \nabla \times \frac{\bar{F}_{mn}^{c+}}{\varepsilon} \cdot \frac{\bar{\rho}_m^{c-}}{2} \right] + \frac{Z_s}{2} \langle \bar{f}_m, \bar{f}_n \rangle \quad (\text{A.10})$$

Où $c+$ et $c-$ désigne les centres des triangles $T+$ et $T-$ et l_m est la longueur de l'arête considérée.

$$Z_{mn} = \Delta \left[\frac{j\omega}{2} (\bar{A}_{mn}^{c+} \cdot \bar{\rho}_m^{c+} + \bar{A}_{mn}^{c-} \cdot \bar{\rho}_m^{c-}) - \phi_{mn}^{c+} + \phi_{mn}^{c-} \right] \quad (\text{A.11})$$

Où $c+$ et $c-$ désigne le milieu de la demi-fonction croissante et décroissante associée au dipôle et Δ sa longueur.

Le second membre de l'équation est égal :

$$V_m = \frac{l_m}{2} \left[\bar{E}_{mn}^{c+} \cdot \bar{\rho}_m^{c+} + \bar{E}_{mn}^{c-} \cdot \bar{\rho}_m^{c-} \right] \quad (\text{A.12})$$

Les potentiels vecteurs électrique et magnétique sont calculés par :

$$\bar{A}_m = \frac{\mu}{4\pi} \int_s \bar{f}_n(r') G(r, r') ds' \quad (\text{A.13})$$

$$\nabla \times \frac{\bar{F}_m}{\varepsilon} = \frac{Z_s}{4\pi} \int_s (n' \times f_n(r')) \times \nabla G(r, r') ds' \quad (\text{A.14})$$

$$\phi_m = \frac{-1}{4\pi j\omega\varepsilon} \int_s \nabla \cdot \bar{f}_n(r') G(r, r') ds' \quad (\text{A.15})$$

On donne ci-dessous l'organigramme récapitulatif :

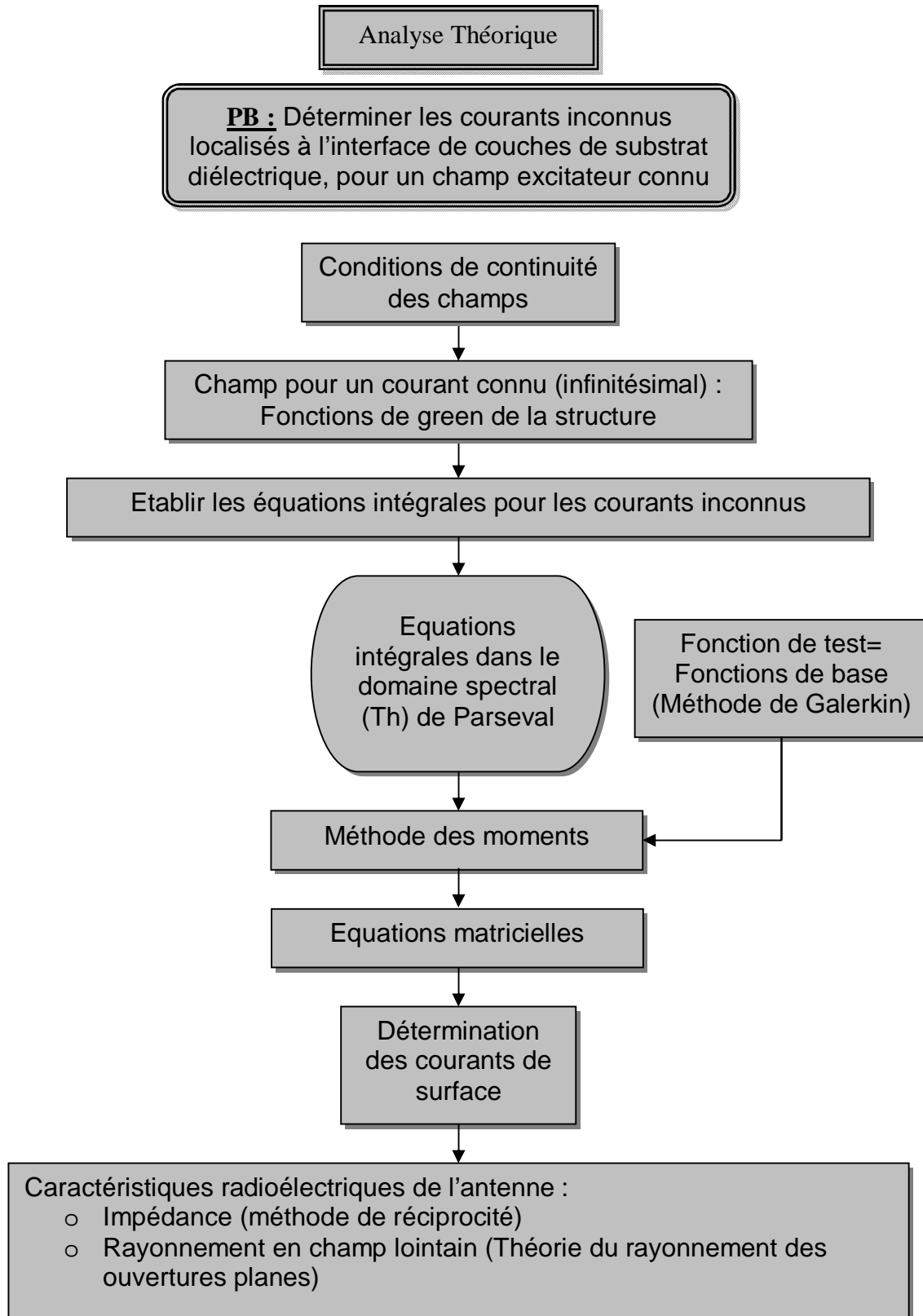


Figure A. 1 : Organigramme de la méthode des moments

Modélisation de l'antenne (logiciel ADS Momentum)

Durant ces dernières années, le développement de techniques rigoureuses permettant de résoudre les équations de Maxwell a introduit et imposé des outils informatiques électromagnétiques. Ces outils sont de plus en plus utilisés dans l'analyse et la conception de dispositifs hyperfréquences utilisés dans les applications micro-ondes et de communications sans fil.

Notre projet est basé sur une série de simulations de structures rayonnantes à diverses fréquences à l'aide d'un simulateur électromagnétique de Hewlett Packard qui s'appelle ADS Momentum.

La technique de simulation qui est utilisée pour calculer les champs électromagnétiques dans les trois dimensions à l'intérieur d'une structure est basée sur la méthode des moments appliquée aux équations intégrales utilisant les fonctions de Green. Bien que la connaissance de l'implémentation de cette méthode ne soit pas nécessaire à l'utilisateur de Momentum, il a été utile d'avoir une vue globale sur la question.

Afin de pouvoir modéliser le fonctionnement de la source élémentaire, nous avons procédé par la méthode suivante pour représenter de façon informatique notre antenne à l'aide de l'outil Momentum :

- Création du substrat diélectrique : définir les différentes couches de substrats diélectriques et de métallisation.
- Création du dessin des différentes couches actives : représenter la zone de métallisation de la ligne d'alimentation, l'élément rayonnant et l'élément parasite.
- Maillage de la structure : fixer le degré de précision des calculs, ce qui influera sur la durée de la simulation. Afin de bien modéliser les effets de bord, on affine le maillage sur les bords.
- Simulations :
 - Définir les fréquences extrêmes de la simulation.
 - Présentation des résultats.
 - Visualiser les principaux paramètres (, diagramme de rayonnement, polarisation et gain).

Références bibliographiques

- [1] D. Bidou, «Contribution à l'étude des antennes for gain. Application dans le domaine millimétrique », Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2003.
- [2] K. Boufeldja, «Synthèse d'antennes microrubans en réseaux non périodiques par modélisation des circuits d'alimentation », Thèse de magister «signaux et système » université Abou-bakr Belkaid-Tlemcen, juillet 1998.
- [3] J.R. James, P.S. Hall, «Handbook of Microstrip antennas», IEEE Electromagnetic waves series 28.
- [4] S.M. Meriah, «synthèse d'antennes microruban en réseaux plans ou réflecteurs par loi binaire d'alimentation», Thèse de Doctorat d'état, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, juin 2005.
- [5] L. Merad,, «Modélisation et optimisation de réseaux d'antennes imprimées par les réseaux de neurones et les methodes stochastiques», Thèse de Doctorat d'état, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, juin 2005.
- [6] J.M. Ribero, «Antenne imprimées multifréquences étudiées à l'aide de modèles équivalents», Thèse de Doctorat, Université de Nice Sophia Antipolis, octobre 1996.
- [7] D. Aissaoui, «Analyse à l'aide de modèles équivalents d'antennes imprimées alimentées par ligne adaptées », Thèse de magister «signaux et systèmes » université Abou-bakr Belkaid-Tlemcen, juillet 2007.
- [8] D. M. Pozar, '*Microstrip Antennas*', Proc. IEEE, vol. 80, 1992, pp 79 -91.
- [9] P.F. Combes, «Micro-ondes tome 2 : circuit passifs, propagation, antennes», Dunod – 1997.
- [10] M. Abri, «Conception et réalisation de structures d'antennes imprimées multi-bandes », Thèse de Doctorat d'état, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, juin 2008.
- [11] S. M. Moulai Khathir, «Contribution à l'analyse des structures rayonnantes de formes particulières », Thèse de magister «signaux et systèmes » université Abou-bakr Belkaid-Tlemcen, Mars 2006.
- [12] D. M. Pozar, "Mcrostrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line "., Elect Letters, vol. 21, pp. 49--50, Jan. 1985.

- [13] D. H. Schaubert., Pozar. D. M and Adrian. A., "Effects of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity : Comparison of Theories with Experiment", IEEE- trans. AP, vol 37, n° : 6, june 1989, p.677-782.
- [14] M. Bousahla, «Conception et analyse de structures conformées pour réseaux d'antenne imprimées », Thèse de magister «signaux et systèmes » université Abou-bakr Belkaid-Tlemcen, Juillet 1999.
- [15] Q. J. Howell, "Microstrip Antennas". IEEE Transaction on Antennas and propagation, vol. AP-23, pp. 90, Janvier 75.
- [16] J. Huang, "A Technique for an Array to Generate Circular Polarisation with Linearly Polarized Elements". IEEE Transaction on Antennas and propagation, vol. AP-34 , pp. 1113-1116, septembre, 1986.
- [17] Q. J. Howell, "A Ka Band Circularly Polarized Hight-Gain Microstrip Array". IEEE Transaction on Antennas and propagation International Symposium, June, 1994.
- [18] Wu. I Doris. and J. Huang., "CAD and Optimisation of Circularly Polarized Microstrip Array". IEEE Transaction on Antennas and propagation International Symposium, Mars, pp. 1840-1843, 1994.
- [19] Wong. K. L and K. B. Hsieh, "Dual-frequency Circular Microstrip Antenna with a Pair of Arc-shaped Slots," Microwave Opt. Technol. Lett. 19, 410--412, Dec. 20, 1998.
- [20] Hsieh. K. B. and Wong. K. L., "Inset-Microstrip-line-fed Dual-Frequency Circular Microstrip Antenna and its Application to a Two-element Dual-frequency Microstrip Array," IEE Proc. Microw. AP. 147, 359--361, Oct. 1999.
- [21] Fang. S. T and Wong. K. L., "A Dual-frequency Equilateral-triangular Microstrip Antenna with a Pair of Narrow Slots," Microwave Opt. Technol. Lett. 23, 82--84, Oct. 20, 1999.
- [22] J.H. Lu, C.L. Tang, K.L. Wong, "Novel Dual-Frequency and Broad-Band Designs of Slots-Loaded Equilateral Triangular Microstrip Antennas", IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 48, n°7, July 2000, pp. 1048-1054.
- [23] Hong-Son CHU Couplage, " Algorithmes Génétiques etTLM pour la conception des antennes" l'UNIVERSITE de Nice-Sophia Antipolis, 02 juin 2004.
- [24] M. ABRI, «Analyse et synthèse des réseaux d'antennes imprimées multibandes a l'aide des modèles équivalents », Thèse du Doctorat, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2008

- [25] R.E.Munson, "Conformal microstrip antennas and phased array", IEEE Trans on Ant and Prop, vol.22 n1,pp. 74-78, 1974.
- [26] A.G. Derneryd, " linearity polarized microstrip antennas", IEEE Trans on Ant and Prop, vol.24 n5,pp. 846-851,July 1976.
- [27] J.R. James P.S. Hall et C. Wood, "Microstrip antenna : theory and design", Peter Peregrinus, Stevenage, UK, 1981
- [28] A.G. Derneryd, "A Theoretical investigation of the rectangular microstrip element", IEEE Trans on Ant and Prop, vol .26, n4, pp.532_535, 1978.
- [29] P.F. Combes, "Micro-ondes : circuits passifs, propagation, antenne",Dunod, 1997.
- [30] K.R.Carver et J.W. Mink, " microstrip antenna technology", IEEE Trans on Ant and Prop, vol_29, pp. 2-24,Jan 1981
- [31] Y.T.Lo, D.Solomon et W.F.Richards, "theory and experiment on microstrip antennas", IEEE Trans on Ant and Prop, vol_27, n 2, pp. 137-145,Jan 1979
- [32] W.F .Richards, Y. T. Lo et D. D. Harrison, "an improved theory for microstrip antennas and application", IEEE Trans on Ant and Prop, vol_29,pp. 38-46,Jan 1981
- [33] M. Diblang ," Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.
- [34] A. Hafiane, "Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique," Université de Marne la Vallee Thèse de doctorat 10 mars 2003.
- [35] E. H. Newman, and P.Tylyathan, "**Analysis of microstrip antennas using moment methods**", IEEE Transaction on Antennas and Propagations, Vol. AP-29, N°. 1, pp. 47-53, January 1989.
- [36] P. R. Haddad and D. M. Pozar "**Anomalous mutual coupling between microstrip antennas**", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. 42, N°. 11, pp.1545-1549, November 1994.
- [37] A Belarbi, 'Les antennes indépendantes de la fréquence', Examen en Electronique centre régionale de Marseille, 2003.

- [38] V. Rumsey, 'Frequency independent antennas,' IRE International Convention Record, vol. 5, pp. 114-118, mar. 1957.
- [39] J. Dyson, 'The equiangular spiral antenna,' IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 7, pp. 181-187, apr. 1959.
- [40] H. Booker, 'Slot aerials and their relation to complementary wire aerials,' IEEE, vol. 93, no. 4, 1946.
- [41] V. b. Romodin, V. I. Oznobikhin and V. V. Kopylov, 'Log Periodic Microstrip Array', IEEE-Russia conference, MIA-ME '99m 1999.
- [42] H. K. Smith and P. E. Mayes, 'Log Periodic Array of Dual-Feed Microstrip Patch Antennas', IEEE Transaction on antenna and propagation, Vol. 39, N°: 12, Dec 1991.
- [43] R. Kakkar and G. Kumar, ' Stagger Tuned Microstrip Log Periodic Antenna', IEEE conference, 1996.
- [44] R. Kakkar and G. Kumar, "Staggered Tuned Microstrip Log-Periodic Antenna," IEEE AP-S Int. Symp. Digest, June 1996, pp. 1262-1265.
- [45] V. R. Gupta, S. K. Sahoo and N. Gupta , "Design of Microstrip Patch Array for Wide band Communication", Department of Electronics and communication Engineering, Birla Institute of Technology, Mesra, Ranchi (Jharkhand) 835 215 INDIA
- [46] J. R. James and P. S. Hall (eds), *Handbook of Microstrip antennas* , Peter Peregrins, London, UK, 1989.
- [47] C. Luguët, ' Modélisation par Eléments Finis de Surface du Rayonnement d'Antennes Imprimées Multicouches-Multiéléments', Thèse de doctorat université de Nice Sophia Antipolis, 2003.