

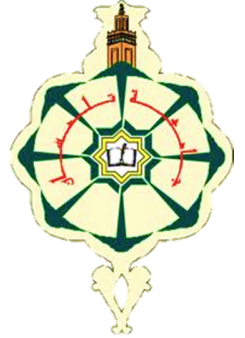
Université Abou Bekr Belkaid
Tlemcen Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد

تلمسان الجزائر

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



THESE

Présentée

**A L'UNIVERSITE DE TLEMCCEN
FACULTE DE TECHNOLOGIE**

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT

Spécialité : " Télécommunications"

Par

Mohammed MESSAOUDENE

**MODÉLISATION PAR MODÈLE EQUIVALENT AMELIORE
DES ANTENNES PERIODIQUES ET LOG-PERIODIQUES À BASE
D'ELEMENTS RAYONNANTS A ENCOCHE : APPLICATIONS
AUX TELECOMMUNICATIONS SANS FIL**

Soutenue le 05 Mai 2016 devant le Jury :

BENADDA Belkacem	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Président
MERAD Lotfi	Maitre de conférences (A) à EPST de Tlemcen	Examineur
LASRI Boumedienne	Professeur à l'université de Saida	Examineur
ABRI Mehadji	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Directeur de thèse

*D*édicaces

Au nom de Dieu, le clément, le très miséricordieux,

Je dédie ce travail

*À mes chers **parents** pour leurs soutiens*

À mes chers frères

*A la mémoire de mes **deux grands-pères et grand maire***

Et mes oncles

À toutes mes tantes

À tous mes cousins et cousines

À toute ma famille,

À tous mes amis,

Mohammed... 

Remerciements

A l'ensemble de mon jury de thèse, à mes maîtres, qui sont pour moi des exemples et des références en rigueur scientifique de la recherche qualitative.

Cette thèse a été effectuée au sein du laboratoire de télécommunication de Tlemcen sous la direction de Monsieur **ABRI Mehadj** Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen. Je veux lui exprimer ma profonde reconnaissance d'avoir accepté d'orienter ces travaux de recherche, vous avez toujours été disponible pendant la période de préparation de cette thèse ainsi qu'à vos aides précieuses. La pertinence de vos remarques et la justesse de vos corrections, sont pour moi un exemple de rigueur et je vous en remercie. Je m'engage, à mon tour, à transmettre l'esprit de compagnonnage que vous m'avez inculqué. Votre souci du détail m'a incitée à approfondir ma réflexion. Merci, vous êtes un directeur formidable.

Je remercie Monsieur **BENADDA Belkacem** maitre de conférences (A) à l'université du Tlemcen de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir présider le jury de cette thèse. C'est avec un immense plaisir qu'il sera parmi le jury de ma thèse. Sa grande expérience et sa richesse connue dans le domaine de la télécommunication de façon générale vont m'aider à me donner des remarques précieuses et très enrichissantes. Vos qualités professionnelles et votre rigueur sont pour moi des exemples à suivre.

Je remercie également Monsieur **LASRI Boumediene** professeur à l'université de Saida et je suis extrêmement reconnaissant d'avoir accepté de participer au jury de soutenance de ma thèse et d'assurer la tâche d'examineur et d'avoir consacré une partie de son temps précieux à l'examen de ce travail.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur **MERAD Lotfi** Maitre de conférences (A) à l'Université Tlemcen, d'avoir accepté de rapporter cette thèse et pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux de recherche, le temps qu'il a consacré à la lecture de mon manuscrit et ses précieuses remarques. Je le remercie encore une fois pour ses qualités humaines et scientifiques.

Je tiens également très chaleureusement à exprimer ma profonde reconnaissance à Madame **ABRI Née BADAOUI Hadjira** Maitre de Conférence (A) à l'université de Tlemcen pour ses remarques précieuses dans le domaine des antennes sans fil, ses aides constructives

dans la correction de différentes publications et articles et pour la qualité de ses avis et critiques considérés toujours comme un complément positif.

Enfin je ne voudrais pas oublier de remercier toutes les personnes qui m'ont aidé de loin ou de près à réaliser ce travail.

Résumé

Ces dernières années nous ont montré un intérêt tout particulier des utilisateurs pour des notions comme la facilité d'accès, un débit élevé, le support multimédias et la mobilité. Pour répondre à ces attentes, les techniques de transmission radio ont été considérablement développées pour connecter divers utilisateurs professionnels et particuliers. Ainsi, les systèmes de transmission en espace libre utilisant des antennes présentent de nombreux avantages. Les antennes sont utilisées en réseau GSM, télé localisation radar ainsi que pour nos besoins de la vie courante, elles se présentent sous différentes formes selon le but d'utilisation. Les technologies modernes s'orientent vers la miniaturisation de ces antennes tout en essayant de garder les meilleures performances. L'antenne imprimée est conçue pour satisfaire ces besoins. L'intérêt des systèmes large bande se confirme jour après jour. En effet la multiplication des standards des futurs terminaux de télécommunication, l'exploitation des signaux hyperfréquence dans le domaine médical, ...etc. nécessite l'usage d'antenne à large bande. De nombreuses antennes utilisent une large gamme de fréquences, parmi celles-ci les antennes log-périodiques. 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 demande l'emploi des logiciels utilisant des méthodes numériques rigoureuses comme les équations intégrales résolues par la méthode des moments. De telles simulations EM coûtent très cher en temps CPU et qui augmente dramatiquement avec le nombre d'inconnus issus de la discrétisation de la structure étudiée. Depuis quelques années, des modèles ou des algorithmes rapides appliqués en électromagnétique font l'objet de plusieurs travaux de recherche. L'avantage du modèle équivalent utilisé est la simplicité d'implémentation et la facilité d'optimisation du réseau sans aucune difficulté.

L'objectif de cette thèse est de concevoir des réseaux d'antennes imprimées périodique et log périodiques à base d'éléments rayonnants à encoche par un modèle équivalent amélioré pour les applications aux télécommunications large bande et d'apporter une ou plusieurs originalités. Afin de valider les résultats obtenus, ces derniers seront confrontés avec ceux obtenus par la méthode des moments.

Mots clés :

Antennes Log périodiques, Modèle équivalent amélioré, éléments rayonnants à encoche, Télécommunications Large Bande, Optimisation, Méthode des moments.

.Abstract

Over the last few years, we have seen a particular interest of users to concepts such as access facility, high throughput, multimedia support and mobility. To meet these expectations, radio transmission techniques are considerably developed to connect various professional and home users. Thus, the free-space transmission systems, that use antennas, have many advantages. Antennas are used in GSM network, radar- and tele- location for our needs. They are represented in different shapes depending on the usage purpose daily. Modern technologies are aimed at miniaturization of these antennas while trying to keep the best performance. The printed antenna is designed to meet these needs. The advantage of broadband systems is confirmed day after day. Standards multiplication of future telecommunication terminals, exploitation of microwave signals in the medical field etc. require the use of the broadband antenna. Many antennas use a wide frequency range, among them are log-periodic antennas. These antennas are notable for their frequency characteristic namely by a broad bandwidth, a constant impedance across the entire frequency range, the maximum gain and a good directivity.

Furthermore, the antennas analysis requires the utilisation of a software using rigorous numerical methods as integral equations solved by the Moments method. Such EM simulations are very expensive in CPU time, which dramatically increases with the number of unknowns from discretizing the studied structure.

In recent years, models or fast algorithms applied in electromagnetics have become the subject of several research works. The advantage of using the equivalent model is the implementation simplicity and the ease of optimizing the network. The objective of this thesis is to design a printed log-periodic antenna network based on notched radiant elements using an improved equivalent model for the applications in Broadband Telecommunications and to provide one or more novelties. To validate the results, they will be compared with the ones obtained by the Moments method.

Key words:

Log periodic antennas, improved equivalent model, inset-fed radiators; wide band Telecommunications, Optimization, and Method of moments.

ملخص

في السنوات الأخيرة أظهرنا اهتماما خاصا للمستخدمين لمفاهيم جديدة مثل سهولة التواصل، إنتاجية عالية، ودعم الوسائط المتعددة المتنقلة. لتلبية هذه التوقعات، تم تطوير تقنيات البث الإذاعي شكل كبير في شركات المنازل لمختلف المستخدمين. وهكذا، فإن نظم الاتصالات في الفضاء استخدام هوائيات لها العديد من المزايا: تستخدم الهوائيات في شبكة النقل، الرادار والتلفزيون لتلبية احتياجاتنا من الحياة اليومية، أي هذه الأخيرة في أشكال مختلفة بما للاستخدام المقصود. التقنيات الحديثة توجه نحو قليص حجم هذه الهوائيات مع الحفاظ على أفضل أداء لها. مصمم الهوائي المطبوعة لتلبية هذه الاحتياجات والاستفادة من أنظمة في كل يوم مثل محطات الاتصالات السلكية واللاسلكية، وشغل إشارات الميكروويف في المجال الطبي، الخ... تتطلب هذه الأخيرة استخدام هوائيات ذات نطاق عريض. العديد من الهوائيات تستخدم نطاق ردد واسعة، من بين هذه الهوائيات: الهوائيات اللوغاريتمية. يتم التعبير عن هذه الهوائيات الهوائيات ذات النطاق الترددي الواسعة، ومقاومة مستمرة عبر كامل النطاق الترددي، والحد الأقصى للكسب. دراسة هذه الهوائيات تتطلب استخدام البرمجيات استخدام طرق عددية وداللة واسطة حل معادلات ماكسويل، مميزه هذه الطرق: هي الوقت المستهلك لحل هذه المعادلات وهذا الأخير يزيد شكل كبير مع زيادة عدد المجاهيل عند عملية التجزئة. في السنوات الأخيرة، ظهره نماذج أو خوارزميات سريعة مقترحة من قبل العديد من الباحثين، ميزها استخدام نموذج معاد يتميز ببساطة التنفيذ وسهولة الاستفادة المثلى من الشبكة دون أي صعوبة. الهد من هذا البحث هو تصميم شبكات هوائيات دورية مطبوعة على أساس نموذج معاد للطرق الأخرى للتطبيقات في مجال الاتصالات اللاسلكية ذات النطاق العريض. للتحقق من صحة النتائج، ستم مقارنة التي تم الحصول عليها مع النتائج المتحصل عليها من خلال طريقة المومنتون.

كلمات البحث:

هوائيات ذات غذية مقحمة، شبكات هوائيات، شبكات هوائيات اللوغاريتمية، نموذج النقل الخطي، طريقة العزوم

Sommaire

Dédicaces.....	i
Remerciements.....	ii
Résumé.....	iii
Sommaire.....	vii
Liste des figures.....	xi
Liste des tableaux.....	xix
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées.

I. 1. HISTORIQUE.....	5
I. 2. INTRODUCTION	6
I. 3. DESCRIPTION D'UNE ANTENNE MICRORUBAN	7
I. 4. TECHNOLOGIES DES ANTENNES IMPRIMEES.....	7
I. 4. 1. Les matériaux diélectriques.....	7
I. 4. 2. Les matériaux conducteurs.....	9
I. 4. 3. Différentes formes d'antennes imprimées.....	9
I. 4. Caractéristiques des antennes imprimées.....	11
I. 5. TECHNIQUES D'ALIMENTATION.....	12
I. 5. 1. Alimentations par contact.....	13
I. 5. 1. 1. Alimentations par ligne microruban	13
I. 5. 1. 2. Alimentations coaxiale.....	15
I. 5. 2. Alimentations par proximité.....	16
I. 5. 2. 1. Alimentation couplée par ouverture.....	16
I. 5. 2. 2. Alimentation couplée par proximité.....	17
I. 6. CARACTERISTIQUES DES ANTENNES.....	19

I. 6. 1. Caractéristiques électriques.....	20
I. 6. 2. Caractéristiques du rayonnement.....	22
I. 6. 2. 1. Directivité.....	22
I. 6. 2. 2. Gain.....	22
I. 6. 2. 3. Polarisation	24
I. 6. 2. 4. Diagramme de rayonnement	27
I. 7. AVANTAGES ET INCONVENIENTS.....	32
I. 8. RESEAUX D'ANTENNES.....	33
I. 9. METHODES D'ANALYSES DES ANTENNES MICROBANDES.....	36
I. 9. 1. Méthodes analytiques.....	36
I. 9. 1. 1. Modèle de la ligne de transmission.....	36
I. 9. 1. 2. Modèle de la cavité.....	36
I. 9. 2. Méthodes numériques (rigoureuses)	39
I. 9. 2. 1. Présentation générale.....	39
I. 9. 2. 2. Les méthodes volumiques.....	39
I. 9. 2. 3. Les méthodes intégrales.....	42
I. 10. CONCLUSION.....	44

Chapitre II : Modèle équivalent Appliqué aux Antennes et Réseaux d'Antennes périodiques et log-périodiques à encoches

II. 1. INTRODUCTION.....	46
II. 2. THEORIE DES LIGNES DE TRANSMISSION.....	47
II. 3. MODELE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION DES LIGNES MICRO-RUBANS	51
II. 1. 1. La longueur utile	53
II. 1. 2. La largeur efficace	53

II. 4. MODELE D'UNE ANTENNE SEULE ALIMENTEE PAR LIGNE MICRORUBAN	54
II. 5. MODÈLE PROPOSÉ À TROIS PORTS DE L'ANTENNE À ENCOCHE	55
II. 6. MODÈLE ÉQUIVALENT DES RÉSEAUX PÉRIODIQUES À ÉLÉMENTS RAYONNANT À ENCOCHE.....	57
II. 7. MODELE EQUIVALENT DES RESEAUX LOG-PERIODIQUE.....	61
II. 8. CONCLUSION.....	63

Chapitre III : Les réseaux d'antennes imprimées périodiques à élément rayonnant à encoche : analyse et résultats

III. 1. INTRODUCTION.....	65
III. 2. ANTENNE ET RESEAUX D'ANTENNES A ENCOCHE POUR SYSTEME BLUETOOTH.....	65
III.2.1. Antenne seule fonctionnant à 2.44 GHz pour application Bluetooth.....	65
III.2.2. Réseaux d'antennes imprimées en série pour application Bluetooth.....	69
III. 3. ANTENNE ET RESEAUX D'ANTENNES POUR LES APPLICATIONS WIFI.....	71
III. 3. 1. Antenne seule fonctionnant à 2.4 GHz pour application Wifi.....	71
III. 3. 2. Réseaux d'antennes	76
III. 3. 2. 1. Réseau d'antennes imprimées alimenté en série.....	76
III. 3. 2. 2. Réseau d'antennes alimenté en arborescence	79
III.4. CONCEPTION ET OPTIMISATION DES RESEAUX D'ANTENNES A ENCOCHES PAR LE MODELE EQUIVALENT A TROIS PORTS MODIFIE POUR SYSTEMES UMTS.....	84
III.4.1. Antenne fonctionnant à la fréquence 1.95 GHz.....	84
III.4.2. Réseaux d'antennes alimentés en série.....	91
III. 4. 3 réseaux d'antennes alimentés en arborescence.....	93

III. 5. CONCEPTION ET OPTIMISATION DE RESEAUX D'ANTENNE A ENCOCHE PAR MODELE EQUIVALENT A TROIS PORTS MODIFIE POUR SYSTEME WIMAX.....	93
III. 5. 1. Antenne imprimée fonctionnant à 3.5 GHz.....	90
III.5.2. Réseaux d'antennes imprimées alimentés en série pour application WiMax.....	95
III.5.3. Réseaux d'antennes hybrides pour application WiMax.....	103
III. 6. CONCLUSION.....	105

Chapitre IV : Résultats de simulations pour la conception log- périodique

IV. 1. INTRODUCTION.....	107
IV. 2. ANTENNE ET RESEAUX D'ANTENNES A ENCOCHE POUR SYSTEME GSM \LTE.....	108
IV. 2. 1. Antenne fonctionnant à 1.8 GHz pour application GSM \LTE.....	108
IV. 2. 1. 1. Antenne constituée avec un substrat du type FR-4	108
IV. 2. 1. 2. Antenne constituée avec un substrat du type (Arlon Iso 917)	111
IV. 2. 2. Réseaux d'antennes log-périodique imprimées alimentés en série pour application GSM/LTE.....	113
IV. 2. 2. 1. Réseau à six éléments à base d'élément rayonnant utilisant un substrat diélectrique d'Arlon.....	114
IV. 2. 2. 2. Réseau à 15 éléments à base d'élément rayonnant utilisant un substrat diélectrique d'Arlon.....	118
IV. 2. 2. CONCLUSION.....	124

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées

Figure I. 1.	Structure d'une antenne imprimée	7
Figure I. 2.	Les différentes formes d'une antenne imprimée.....	10
Figure I. 3.	(a). Alimentation par ligne microruban d'une antenne imprimée, (b). Schéma électrique équivalente basé sur des composants localisés.....	14
Figure I. 4.	Alimentation par câble coaxial d'une antenne imprimée, (b) schéma électrique équivalente basé sur des composants localisés.....	16
Figure I. 5.	Antenne imprimée alimentée couplée par ouverture, (b) Schéma électrique équivalente basé sur des composants localisés.....	17
Figure I. 6.	(a). Antenne imprimée alimentée en couplée par proximité (b). Schéma électrique équivalente basé sur des composants localisés.....	18
Figure I. 7.	Antenne émetteur.	21
Figure I. 8.	Puissance de référence.	23
Figure I. 9.	(a). Rotation d'une onde électromagnétique plane, (b). Son ellipse de polarisation à $z = 0$ en fonction du temps	27
Figure I. 10.	Exemple de diagrammes de rayonnement, (a) : antenne omnidirectionnelle, (b) : antenne isotrope.	28
Figure I. 11.	(a). Diagramme de rayonnement d'une antenne imprimée en 3D, (b). Tracé linéaire du diagramme de rayonnement en 2D.	29
Figure I. 12.	(a) réseau d'antenne alimenté en série, (b) : réseau d'antenne alimenté en arborescence.	34
Figure I. 13.	Combinaisons de deux types d'alimentations	35
Figure I. 14.	Modèle de la cavité à perte.....	37
Figure I. 15.	Configuration des champs (modes) d'une antenne patch rectangulaire.....	38
Figure I. 16.	Fragment du champ avec le maillage destiné aux calculs par la méthode des éléments finis.	40

Chapitre II : Modèle équivalent Appliqué aux Antennes et Réseaux d'Antennes périodiques et log-périodiques à encoches

Figure II. 1. Schéma d'une ligne de transmission.....	48
Figure II. 2. Représentation schématique d'une ligne de transmission.....	48
Figure II. 3. Schéma équivalente d'un tronçon de la ligne de longueur dx	49
Figure II. 4. (a).Principe du modèle de la ligne de transmission (b). Rayonnement d'une antenne patch rectangulaire.....	51
Figure II. 5. (a). Ligne micro ruban. (b). Lignes du champ électrique. (c). Constante diélectrique effective.	52
Figure II. 6. (a) Configuration de l'élément rayonnant seul de l'antenne carrée alimentée par ligne micro ruban. (b) le circuit équivalent correspondant de l'antenne avec la ligne microruban d'alimentation.	54
Figure II. 7. (a) Antenne rectangulaire à encoche alimentée par une ligne microruban. (b) Circuit électrique équivalent de l'antenne proposée.	56
Figure II. 8. Architectures du réseau d'antennes périodique alimenté en série de N éléments.....	58
Figure II. 9. Modèle équivalent du réseau d'antennes coudé de $2 \times N$ éléments rayonnants à encoche.	59
Figure II. 10. Modèle équivalent du réseau d'antennes alimentées en arborescence avec diviseur de $2 \times N$ éléments rayonnants à encoche.	60
Figure II. 11. (a). Masque du réseau d'antennes log-périodiques. (b). Circuit équivalent amélioré du réseau log-périodique.	62

Chapitre III : Les réseaux d'antennes imprimées périodiques à élément rayonnant à encoche : analyse et résultats

Figure III. 1. Masque de l'antenne fonctionnant à 2.44 GHz pour application Bluetooth.....	66
Figure III. 2. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne pour application Bluetooth.	67

Figure III. 3.	Phase réfléchié à l'entrée du réseau d'antennes pour application Bluetooth.	68
Figure III. 4.	Lieux d'impédance d'entrée à l'entrée de l'antenne pour application Bluetooth.	68
Figure III. 5.	Les masques des réseaux d'antennes fonctionnants à 2.44 GHz pour applications Bluetooth. (a). Cinq éléments rayonnants, (b). Dix éléments rayonnants.	70
Figure III. 6.	Coefficients de réflexions à l'entrée des réseaux d'antennes destinés aux applications Bluetooth présentés sur la figure III. 5. Les réseaux sont composés de : (a). Cinq éléments, (b). Dix éléments.	71
Figure III. 7.	Phase réfléchié à l'entrée des réseaux d'antennes destinés aux applications Bluetooth présentés sur la figure III. 5. Les réseaux sont composés de : (a). Cinq éléments, (b). Dix éléments.	72
Figure III. 8.	Les Lieux d'impédance d'entrée des réseaux d'antennes destinés aux applications Bluetooth présentés sur la figure III. 5. Les réseaux sont composés de : (a). Cinq éléments, (b). Dix éléments.	69
Figure III. 9.	Vue de face du masque de l'antenne fonctionnant à 2.40 GHz optimisée par le modèle équivalent.....	73
Figure III. 10.	Coefficient de réflexion simulé à l'entrée de l'antenne pour application Wifi présenté sur la figure III. 9.	74
Figure III. 11.	Phase réfléchié simulée à l'entrée de l'antenne seule pour application Wifi présentée sur la figure III. 9.	75
Figure III. 12.	Diagramme de rayonnement de l'antenne fonctionnant à 2.40 GHz obtenu par le simulateur Momentum d'Agilent en 2D.	75
Figure III. 13.	Masque du réseau d'antennes fonctionnant à la fréquence 2.40 GHz.	76
Figure III. 14.	Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes présenté sur la figure III. 13. Simulation obtenu par le modèle électrique équivalent et Momentum d'Agilent software.	77
Figure III. 15.	Phases réfléchié à l'entrée du réseau d'antennes présentée sur la figure III. 13, simulations obtenue par le modèle équivalent et le simulateur Momentum d'Agilent software.	78

Figure III. 16. Diagramme de rayonnement en deux dimensions du réseau d'antennes opérant à 2.4 GHz obtenu par le simulateur Momentum d'Agilent, plan E ($\varphi = 0^\circ$) : ligne continue : plan H ($\varphi = 90^\circ$) : ligne discontinue.	78
Figure III. 17. Masque des réseaux d'antennes avec diviseur fonctionnant à la fréquence 2.40 GHz. (a) Réseau 5×2. (b). Réseau 10×2.	79
Figure III. 18. Coefficients de réflexion obtenus par le simulateur issue du modèle équivalent et sous Momentum. (a). Réseau d'antennes 5×2. (b). Réseau d'antennes 10×2.	81
Figure III. 19. Phase réfléchie à l'entrée du réseau obtenue par simulations issue du modèle électrique équivalent et sous Momentum. (a). Réseau d'antenne 5×2. (b). Réseau d'antennes 10×2.	82
Figure III. 20. Diagramme de rayonnement en 2D des réseaux d'antennes opérant à la fréquence 2.4 GHz simulés par le simulateur Momentum. (a). Réseau de 5×2. (b). Réseau de 10×2.	83
Figure III. 21. (a). Masque de l'antenne fonctionnant à 1.95 GHz pour système UMTS. (b). Schéma électrique équivalent de l'antenne UMTS proposée.	85
Figure III. 22. Coefficient de réflexion obtenu par simulation issus du modèle équivalent et sous Momentum de l'antenne présenté sur la figure III. 21 (a).	85
Figure III. 23. Phase réfléchie à l'entrée de l'antenne pour application UMTS présentée sur la figure III. 21.	86
Figure III. 24. Diagramme de rayonnement en 2D de l'antenne seule opérant à la fréquence 1.95GHz. Simulation obtenu par le simulateur Momentum.	85
Figure III. 25. Masque des réseaux d'antennes imprimés alimentées en série, (a). Réseau composé de cinq éléments, (b). Réseau composé de dix éléments rayonnants.	87
Figure III. 26. Coefficients de réflexions obtenus par simulation sous Momentum et le modèle électrique équivalent (a). Réseaux d'antennes composés de cinq éléments rayonnants. (b). Réseau d'antennes composés de dix éléments rayonnants.	88

Figure III. 27.	Phase réfléchie obtenues par le simulateur Momentum et le modèle électrique équivalent (a) réseau d'antenne composé de cinq éléments, (b) réseaux d'antennes composé de dix éléments rayonnants.	90
Figure III. 28.	Diagramme de rayonnement du réseau d'antennes.	90
Figure III. 29.	Géométrie du réseau 5×4 alimenté en arborescence opérant dans la norme UMTS.	91
Figure III. 30.	Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau plan 5×4 présenté sur la figure III. 29, les courbes sont obtenues sont par modèle équivalent et le simulateur Momentum.	91
Figure III. 31.	Phase réfléchie du réseau plan 5×4 présenté sur la figure III. 29. Les courbes sont obtenues par le modèle équivalent et le simulateur Momentum.	92
Figure III. 32.	Diagramme de rayonnement en 2D du réseaux d'antennes (5×4) opérant à la fréquence 1.9 GHz, simulation obtenue par le simulateur Momentum.	92
Figure III. 33.	Masque de l'antenne opérèrent à la fréquence 3.5 GHz.	93
Figure III. 34.	Coefficients de réflexions de l'antenne WiMax présenté sur la figure III. 33 obtenus par le modèle électrique équivalent et simulateur Momentum	94
Figure III. 35.	Diagramme du rayonnement de l'antenne WiMax présenté sur la figure III. 33 dans les deux plans E et H.	94
Figure III. 36.	Masque des réseaux d'antennes avec ses dimensions.	95
Figure III. 37.	Coefficients de réflexions obtenues par le modèle équivalent et le simulateur Momentum : (a). Réseau à cinq éléments. (b). Réseau à dix éléments rayonnants.	96
Figure III. 38.	Diagrammes de rayonnements calculés à la fréquence de 3.5 GHz pour les deux réseaux respectivement. (a) réseau à cinq éléments, (b) réseau à dix éléments.	97
Figure III. 39.	Masque des réseaux d'antennes (a). Réseau d'antennes de 5×2, (b). Réseau d'antenne 5×4 éléments.....	99
Figure III. 40.	Coefficients de réflexions obtenus par le circuit électrique et le simulateur Momentum (a). Réseau d'antennes à 5×2 éléments, (b). Réseau d'antennes à 10×5 éléments.	100

Figure III. 41.	Diagramme de rayonnement simulé à la fréquence 3.50 GHz. (a) 5×2 éléments rayonnants, (b) réseau plan de 5×5 éléments rayonnants.	101
Figure III. 42.	Masque du réseau d’antennes hybride.	102
Figure III. 43.	Coefficients de réflexions obtenues pour le circuit équivalent et Momentum du réseau d’antennes présenté sur la figure III. 40.....	103
Figure III. 44.	Diagramme de rayonnement simulé à la fréquence 3.5 GHz par Momentum au plan E et H du réseau présenté sur la figure III. 42.	103

Chapitre IV : Résultats de simulations pour la conception log-périodique

Figure IV. 1.	Masque de l’antenne fonctionnant à 1.8 GHz pour système GSM/LTE.	108
Figure IV. 2.	Coefficient de réflexion obtenu pour application GSM/LTE par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l’antenne présentée sur la figure IV. 1. ;.....	109
Figure IV. 3.	Phase réfléchi à l’entrée de l’antenne pour application GSM/LTE obtenue par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l’antenne présentée sur la figure IV. 1.	110
Figure IV. 4.	Lieux d’impédances d’entrées de d’antenne présentés sur la figure IV. 1. pour application GSM/LTE obtenus par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum.	110
Figure IV. 5.	Masque de l’antenne fonctionnant à 1.8 GHz pour système GSM/LTE.	111
Figure IV. 6.	Coefficient de réflexion à l’entrée de l’antenne pour application GSM/LTE obtenu par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l’antenne présentée sur la figure IV. 5.	112
Figure IV. 7.	Phase réfléchi à l’entrée de l’antenne pour application GSM/LTE obtenue par simulation issues du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l’antenne présentée sur la figure IV. 5.	112

Figure IV. 8. Les Lieux d'impédance de l'antenne pour application GSM/LTE obtenus par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l'antenne présentée sur la figure IV. 5.	113
Figure IV. 9. Masque du réseau d'antennes log-périodique à six éléments conçu pour application GSM/LTE obtenue.	114
Figure IV. 10. coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes à six éléments pour application GSM/LTE obtenu par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum du réseau d'antenne présenté sur la figure IV. 9.	115
Figure IV. 11. Phases réfléchies à l'entrée du réseau d'antenne pour GSM/LTE obtenue par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de réseau d'antenne présenté sur la figure IV. 9.	116
Figure IV. 12. Les Lieux d'impédance à l'entrée du réseau d'antennes à six éléments pour application GSM/LTE obtenues par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum du réseau d'antenne présenté sur la figure IV. 9.	116
Figure IV. 13. Diagrammes du rayonnement en 2D à l'entrée du réseau d'antennes à six éléments pour application GSM/LTE obtenu par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum du réseau d'antenne présenté sur la figure IV. 9. Pour : (a). Fréquence 1.74 GHz, (b) Fréquence 1.94 GHz.	117
Figure IV. 14. Masque du réseau d'antennes log-périodique à quinze éléments conçu pour application GSM/LTE.	118
Figure IV. 15. Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes à quinze éléments pour application GSM/LTE obtenu par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum du réseau d'antenne présenté sur la figure IV. 14.	119

Figure IV. 16. Phase réfléchié obtenu par le simulateur Momentum et le modèle électrique équivalent (a). Réseau d'antenne composé de cinq éléments, (b) Réseaux d'antennes composé de dix éléments rayonnants.**120**

Figure IV. 17. Les Lieux d'impédance d'entrée des réseaux d'antennes destinés aux applications Bluetooth présentés sur la figure III. 5.**120**

Figure IV. 18. Diagramme de rayonnement en 2D des réseaux d'antennes opérant à la fréquence 2.4 GHz simulés par le simulateur Momentum. (a). Réseau de 5×2. (b). Réseau de 10×2.**121**

Liste des tableaux

Chapitre I : Généralités sur les Antennes Imprimées.

Tableau I. 1. Comparaison entre les Antennes microruban et les autres antennes planaires.....**12**

Tableau I. 2. Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation.....**19**

Chapitre III : Les réseaux d'antennes imprimées périodiques à élément rayonnant à encoche : analyse et résultats

Tableau III. 1. Valeurs des paramètres des réseaux d'antennes de cinq et dix éléments rayonnants présentés sur la figure III. 5.**70**

Tableau III. 2. Dimensions des réseaux d'antennes (a). Réseau 5×2. (b). Réseau 10×2.**80**

Tableau III. 3. Comparaison des performances des différents réseaux obtenus par le Modèle électrique équivalent et le simulateur Momentum.**104**

Chapitre IV : Résultats de simulations pour la conception log-périodique

Tableau IV. 1. Comparaison des performances des différents réseaux obtenus par le modèle électrique équivalent et le simulateur Momentum.**122**

Liste des abréviations

MLT : Modèle de la ligne de transmission,

MoM : Méthode des moments,

R.O.S : Rapport d'onde stationnaire,

GSM: Global System for Mobile Communications,

LTE : Long Term Evolution,

CAO : des outils de conception par ordinateur,

PCS: Personal Communications Services/System,

UMTS: Universal Mobile Telecommunication System,

WIFI: Wireless- Fidelity,

WiMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access,

GPRS: General Packet Radio System,

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers,

FNBW : Angle d'ouverture,

HPBW : Mi-puissance,

TEM : Transverse Electromagnétique.

Liste des acronymes

ϵ_r : La permittivité relative du substrat,

μ_r : La perméabilité relative du substrat,

h : L'épaisseur du diélectrique,

W : La largeur de l'élément rayonnant,

L : La longueur de l'élément rayonnant,

t : L'épaisseur de la métallisation,

λ_0 : Longueur d'onde dans le vide,

Z_0 : L'impédance caractéristique,

Z_e : L'impédance d'entrée,

ϵ_{eff} : La permittivité effective ;

L_{eff} : Longueur effective du l'élément rayonnant,

ΔL : Elongation du l'élément rayonnant,

S_{11} : Le coefficient de réflexion à l'entrée,

G : Le gain,

P_i : Puissance incidente,

P_{at} : Puissance acceptée,

P_r : Puissance rayonnée totale,

f_r : La fréquence de résonance,

Introduction générale

Depuis ses dernières années, le domaine de télécommunications connaît une croissance sans précédente : l'avancée technologique dans ce domaine a été marquée par la découverte de l'antenne, où cette dernière a été adoptée comme élément de base pour les systèmes de transmission radio. Le transport d'information en espace libre par les ondes électromagnétiques utilisant des antennes présente de nombreux avantages tels que : la connexion permanente partout et à tout moment, la facilité d'accès avec un débit élevé, ces dernières sont utilisées dans plusieurs applications comme la téléphonie, la télé-localisation, les applications militaires, ... etc.

L'intégration des antennes verticale dans un système n'est pas toujours possible, ce qui rend les antennes patch ou microruban une bonne alternative [1]. Ces antennes souvent décrites comme l'un des développements les plus passionnants des antennes et l'histoire d'électromagnétique, l'antenne imprimée ou Patch a mûri pour devenir probablement la solution la plus adaptée à de nombreux systèmes nécessitant un élément rayonnant.

Depuis 1970, beaucoup d'importance a été donnée aux antennes imprimées, mais l'idée de cette dernière remonte à 1950 [2]-[3]-[4]. Une antenne est décrite par Bayron [5] comme étant une structure planaire qui se constitue d'un substrat diélectrique séparé une bande conductrice et un plan de masse. Peu après, en 1973, Munson a mis au point un élément microbande [6].

Les domaines d'utilisation privilégiés de ces antennes, sont trouvés dans de nombreux systèmes de communication tels que : les systèmes multimédias sans fil (WIFI, Bluetooth, UMTS, LTE) téléphonie mobile, ou encore les communications spatiales. Elles trouvent également des applications dans certains systèmes radar ou la télé- détection.

Cependant, ces antennes présentent de nombreuses contraintes commandées par les nouveaux systèmes de télécommunications, comme : un gain moyen (~ 30 dB pour les réseaux), une limitation des puissances transmises à quelques dizaines de watts. L'association en réseau de plusieurs éléments rayonnants permet de compenser ces limitations et d'améliorer leurs performances, cette association était prouvée grâce à des résultats présentés par HOWELL et SANFORD qui ont prouvé que l'élément microbande peut être utilisé pour la conception des réseaux d'antennes [7-8].

Ces antennes résonneront aussi à des fréquences différentes, mais ils ont une bande passante très limitée. Afin d'améliorer ce paramètre, les antennes microruban sont utilisées dans un réseau pour un concept log-périodique. Le réseau est alors constitué d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions d'un facteur $\tau = f_2/f_1$. Ces éléments se répètent ainsi avec une période $\ln(\tau)$ qui est fonction du logarithme de la fréquence, d'où l'appellation d'antennes « log-périodiques », ce concept permet d'améliorer la bande de fréquence par l'association de toute les bandes de fréquences des éléments constituant le réseau.

La modélisation des réseaux d'antennes est effectuée à l'aide des outils de conception par ordinateur CAO, ces derniers sont basés sur la résolution numérique des équations de Maxwell, d'ailleurs il y a plusieurs méthodes utilisées pour cette technique, parmi ces méthodes on trouve la méthode des moments, la technique des différences finies dans le domaine temporel [9-10]. L'analyse des caractéristiques électromagnétiques de ces antennes par ces modèles nécessite des calculs numériques longs et importants. Afin d'éviter cet inconvénient, nous avons porté notre intérêt vers des modèles pouvant conduire à des faibles temps de calcul en comparaison avec ceux issus des méthodes rigoureuses.

L'antenne microruban présente une structure physique dérivée d'une ligne de transmission, par conséquent, le modèle de ligne de transmission est le plus simple pour l'analyse et la conception des antennes microruban. Cependant, ce modèle est souvent considéré comme une forme simplifiée pour l'analyse d'antennes imprimée, d'ailleurs la précision du modèle de ligne de transmission est comparable à celle des méthodes rigoureuses et complexes. Même le couplage mutuel entre les antennes peut être calculé de manière assez précise et très efficace avec l'approche de ligne de transmission.

L'objet de cette thèse est de développer un modèle équivalent simple et précis basé sur le modèle des lignes de transmissions qui permet de tenir compte de l'ensemble des caractéristiques géométriques, électriques et technologiques des antennes à encoches et de leurs alimentations. Ce manuscrit est scindé en quatre chapitres, une annexe et une bibliographie. Il est représenté comme suit :

Le premier chapitre dressera un état de l'art sur les antennes imprimées grâce à une recherche bibliographique sur ces antennes, tout d'abord on commence par la définition de ces antennes ainsi la présentation de leurs différentes technologies. Ensuite, nous décrivons

l'ensemble des techniques d'alimentations utilisées pour ce type d'antennes. Puis, nous allons présenter quelques méthodes d'analyse les plus utilisées.

Le deuxième chapitre sera consacré à la description du modèle utilisé pour la modélisation des antennes imprimées dans notre travail. Tout d'abord on commence par la présentation de la théorie de la ligne de transmission par une description mathématique de ce dernier. Basant sur la théorie de la ligne de transmission, on a élaboré notre modèle qu'a été bien décrit dans ce chapitre. Le modèle à trois ports consiste en une méthode de modélisation simple et précise pour les antennes à encoche.

Le modèle permet aussi la modélisation des réseaux d'antennes quelle que soit la complexité de ce dernier, comme exemple : on a pris les modélisations des différentes architectures (séries, parallèles) pour différents concepts (périodique et log-périodique).

Dans le troisième chapitre, nous exposons les résultats numériques obtenus avec une discussion détaillée de chaque courbe pour la conception périodique des réseaux d'antennes à base d'élément rayonnant à encoche. Afin de prouver la validité et l'efficacité de notre modèle équivalent à trois ports amélioré, on a ciblé quatre applications avec différentes bandes de fréquences de fonctionnement : Bluetooth, Wifi, UMTS et WiMax avec comparaison des résultats issus du modèle proposé avec ceux obtenus par la méthode des moments.

Le quatrième chapitre est consacré pour la conception des réseaux log-périodiques à base de l'élément rayonnant à encoche, dans lequel nous allons exposer les résultats numériques avec une discussion détaillée de chaque courbe. Afin de prouver la validité de notre modèle pour la conception des réseaux log-périodiques et avec n'importe quel substrat, on divise ce chapitre en deux parties, pour chaque parties on fait la conception des réseaux d'antennes à base de l'élément rayonnants à encoche en se basant sur notre modèle équivalent à trois ports amélioré pour un substrat bien défini. Pour la validité des résultats, une comparaison avec la méthode des moments a été faite.

Ce travail se terminera par une conclusion générale, une annexe. Des références bibliographiques seront ajoutées à la fin de ce manuscrit afin de bien servir le lecteur.

Chapitre I

Généralités sur les Antennes Imprimées

***Résumé-** Ce chapitre est consacré à l'état de l'art sur les antennes imprimées, cela est basé sur une recherche bibliographique, tout d'abord on commence par la définir des antennes imprimées et la présentation des différentes technologies de ces antennes. Ensuite, nous démontrons leurs domaines d'utilisations, leurs caractéristiques, avantages ainsi que leurs inconvénients. Nous examinerons ensuite les types d'alimentations. Après, on va voir les différents paramètres caractérisant une antenne imprimée. Puis, nous allons présenter quelques méthodes d'analyse les plus utilisées.*

I. 1. Historique

Les équations de Maxwell publiées en 1865 décrivent comment le champ électrique et magnétique sont générés et modifiés l'un et l'autre par les charges et les courants. Ils sont nommées d'après le physicien et mathématicien écossais James Clerk Maxwell, qui a publié ces équations constituent le fondement de l'électrodynamique classique. En fait, il avait vingt équations à vingt inconnus, en 1873, MAXWELL a réécrit sa théorie sous la forme de huit équations à huit inconnus [11].

Il a fallu encore quelques années jusqu'à ce qu'ils soient compris et réécrits par le physicien britannique Oliver HEAVISIDE sous la forme des quatre équations vectorielles aux dérivées partielles que l'on connaît maintenant [12].

En 1888, le physicien allemand Heinrich HERTZ utilisera pour la première fois des antennes pour la démonstration de l'existence des ondes électromagnétiques prédites par la théorie de MAXWELL. Il utilisa des antennes doublet, tant pour la réception que pour l'émission. Il installa même le dipôle émetteur au foyer d'un réflecteur parabolique [13].

De nombreux scientifiques ont mené des études expérimentales et théoriques sur les antennes, parmi eux, on peut citer Karl Ferdinand BRAUN, prix Nobel de physique avec MARCONI en 1909, qui est souvent connu comme l'inventeur de l'oscillographe cathodique, il a également imaginé l'antenne directionnelle. La première liaison transatlantique eut lieu en 1901. Très vite, les possibilités offertes par la triode, inventée par Lee FOREST en 1906, permirent d'effectuer des liaisons téléphoniques sûres des grandes distances. La première liaison transpacifique entre les États-Unis et le Japon, avec relais à Honolulu, eut lieu en 1915[14]-[15].

Depuis les années soixante-dix, des micro-antennes ou antennes imprimées ont connus un essor considérable, favorisées par le progrès de la technique micro-électronique dans le domaine de la miniaturisation et de l'intégration électronique dans des applications aérospatiales, militaires et aéronautiques, ces antennes caractérisées par leurs faibles volumes, poids, coût, ses hautes performances et la facilité de les mise en réseaux [15]. Récemment, tous ces avantages facilitent l'implantation de ces antennes dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne privilégiée aux fréquences micro-ondes dans les systèmes de communication intégrés moderne.

Ce chapitre résume des généralités sur les antennes microruban et leur fonctionnement et des définitions des éléments constitutifs de l'antenne patch et les contraintes qui peuvent agir sur ces derniers. Nous avons mis le point sur l'antenne microruban avec un patch de forme à encoche, son fonctionnement et ses caractéristiques de rayonnement et de fabrication. Les avantages, les inconvénients des antennes patches, ainsi que les différents types d'alimentations. En effet, nous détaillons le principe des méthodes usuelles les plus utilisées dans le domaine des antennes.

I. 2. Introduction

L'antenne imprimée n'est pas un concept nouveau [16]. Les premières publications apparaissent en 1953 avec G. A. Deschamps [3] et en 1955 avec le dépôt d'un brevet français par H. GUTTON et G. BAISSINOT [4]. Les premières réalisations naissent avec R. E. MUNSON en 1970 [5].

Le progrès considérable dans le domaine de miniaturisation, de l'intégration des circuits électroniques et surtout des substrats diélectriques à faibles pertes menées par les chercheurs dans les années quatre-vingt se traduit par un développement prodigieux dans le domaine de télécommunication et spécialement les antennes imprimées, ce n'est qu'à partir de cette date que l'on porte un grand intérêt pour ce concept.

Cependant plusieurs recherches ont été menées pour arriver à une antenne microruban optimale pouvant répondre aux exigences de l'industrie de développement des télécommunications pour des applications aérospatiales, militaires et aéronautiques. Ce type d'antenne s'adapte facilement aux surfaces planes et non planes et présentes une grande robustesse et flexibilité lorsqu'il est monté sur des surfaces rigides. Les antennes imprimées sont également très performants en matière de résonance, d'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement. Les inconvénients majeurs des antennes imprimées résident dans leurs faibles pureté de polarisation et une bande passante étroite [17, 18]. Ainsi, les études et les réalisations s'intensifient et visent de nombreuses utilisations dans les domaines civile, militaire et médical. Plusieurs études de structures imprimées ont été réunies dans un numéro spécial de D. M. POZAR [19, 20] et dans deux livres, celui de I. J. BAHL et P. BHARTIA [21] et celui de J. R. JAMES et al. [22].

I. 3. Description d'une antenne microruban

Une antenne imprimée où antenne Patch consiste en une paire de couche métallique (le plan de masse et l'élément de rayonnement), l'élément rayonnement d'épaisseur « t » très fine, ($t \ll \lambda_0$ où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide) de forme arbitraire. Elle est conçue telle que le maximum de son diagramme de rayonnement est normal à l'élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse à une hauteur « h » proportionnelle à la longueur d'onde, il est généralement compris entre $0.003\lambda_0 - 0.05\lambda_0$ [23].

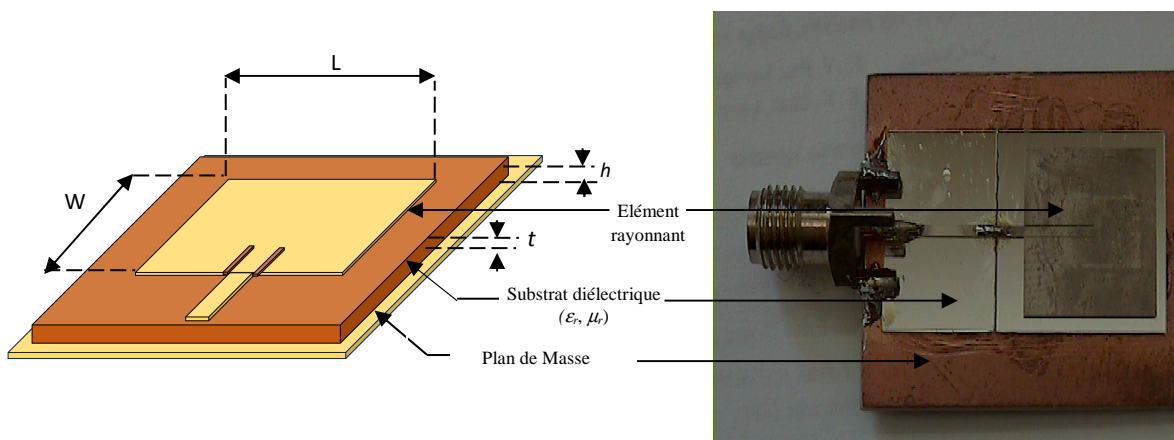


Figure I. 1. Structure d'une antenne imprimée [24].

I. 4. Technologies des antennes imprimées

I. 4. 1. Les matériaux diélectriques

Les matériaux diélectriques sont généralement de faibles épaisseurs devant la longueur d'onde de fonctionnement ($h \ll \lambda_0$), elles sont considérées comme un support mécanique de la structure, le substrat diélectrique joue un rôle très importante sur le comportement et les performances électromagnétiques d'une antenne. Un substrat à faibles pertes diélectriques ($\tan \delta < 10^{-3}$) présente un bon choix lors de la conception de l'antenne, elle permet de augmenter le rendement en diminuant les pertes des ondes de surface. Pour un bon choix du substrat, elle doit satisfaire quelques exigences et conditions restrictives [25] :

- Pour les produits chimiques, elle doit présenter une résistance pour les phases de photolithographie,

- Pour des grandes plaques, elle doit présenter une uniformité de la hauteur et de la permittivité relative,
- Stabilité envers le changement de la température (pour la soudure) et aux conditions atmosphériques,
- pour une meilleure efficacité, la tangente de pertes $\tan(\delta)$ doit être inférieure à $\leq 3.10^{-3}$
- conservation de la forme originale.

Vu le développement des matériaux diélectriques ces dernières années, on peut les regrouper en plusieurs familles.

❖ Les matériaux semi-conducteurs

Ces matériaux destinés à des applications utilisant des antennes ou dans le domaine millimétrique monolithique intégré, ils sont fabriqués avec semi-conducteurs du type Arséniure de Silicium (Si) ou du Gallium (GaAs) [29, 30].

❖ Les matériaux céramiques

Dans la plupart des cas de ces matériaux, ils ont une permittivité très élevée, ils présentent des faibles pertes ($\tan \delta = 10^{-3}$), le plus répandu de ces matériaux c'est l'alumine (Al_2O_3), il présente aussi une excellente qualité de surface et de rigidité mais il est très fragile, ces matériaux sont largement employés pour les circuits micro-rubans [25].

❖ Les matériaux ferromagnétiques

Ce sont des matériaux anisotropes à faibles pertes diélectriques (donc une forte permittivité relative de neuf à seize), Ils comprennent les substrats ferrite et YIG (Yttrium–Iron Garnet), pour la mise à profit de ces matériaux, L'effet Gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des isolateurs ou des antennes plaque ou encore des circulateurs [26].

❖ Les matériaux synthétiques

Parmi ces matériaux on a : le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène ... etc. Ces matériaux caractérisant par des faibles ($\tan(\delta) \# 0,003$). Lorsqu'on monte en fréquence, ces pertes deviennent importantes ($\tan(\delta) > 0,01$ à 26.5 GHz) [25].

❖ Les matériaux RO3000

Ces matériaux sont de permittivité relative stable en température et en fréquence. Ils sont fabriqués par ajout de poudre céramique au Téflon et peuvent être utilisés à haute fréquence (> 30 GHz) [28].

❖ Les matériaux photoniques

La majorité des recherches portant sur ces matériaux ont été effectuées par des physiciens dans le cadre d'études de dispositifs optiques, ils font l'objet d'une grande effervescence dans le monde scientifique, ce sont des matériaux à permittivité périodique. Récemment, les chercheurs introduisent ces matériaux dans le domaine micro-onde, ils cherchent à concevoir des antennes imprimées à base des matériaux photoniques afin de réduire les ondes de surface [25].

❖ Les matériaux TMM

Ils sont caractérisés par des faibles pertes ($\tan \delta < 0,0018$), à des températures élevées, ces matériaux conservent leurs dimensions et leurs permittivités, ils sont rigides et moins cassants que les céramiques, ils sont constitués de résines chargées de différents composants céramiques, ils génèrent une gamme de substrats, TMM-1, TMM-4, TMM-6, TMM-30 pour des permittivités respectivement égales à 3.25 – 4.5 – 6.5 – 9.8 [29].

I. 4. 2. Les matériaux conducteurs

Dans des structures imprimées, les conducteurs se présentent sous la forme de ruban très mince découpé suivant différentes géométries (carré, rectangle, triangle..., etc.). Les matériaux couramment employés sont le cuivre, l'argent, l'or ou l'aluminium [30].

I. 4. 3. Différentes formes d'antennes imprimées

L'élément de base d'une antenne imprimée est constitué généralement du cuivre, il peut prendre plusieurs formes : rectangulaire, triangulaire, elliptique, dipôle, circulaire, anneaux, (figure I. 2). L'antenne rectangulaire est le plus souvent utilisée, son domaine d'application est limité par sa bande passante très étroite. Elle fonctionne aux modes fondamentaux TM_{11} de la cavité rectangulaire. La polarisation du champ est rectiligne si l'antenne est excitée en un seul point, elle pose alors la question de la pureté de la polarisation. La recherche théorique et expérimentale est abondante sur ce sujet. Souvent on ajoute une couche supplémentaire de diélectrique, mais cela entraîne une diminution de la fréquence de résonance [30, 31].

Parmi les cas particuliers des antennes rectangulaires, On trouvera aussi l'antenne dipôle, ce dernier attiré par ses petites dimensions quelques applications, lorsque sa largeur est très inférieure par rapport à sa longueur, son exploitation reste limitée à cause de sa bande passante étroite. Pour résoudre ce problème (augmentation de la bande passante), en augmentant l'épaisseur du substrat [32, 33] mais cela induit une diminution du rendement, à cause du phénomène des ondes de surface dont il faut tenir compte lors de l'analyse.

Dans la littérature, on trouve des simples formules donnant des valeurs approchées de l'impédance d'entrée, fréquence de résonance, le diagramme de rayonnement et le rendement [34].

L'utilisation de l'antenne circulaire à la fréquence du mode TM_{01} ou TM_{10} de la cavité cylindrique, rendent ses performances comparables à celles de l'antenne rectangulaire.

L'utilisation de la forme triangulaire a également été prise en considération par certains auteurs [32, 35]. Le dépôt des éléments triangulaires de certaine façon permettant au constructeur de réduire de manière considérable le couplage entre les éléments adjacents du réseau, ils présentent aussi des caractéristiques de rayonnement semblables à celles du rectangle.

On trouve également des antennes à des formes complexes et difficiles à analyser. Elles sont utilisées dans certaines applications particulières, elles résultent souvent de la combinaison de deux formes simples.

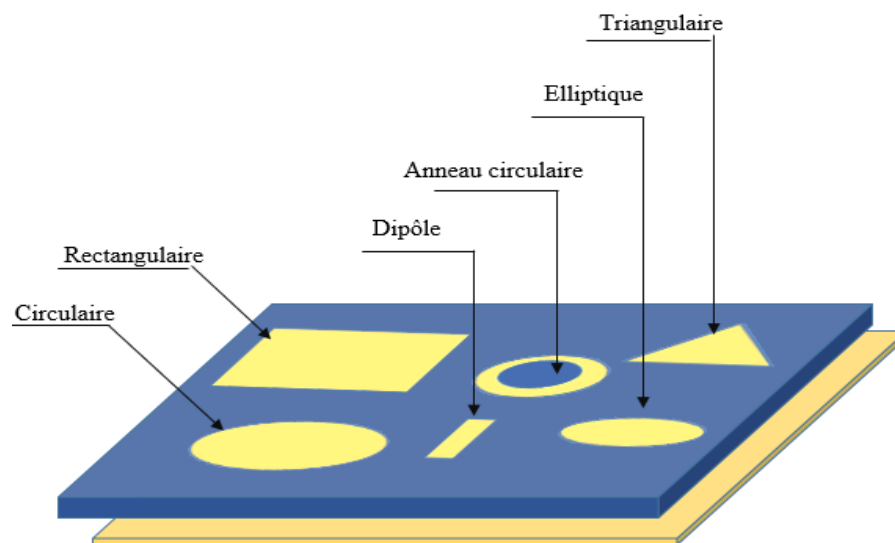


Figure I. 2. Les différentes formes d'une antenne imprimée.

I. 4.4. Caractéristiques des antennes imprimées

La taille d'une antenne joue un rôle très importante sur ses différentes caractéristiques (la bande passante, l'efficacité de rayonnement ...etc.) d'une antenne imprimée, ce qui signifie qu'une augmentation de la taille de l'antenne se traduira par une augmentation de ses caractéristiques [16, 31]. En effet, l'augmentation des dimensions de l'antenne entraîne une réduction de l'intensité des champs électromagnétiques au voisinage de la structure.

Les phénomènes de résonance susceptibles de se produire présentent alors un faible coefficient de qualité qui rend facile l'adaptation de l'antenne ainsi que l'obtention d'une large bande passante. C'est pourquoi les performances des antennes imprimées augmentent en même temps que leurs dimensions s'augmentent.

L'élément rayonnant d'une antenne imprimée est très sensible aux matériaux diélectriques et métalliques qui constituent leur environnement de rayonnement. Ces phénomènes sont connus sous le nom d'effet de proximité, comme cas particulier à ces effets, on cite la structure sur laquelle les antennes imprimées sont susceptibles de modifier fortement leur fonctionnement, notant que les dimensions de cette structure sont généralement petites (de l'ordre de la longueur d'onde).

Cette sensibilité peut aussi poser des problèmes d'expérimentation où les systèmes de maintien et l'alimentation des antennes (câble coaxial) peuvent provoquer des modifications sur l'impédance d'entrée et le rayonnement. Ces phénomènes s'expliquent également par la présence du fort champ électromagnétique au voisinage de l'antenne imprimée qui sont susceptibles de se coupler avec les proches structures environnantes [16].

Le tableau suivant montre une comparaison entre les antennes microrubans et les autres antennes planaires

Caractéristiques	Antenne microruban	Antenne à cavité sur plan de masse	Antenne strip-line a fonte	Antenne dipolaire
Profil	mince	épaisse	n'est pas très mince	mince
Forme	aucune forme	autre forme sont possible	rectangulaire uniquement	rectangulaire et triangulaire
Radiation	existant	n'est pas existant	existant	existant
fabrication	très facile	difficile	facile	facile
polarisation	linéaire et circulaire	linéaire et circulaire	linéaire	linéaire
Opération à doubles fréquences	possible	n'est pas possible	n'est pas possible	n'est pas possible
Largeur de bande	1-5%	10%	1-2%	10%

Tableau I. 1. Comparaison entre les antennes microrubans et les autres antennes planaires [30].

I. 5. Techniques d'alimentation

Une antenne imprimée et généralement constituée d'une ou de plusieurs couches de substrat qui peuvent avoir des permittivités (ϵ_r) égales ou différentes déposées sur un plan de masse. Au-dessus du substrat diélectrique on trouve l'élément rayonnant, il est généralement en cuivre d'épaisseur négligeable, que l'on trouvera sous plusieurs formes (cercle carré, rectangle ...etc.) [14].

Il existe de nombreuses configurations qui peuvent être utilisées pour alimenter les antennes microrubans. Les quatre techniques d'alimentation les plus utilisées sont : alimentation par ligne microruban, alimentation par une ouverture couplée, alimentation par

le couplage de proximité, alimentation par sonde coaxiale, [36]-[37]-[23]-[39]-[40]-[41]-[42] - [43].

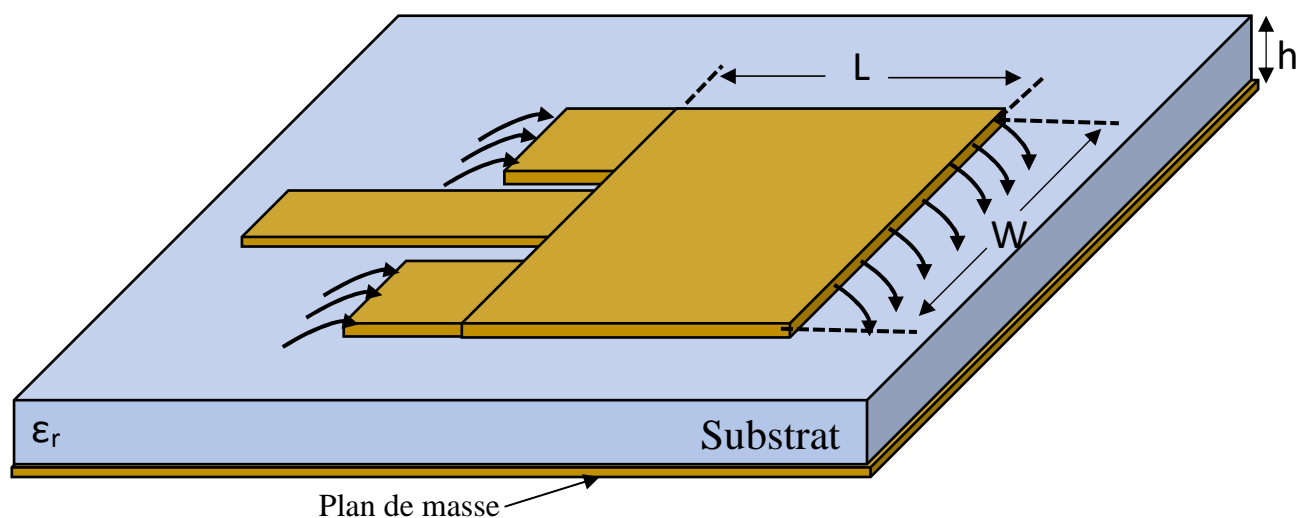
On peut regrouper les différents modes d'alimentation des antennes en deux grandes catégories :

- Alimentations par contact (par sonde coaxiale ou ligne micro ruban),
- Alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

I. 5. 1. Alimentations par contact

I. 5. 1. 2. Alimentations par ligne microruban

Cette technique est constituée d'une bande de conduite reliée directement au bord du Patch de micro ruban. La bande de conduite est plus petite dans la largeur par rapport au Patch [44, 45]. L'avantage de ce type d'alimentation est simple à adapter à la fréquence de résonance, et facile à fabriquer. Cette technique est caractérisée par sa simplicité de contrôle de la position et de la modélisation. L'augmentation de l'épaisseur du substrat se traduit par une augmentation des ondes de surface et les rayonnements parasites, ce qui limite en pratique la bande passante de 2 à 5 % [46].



(a)

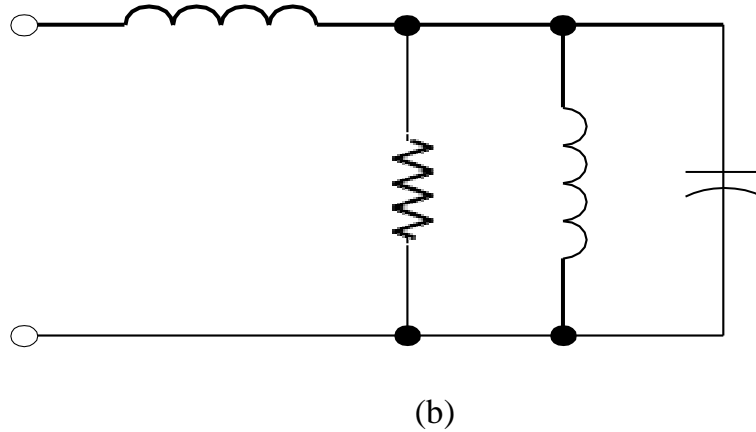


Figure I. 3. (a). Alimentation par ligne microruban d'une antenne imprimée, (b). Schéma électrique équivalente basé sur des composants localisés.

La ligne d'alimentation est imprimée sur le même substrat de l'antenne : la largeur de la ligne influe sur l'impédance d'entrée, cette largeur peut être calculée par les formules données par [47] :

$$\frac{W}{h} = \frac{1}{\left[\exp\left(\frac{x}{8}\right) - \frac{1}{4\exp(x)} \right]} \quad \text{Pour } \frac{W}{h} \leq 1.3 \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$x = Z_0 \frac{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{h} \right) \quad (\text{I.2})$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \cdot [(y - 1) - \ln(2y - 1)] + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \cdot \epsilon_r} \cdot \left[\ln(y - 1) + 0.93 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right]$$

$$\text{Pour } \frac{w}{h} \geq 1.3 \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$y = \frac{59.95\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.4})$$

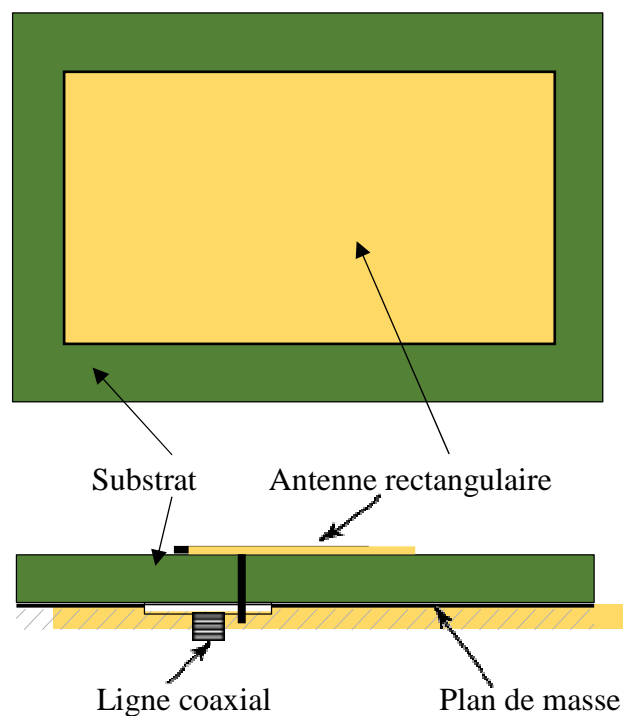
II. 5. 1. 2. Alimentations coaxiale

Dans laquelle le conducteur intérieur du câble coaxial est attaché à l'élément rayonnant tandis que le conducteur externe est connecté au plan de masse. Parmi les avantages de cette technique, on a [48] :

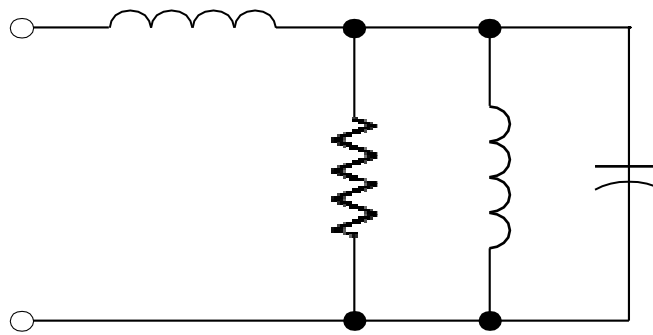
- largement utilisés.
- facile à fabriquer,
- le point d'alimentation peut être placé à n'importe quel point dans la plaque pour obtenir l'adaptation,
- faible rayonnement parasite.

Ses inconvénients majeurs sont :

- une bande passante étroite,
- le perçage de l'antenne introduit l'apparition des pertes [49] et des difficultés en matière de modélisation, particulièrement pour des substrats épais ($h > 0.02\lambda_0$) [50],
- la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement [44],
- La longueur de la sonde rend l'impédance plus inductive ce qui crée des problèmes d'adaptation [48, 51].



(a)



(b)

Figure I. 4. (a). Alimentation par câble coaxial d'une antenne imprimée, (b). Schéma électrique équivalente basé sur des composants localisés.

I. 5. 2. Alimentations par proximité

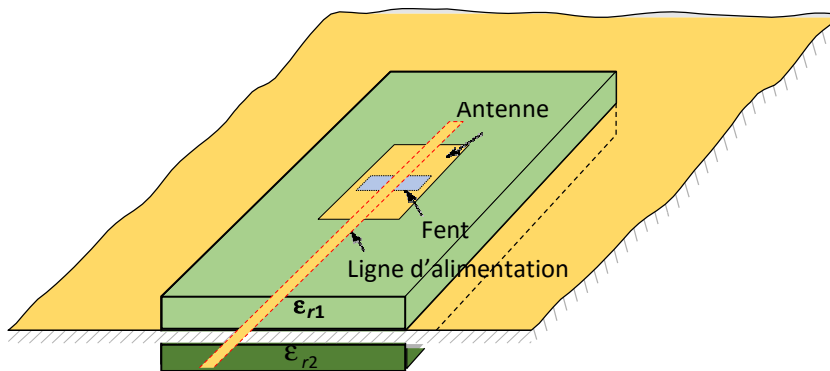
I. 5. 2. 1. Alimentation couplée par ouverture

Cette alimentation c'est la plus difficile pour la réalisation par rapport aux autres techniques d'alimentation, elle offre une bande passante étroite. Cependant, il est un peu plus facile de modéliser les rayonnements parasites modérés. La technique d'alimentation couplée par ouverture se compose de deux substrats diélectriques séparés par un plan de masse. La ligne d'alimentation se trouve sur la face du substrat inférieur, l'énergie est couplée à travers une fente sur le plan de la masse séparant les deux substrats. Cette disposition permet l'optimisation du mécanisme d'alimentation et l'élément rayonnant. Typiquement, le matériau diélectrique de la permittivité élevée est utilisé pour le substrat inférieur, tandis que le matériau à faible permittivité est utilisé pour la partie supérieure.

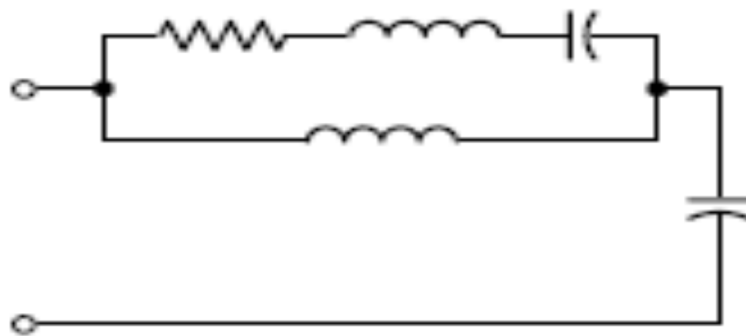
Le plan de masse entre les substrats isole également l'alimentation de l'élément rayonnant et minimise les interférences de rayonnement parasite formées les puretés de polarisation.

Pour cette technique, les paramètres électriques du substrat : la largeur de la ligne d'alimentation, la taille et la position de la fente, peuvent être utilisées pour optimiser la conception [36, 20]. Le couplage à travers la fente peut être modélisé en utilisant la théorie de Bethe [52], elle est également utilisée pour tenir compte de couplage à travers une petite ouverture dans un plan conducteur. Cette théorie a été utilisée avec succès pour analyser les coupleurs de guides d'ondes utilisant un couplage par l'intermédiaire des trous [53]. Dans

cette théorie, la fente est représentée par un dipôle électrique équivalent normal pour tenir compte de la composante normale (à la fente) du champ électrique, et un dipôle magnétique équivalent horizontal pour tenir compte de la composante tangentielle (à la fente) du champ magnétique. Si l'emplacement de la fente est centré sous le patch où idéalement pour le mode dominant, le champ électrique est nul tandis que le champ magnétique est maximum, le couplage magnétique va dominer. Faire cela, conduit aussi à une bonne pureté de polarisation et n'est pas une contre-polarisée de rayonnement dans les plans principaux [20].



(a)



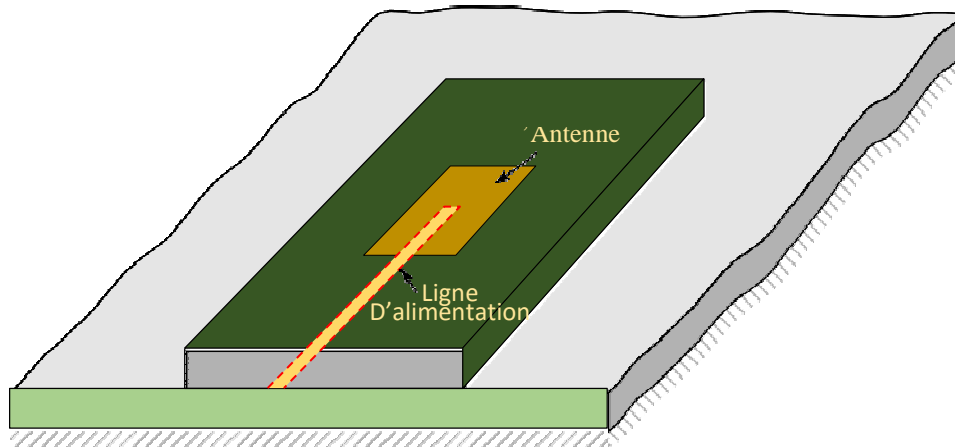
(b)

Figure I. 5. (a). Antenne imprimée alimentée couplée par ouverture, (b). Schéma électrique équivalente.

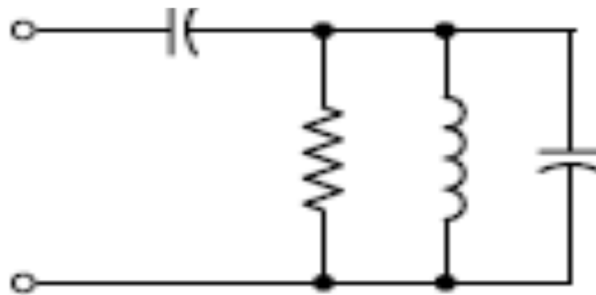
I. 5. 2. 2. Alimentation Couplée Par Proximité

Comme le montre la figure I.6, le principal avantage de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite. L'alimentation fournit une bande passante très élevée (jusqu'à 13%) est assez facile de modéliser. Toutefois, sa fabrication est un peu plus difficile à cause de la présence des deux substrats qui doivent être alignés. La

longueur de la ligne d'alimentation et le rapport de la largeur du patch peuvent être utilisés pour le contrôle [36, 54].



(a)



(b)

Figure I. 6. (a). Antenne imprimée alimentée en couplée par proximité (b). Schéma électrique équivalente basé sur des composants localisés.

Caractéristiques	Alimentation par une ligne microuban	Alimentation par un câble coaxial	Alimentation par une ouverture couplée	Alimentation par une proximité couplée
Rayonnements parasites d'alimentation	plus	plus	moins	minimum
Fiabilité	meilleure	faible en raison de soudure	bonne	bonne
Facilité de fabrication	facile	la soudure et le perçage sont nécessaires	l'alignement est requis	l'alignement est requis
Adaptation d'impédance	facile	facile	facile	facile
Bande passante	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Tableau I. 2. Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation [48].

I. 6. Caractéristiques des antennes

Une antenne est caractérisée par différents paramètres qu'on peut les classer soit en caractéristiques électriques, soit en caractéristiques de rayonnement [24].

Caractéristiques électriques

- Coefficient de réflexion,
- Impédance d'entrée,
- Taux d'onde stationnaire.

Caractéristiques de rayonnement

- Diagramme de rayonnement,
- Puissance rayonnée,
- Directivité,
- Gain,
- Résistance de rayonnement,

- Polarisation,
- La bande passante.

I. 6.1. Caractéristiques électriques

Ils caractérisent l'efficacité du transfert de puissance entre le milieu de propagation et système radioélectrique, ces paramètres évaluent aussi l'apportée de charge par l'antenne au circuit d'excitation.

Pour la caractérisation d'une antenne, il existe plusieurs paramètres, mais nous ne définirons que les trois principaux : le coefficient de réflexion, l'impédance d'entrée et le taux d'onde stationnaire.

Le coefficient de réflexion met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne, donc il permet de quantifier la quantité du signal réfléchi par rapport au signal incident. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation. Le coefficient ρ est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation classique [19]:

$$\rho = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \quad (\text{I. 5})$$

Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est réalisée idéalement pour $\rho = 0$ (absence d'onde réfléchi).

Où :

- Z_e : Impédance d'entre,
- Z_0 : Impédance caractéristique.

Dans la pratique, l'adaptation est caractérisée par le module du coefficient de réflexion où le plus souvent par le "**Rapport d'Onde Stationnaire**" (R.O.S.).

La ligne d'alimentation permet la transmission des ondes électromagnétiques dans les deux directions. Si l'antenne n'est pas bien adaptée, une partie de l'onde sera réfléchi lorsqu'elle atteint la charge et renvoyée vers la source, dans ce cas, les ondes incidentes et réfléchies se superposent et engendrent une onde stationnaire.

On caractérise par (+V) l'onde propageant vers l'avant et par (-V) l'onde en retour, alors le taux ou le rapport d'onde stationnaire sera défini par [19]:

$$\text{ROS} = \frac{(+V) - (-V)}{(+V) + (-V)} \quad (\text{I. 6})$$

Il est lié au coefficient de réflexion $|\rho|$ par la relation :

$$\text{ROS} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (\text{I. 7})$$

Pour un ROS=1, on a adaptation idéal.

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne. Il est défini également comme le rapport de la tension V_e sur le courant I_e présenté à l'entrée.

$$Z = \frac{V_e}{I_e} = R + jX \quad (\text{I. 8})$$

Où :

- Z = impédance d'entrée aux bornes a et b,
- R = résistance de l'antenne aux bornes a et b,
- X = réactance de l'antenne aux bornes a et b.

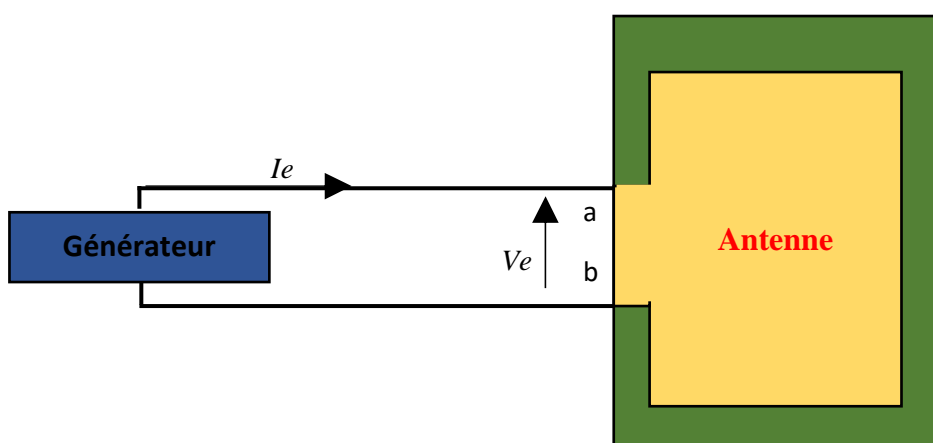


Figure I. 7. Antenne émetteur.

Pour un bon rendement de l'antenne, il est nécessaire que l'antenne et la ligne de transmission aient presque la même impédance, cette impédance peut être écrite en fonction du coefficient de réflexion [24]:

$$Z_e = Z_0 \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \quad (\text{I. 9})$$

I. 6. 2. Caractéristiques du rayonnement

I. 6. 2. 1. Directivité

La directivité d'une antenne est définie comme étant le rapport de l'intensité de rayonnement U dans une direction donnée sur la intensité de rayonnement d'une source isotrope U_0 . On forme mathématique on peut écrire comme [55].

$$D = \frac{U}{U_0} \quad (\text{I. 10})$$

$$U_0 = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi} \quad (\text{I. 11})$$

Où :

- D : La directivité de l'antenne,
- U : L'intensité de rayonnement de l'antenne,
- U_0 : L'intensité de rayonnement d'une source isotrope.

I. 6. 2. 2. Gain

Parmi les caractéristiques du rayonnement d'une antenne, on trouve le gain, ce dernier est très important au sein d'un système [55]. On le définit comme un rapport entre l'intensité maximum du rayonnement obtenu au sommet du lobe principal par rapport à l'intensité du rayonnement d'une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée dans la même direction qui serait produite.

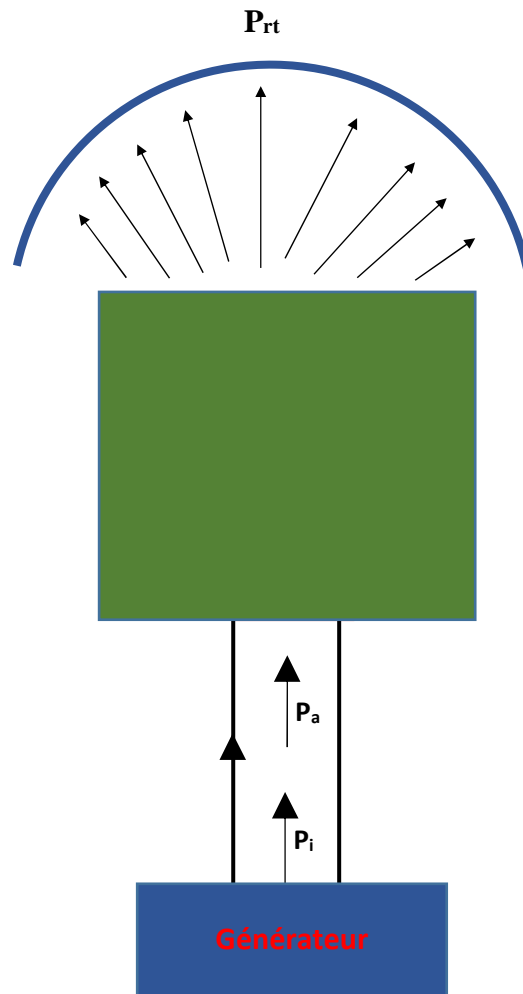


Figure I. 8. Puissance de référence.

Où :

- P_i : Puissance incidente,
- P_a : Puissance acceptée par l'antenne,
- P_{rt} : Puissance rayonnée totale.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \varphi)}{P} \quad (\text{I. 12})$$

Selon le choix de la puissance de référence P , trois définitions du gain sont communément utilisées (figure I.8) :

Si la puissance de référence est :

- a. la puissance P_i délivrée par le générateur, le gain est appelé gain “*réalisé*”, sa valeur prend en compte toutes les pertes (effet Joule, désadaptation, pertes diélectriques), il est donné par :

$$G_R(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \varphi)}{P_i} \quad (\text{I. 13})$$

- b. La puissance P_a acceptée par l’antenne, le gain est appelé “*gain de l’antenne*”. Cette définition ne tient pas compte des pertes par désadaptation, par contre, elle inclut les pertes ohmiques et diélectriques, sa valeur est donnée par :

$$G_a(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (\text{I. 14})$$

- c. La puissance totale rayonnée P_{rt} , le gain est appelé “*directivité*”, cette grandeur est caractéristique de l’antenne seule, mesurant la capacité de l’antenne à concentrer l’énergie dans une direction particulière.

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \varphi)}{P_{rt}} \quad (\text{I. 15})$$

I. 6. 2. 3. Polarisation

La direction du champ électrique décrit la polarisation d’une antenne. On peut citer trois types de polarisation :

a. **Polarisation linéaire**

Une onde est polarisée linéairement si à un moment donné dans l’espace, le champ électrique (ou de champ magnétique) à ce point est toujours orienté le long de la même ligne droite à chaque instant. Ceci est accompli si le champ (électrique ou magnétique) possède:

- Un seul composant,
- Deux composantes linéaires orthogonales qui sont en phase ou un décalage de phase de 180° .

b. Polarisation circulaire

On parle de la polarisation circulaire à un moment donné dans l'espace si le vecteur du champ électrique (ou magnétique) à ce moment trace un cercle en fonction du temps. C'est le cas des antennes utilisées en télécommunications spatiales et radar [14].

Les conditions nécessaires et suffisantes pour accomplir cela sont : si le vecteur de champ électrique ou magnétique possède toutes les caractéristiques suivantes :

- Le champ doit avoir deux composantes linéaires orthogonales,
- Les deux composants doivent avoir la même grandeur,
- Les deux composants doivent avoir une différence de phase des multiples impairs de 90° .

c. Polarisation elliptique

On parle qu'une onde est polarisée elliptiquement si le pointe du vecteur du champ (électrique ou magnétique) trace une ellipse dans l'espace, à chaque instant, le vecteur de champ (électrique ou magnétique) change continuellement avec le temps, d'une manière à décrire une ellipse.

La polarisation elliptique est droite (sens horaire) si le vecteur de champ tourne dans le sens horaire et il est polarisé elliptiquement à gauche (sens antihoraire) si le champ vecteur de l'ellipse tourne dans le sens antihoraire [57]. Le sens de rotation est déterminé en utilisant les mêmes règles pour la polarisation circulaire.

Une onde est polarisée elliptiquement si elle n'est pas polarisée linéairement ou circulairement, bien que les polarisations linéaires et circulaires soient des cas particuliers de la polarisation elliptique.

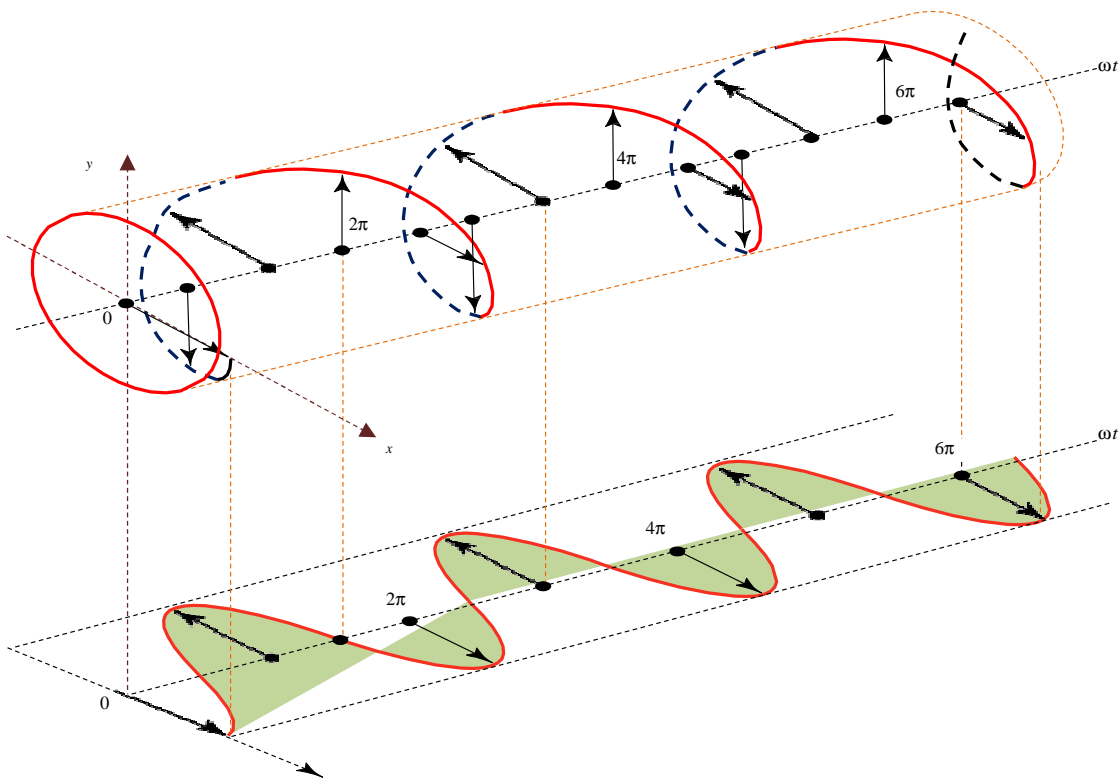
Les conditions nécessaires et suffisantes pour accomplir cela :

Si le vecteur du champ (électrique ou magnétique) possède toutes les conditions suivantes :

- Le champ doit avoir deux composantes linéaires orthogonales,
- Les deux composants peuvent avoir une grandeur de même ou différente,
- Si les deux composants ne sont pas du même ordre de grandeur, la différence de phase entre les deux composants ne doit pas être 0° ou multiples de 180° (parce qu'elle sera alors linéaire),

- Si les deux composants sont la même grandeur, la différence de phase entre les deux composants ne doit pas être des multiples impairs de 90° (car elle sera alors circulaire).

La polarisation d'une onde rayonnée est définie comme : la propriété d'une onde électromagnétique décrivant la direction du vecteur champ électrique dans le temps, plus précisément, le tracé en fonction du temps de l'extrémité du vecteur champ électrique en l'emplacement fixé dans l'espace et le sens dans lequel il est tracé, donc la polarisation c'est la courbe tracée par l'extrémité de la flèche (vecteur) qui représente le champ électrique instantané. Le champ doit observer le long de la direction de propagation [57]. Une tracée caractéristique en fonction du temps est représentée sur la figure 1. 9 (a) et (b).



(a)

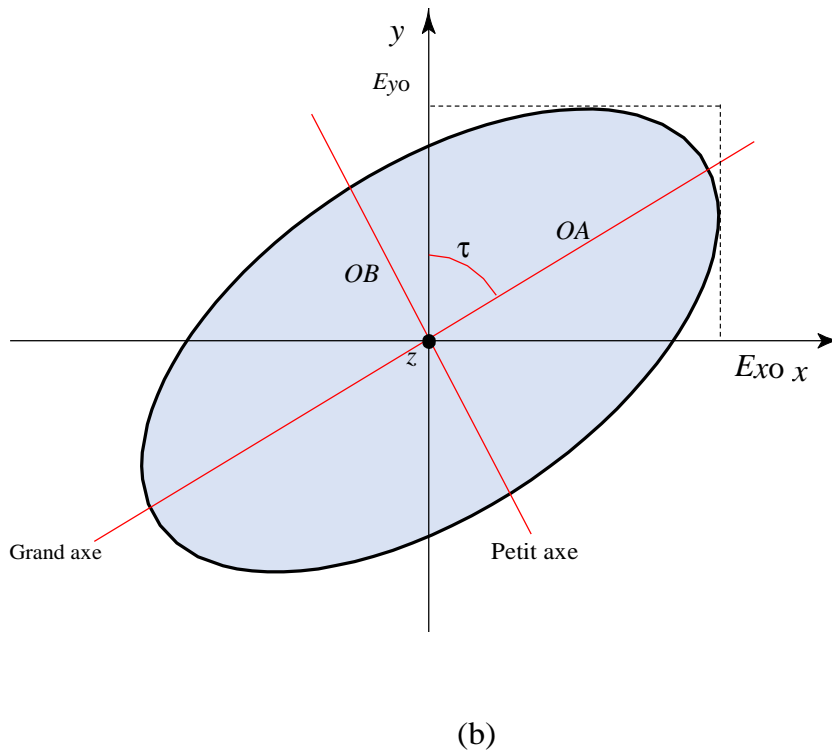


Figure I. 9. (a). Rotation d'une onde électromagnétique plane, (b). Son ellipse de polarisation à $z = 0$ en fonction du temps [57].

1. 6. 2. 4. Diagramme de rayonnement

La représentation graphique de la fonction caractéristique de l'antenne porte le nom de diagramme de rayonnement, c'est une représentation du rayonnement en 2D ou 3D de la puissance, du gain ou du champ électrique rayonné à grande distance est en fonction de θ (angle de site: plan vertical) et φ (angle d'azimut: plan horizontal).

Classiquement, on a pris l'habitude de représenter le diagramme de rayonnement dans deux plans perpendiculaires qui sont: le plan E et le plan H. Le plan E (plan vertical) défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ électrique. Le plan H (plan Horizontal) est défini comme le plan contenant l'axe de l'antenne et le champ magnétique. C'est demi-diagramme qui représente les variations de la puissance que rayonne l'antenne par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace [23].

Prenons le cas d'une antenne isotrope, c'est-à-dire rayonnant de la même façon dans toutes les directions, soit P la puissance totale rayonnée par l'antenne isotrope, la puissance rayonnée par unité de surface à la distance r ou la densité de puissance S à cette distance dans n'importe quelle direction est donnée par:

$$S = \frac{P}{4\pi r^2} \quad (\text{I. 16})$$

Le diagramme de rayonnement permet de localiser les zones de l'espace entourant l'antenne et les directions où le rayonnement est intense ou faible, même si chaque diagramme de rayonnement est différent en fonction des antennes, il est possible de différencier trois formes typiques du diagramme de rayonnement : isotrope, omnidirectionnel et directif.

a. L'antenne isotrope

L'antenne isotrope n'existe pas et n'est pas réalisable, en réalité, l'énergie rayonnée par une antenne est répartie inégalement dans l'espace, certaines directions sont privilégiées : ce sont les lobes de rayonnement propriétés, même si différents travaux tentent de s'approcher de cette antenne, il reste purement théorique et sert de référence pour établir la directivité ou le gain d'une antenne réelle [58, 38].

b. L'antenne omnidirectionnelle

Elle caractérise par la faculté à rayonner de manière égale dans toutes les directions contenues dans un plan.

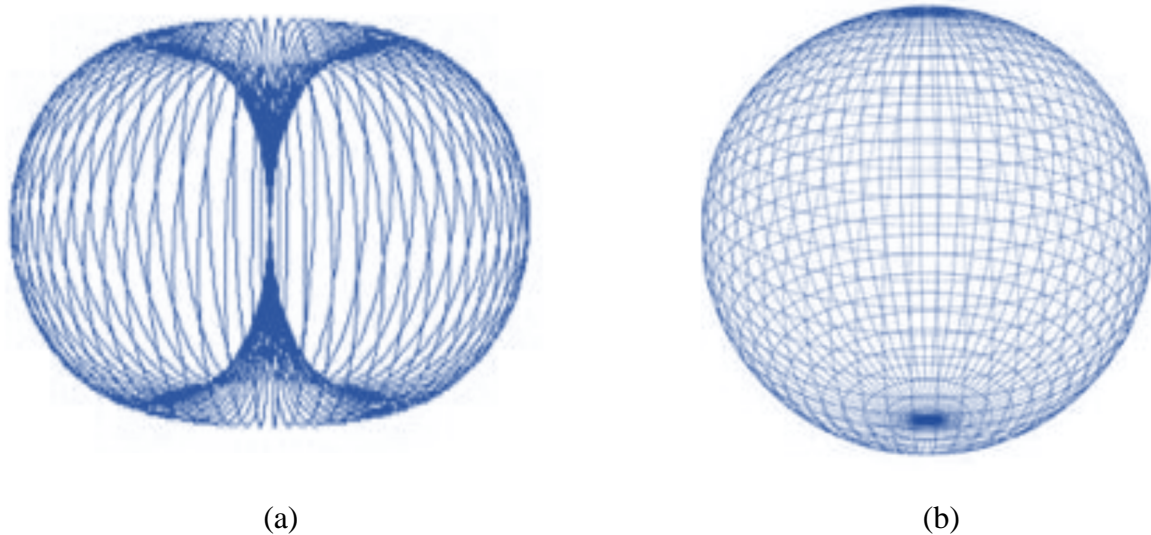


Figure I. 10. Exemple de diagrammes de rayonnement [58, 38] (a). Antenne omnidirectionnelle (b). antenne isotrope.

c. L'antenne directionnelle

Un type plus pratique et qui rayonne plus de puissance dans certaines directions et moins de dans d'autres directions. Le diagramme de rayonnement peut être constant dans un

seul plan (plan E), et varie dans le plan orthogonal (horizontal) (plan H). Le diagramme de rayonnement de l'antenne directive est montré dans la figure ci-dessous :

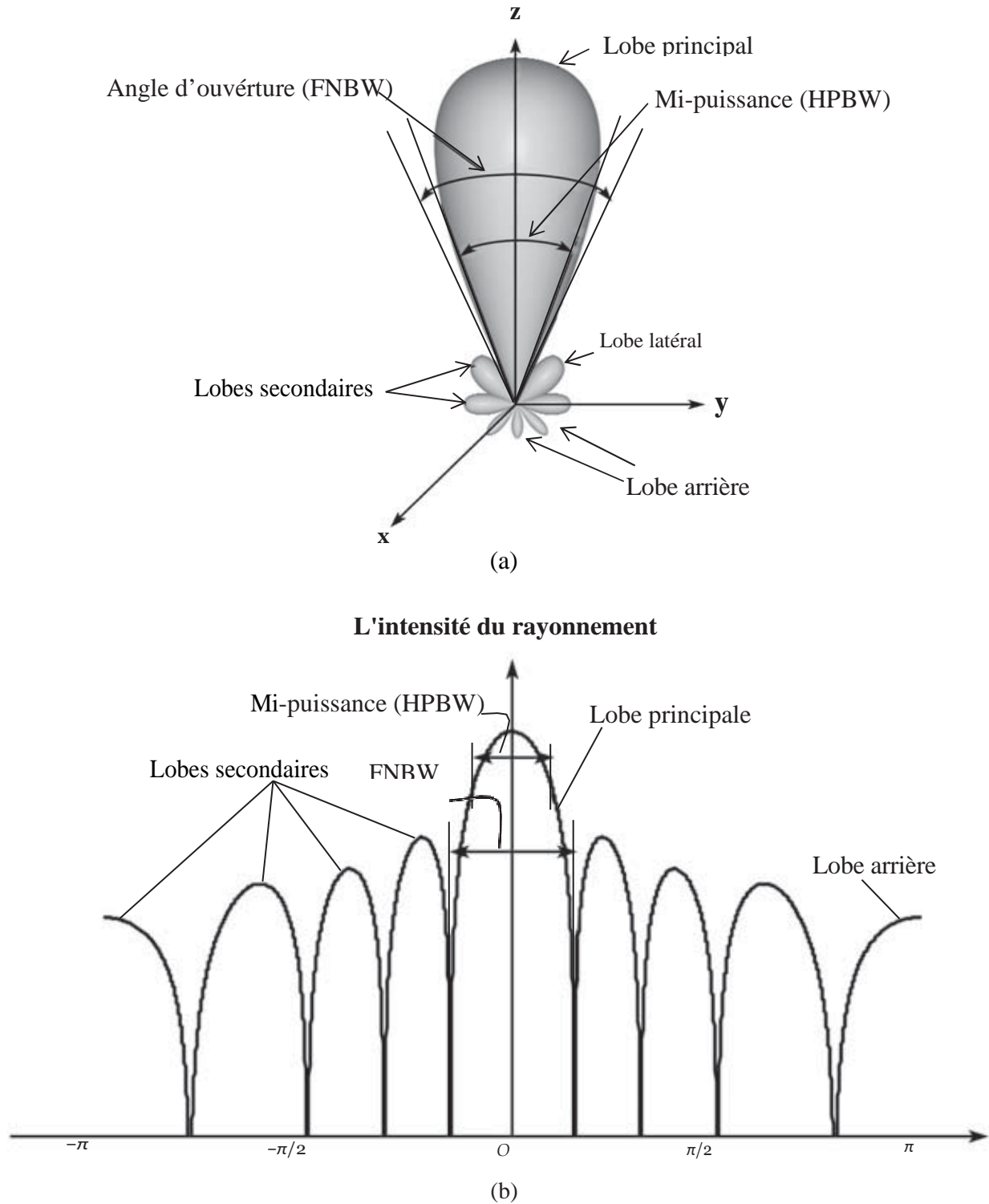


Figure I. 11. (a). Diagramme de rayonnement d'une antenne imprimée en 3D (b). Tracé linéaire du diagramme de rayonnement en 2D [59].

- **Angle d'ouverture**

C'est l'angle entre les deux directions du lobe principal pour lequel la puissance rayonnée est la moitié (-3 dB) de la puissance rayonnée dans la direction la plus favorable. L'angle d'ouverture est généralement spécifié dans les plans de symétrie de l'antenne : il est limité par le rapport entre la plus grande dimension de l'antenne et la longueur d'onde.

- **Lobe principale**

C'est le lobe qui contient le maximum d'énergie de rayonnement.

- **Lobes secondaires**

C'est les lobes qui contiennent moins d'énergie de rayonnement par rapport au lobe principal, d'ailleurs, son niveau d'énergie est exprimé par rapport à la densité de puissance du lobe principal.

- **Lobes arrière**

C'est tous les lobes secondaires présentent dans la direction opposée du lobe principal (sens opposé), de quelque sort, la présence des lobes secondaires dans une direction opposée du lobe principale démunie la directivité.

d. Bande passante

La bande passante n'a pas de définition unique, elle peut être définie par un ou plusieurs critères physiques. Il est important à chaque fois de spécifier le critère utilisé (la polarisation, l'impédance, ou le rayonnement).

La bande passante est la plage de fréquence entre (f_{\min} et f_{\max}) dans laquelle le critère spécifié est respectée [60, 61], d'une façon générale, la bande passante relative est donnée par l'expression suivante :

$$BP = 2 \cdot \frac{(f_{\max} - f_{\min})}{(f_{\max} + f_{\min})} \times 100\% \quad (\text{I. 17})$$

On peut définir la bande passante en plusieurs thèmes, les définitions les plus répandues sont :

- **Définition en termes de rayonnement**

La variation de fréquence se traduit par une variation du gain, l'angle d'ouverture, le niveau des lobes secondaires. On peut déterminer la bande passante relative si on spécifie l'une de ces grandeurs comme Min et Max [60, 62].

- **Définition en termes de polarisation**

Les propriétés de la polarisation (linéaire ou circulaire) d'une antenne sont souvent liées à une fréquence fixe. La spécification d'un maximum de polarisation croisée ou d'un niveau de rapport axial peut être utilisée pour définir la bande passante.

- **Définition par l'impédance**

La bande passante en termes d'impédance est définie comme la plage de fréquences dans laquelle l'impédance d'entrée reste adaptée au générateur, ce dernier (impédance d'entrée varie en fonction de la fréquence).

On peut exprimer la bande passante par le rapport d'onde stationnaire (ROS) ou le coefficient de réflexion (S_{11}), l'adaptation de l'impédance d'entrée peut se traduire par un (ROS) inférieur à deux ou cinq ou par un coefficient de réflexion inférieur à un niveau spécifique, généralement entre 10 dB -15 dB [62].

La bande passante est inversement proportionnelle au facteur de qualité de l'antenne, elle est donnée par la relation suivante :

$$BP = \frac{(ROS-1)}{(Q\sqrt{ROS})} \quad (I. 18)$$

Pour la suite d'étude, le critère du coefficient de réflexion inférieur à -10 dB est retenu pour définir la bande passante de l'antenne. La maîtrise de la bande passante est l'un des facteurs limitant des antennes résonantes.

Pour élargir la bande passante, il est souvent nécessaire de faire appel à des techniques permettant l'élargissement de ce dernier (bande passante), parmi ces techniques, on a la réduction du facteur de qualité.

- **Facteur de qualité :**

Il est défini par le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie perdue par le circuit.

$$Q = \frac{E_{\text{Stokée}}}{2\pi E_{\text{perdu}}} \quad (I. 19)$$

Où :

- $E_{\text{Stokée}}$: énergie stockée,
- E_{perdu} : énergie perdue par le circuit.

Le facteur de qualité d'une antenne représente ensemble des pertes engendrées par ce dernier, de façon générale [62], le facteur de qualité représente l'ensemble des pertes de l'antenne [63]-[64]-[65]. Ainsi, le facteur de qualité total est influencé par toutes ces pertes et s'écrit généralement, comme suit :

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{ray}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{os}} \quad (\text{I. 20})$$

Où :

- Q_c : Facteur de qualité dû à la conductance ohmique (que l'on cherche à minimiser),
- Q_{ray} : Facteur de qualité dû au rayonnement (que l'on cherche à maximiser),
- Q_d : Facteur de qualité dû au diélectrique,
- Q_{os} : Facteur de qualité dû aux ondes de surface,
- Q_t : Facteur de qualité total.

I. 7. Avantages et inconvénients

La structure miniaturisée des antennes imprimées rend son utilisation indispensable ces dernières années, d'ailleurs, ces antennes sont de plus en plus utilisées dans des applications sans fil dues à leurs structure miniaturisées, ils sont extrêmement compatibles pour les dispositifs sans fil portatif telles que : les téléphones cellulaires, missile, ...etc. Pour l'utilisation de ces antennes dans certaines applications, elles doivent satisfaire certaines exigences telles que minces et conformes.

Certains de leurs principaux avantages discutés par BALANIS [66,67] et KUMAR et RAY [66, 68] sont indiqués ci-dessous:

- Poids léger et volume petit,
- Configuration planaire miniaturisée qui peut être facilement rendue conforme pour n'importe quelle surface,
- Le faible coût de fabrication, par conséquent elles peuvent être fabriquées en grande quantité,
- Supportent la polarisation linéaire aussi bien que la polarisation circulaire,
- Peuvent être facilement intégrées avec les circuits intégrés micro-ondes (MICs),
- Capables d'opérer en mode bi-fréquence,

- Mécaniquement robustes une fois montées sur des surfaces rigides.

Ces antennes souffrent d'un certain nombre d'inconvénients par rapport aux antennes conventionnelles :

- Largeur de bande passante étroite,
- Faible rendement,
- Faible gain,
- Rayonnement parasite des alimentations et des jonctions,
- Excitation d'ondes de la surface.

Les antennes imprimées caractérisées par un facteur de qualité (Q) très élevé qui représente les pertes liées à l'antenne, ce dernier mené à faible rendement et bande passante étroite. L'augmentant de l'épaisseur du substrat diélectrique se traduit par une réduction du facteur de qualité (Q) et une fraction de la puissance totale délivrée par la source consommée par les ondes de surface. La dégradation des caractéristiques de l'antenne peut être causée par la contribution des ondes de surface qui peuvent être considérée comme perte de puissance puisqu'elles sont finalement dispersées au niveau du substrat diélectrique et peuvent causer la dégradation des caractéristiques de l'antenne. Cependant, des ondes de surface peuvent être minimisées par l'utilisation des structures photoniques comme discutées par QIAN [69].

Les problèmes tels que : faible gain et une maigre puissance peuvent être surmontés en employant un réseau d'antenne.

I. 8. Réseaux d'antennes

Les antennes imprimées ne sont pas utilisées seulement comme des éléments seuls, mais sont aussi très populaires en réseaux.

Les réseaux sont très polyvalents, ils sont utilisés entre eux pour synthétiser un motif requis qui ne peut pas être atteint avec un seul élément, d'une autre part, ils sont utilisés pour accroître la directivité et effectuer diverses fonctions qu'il serait difficile d'accroître avec un seul élément quelconque [70].

Il existe différentes méthodes pour alimenter les réseaux d'antennes, parmi ces méthodes on a : alimentation en série, l'alimentation en parallèle utilisant une alimentation corporative, ces deux méthodes sont les plus simples, car ils peuvent être sur la même couche où elle permet l'optimisation du poids, d'épaisseur et le coût de l'antenne, tandis que d'autres méthodes nécessitent des structures tridimensionnelles complexes. Toutefois, les pertes

résistives d'alimentation et les pertes de rayonnement doivent être pris en considération, car ils limitent le gain et le diagramme de rayonnement [71, 72].



(a)



(b)

Figure I. 12. (a). Réseau d'antenne alimenté en série, (b). Réseau d'antenne alimenté en arborescence [71].

L'alimentation en série et l'alimentation en parallèle sont différentes dans de nombreux aspects, d'abord l'alimentation parallèle fournit une largeur de bande passante plus grande, généralement 10 % de la fréquence de fonctionnement, tandis que l'alimentation en série fournit une bande passante de 1 à 3 % [73].

Le principal inconvénient de l'alimentation parallèle c'est qu'elle souffre de plusieurs pertes ohmiques vu que les structures utilisées pour l'alimentation en parallèle occupent plus d'espace. Les pertes par rayonnement sont également d'une plus grande quantité en raison de la discontinuité de la configuration nécessaire en parallèle.

La combinaison de deux types d'alimentations est habituellement utilisée pour parvenir à un échange acceptable entre : la bande passante, les pertes par rayonnement, les pertes ohmiques et l'espace.

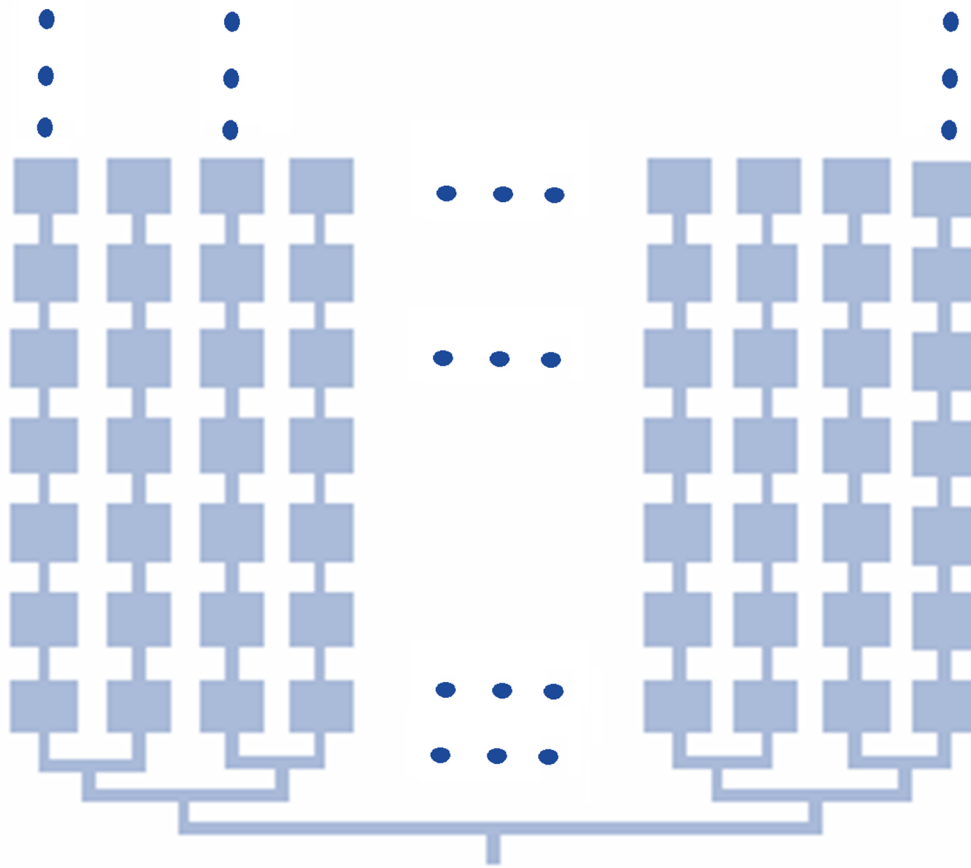


Figure I. 13. Combinaisons de deux types d'alimentations [71].

La géométrie du réseau peut être déterminée grâce aux étapes suivantes [74]:

- Le nombre d'éléments rayonnants nécessaires peut être déterminé par différents paramètres : la taille maximale de l'antenne, les ouvertures angulaires des diagrammes dans les plans principaux, Le gain,
- Pour augmenter la valeur maximale de la directivité, il faut éviter le phénomène de couplage entre deux éléments successifs,
- Le cas contraire, si les éléments du réseau sont trop éloignés, des lobes de réseau apparaissent,
- Des outils de synthèse du réseau permettent de déterminer les pondérations et déphasages à appliquer à chaque élément si le diagramme de rayonnement doit vérifier un gabarit éventuellement imposé,

- La pondération en amplitude permet de diminuer le niveau des lobes secondaires tandis que la pondération en phase dirige le lobe principal dans une direction privilégiée.

Globalement, les réseaux d'antennes imprimées sont très utilisés compte tenu de leurs nombreux avantages. Ses domaines d'application sont extrêmement variés vu la possibilité d'agir sur des nombreux facteurs et donc l'adaptation du diagramme de rayonnement notamment aux exigences les plus variées des cahiers des charges [75].

I. 9. Méthodes d'analyses des antennes microruban

I. 9. 1. Méthodes analytiques

Ces méthodes reposent sur la prise en compte de la nature des phénomènes physiques qui se produit au sein de l'antenne, vu la complexité d'une telle analyse, un ensemble d'approximations sont mises en place afin de simplifier le modèle développé. Les modèles les plus populaires et qui fournissent des résultats suffisamment concis sont le modèle de la ligne de transmission et le modèle de cavité [36]-[76]-[38]-[77]. Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple, il donne une bonne interprétation physique, cependant il est moins précis [78]. De son côté, le modèle de cavité se distingue par une bonne précision et en même temps présente une complexité importante. Le Patch rectangulaire est la forme des antennes Patches la plus répandue : simple à analyser par le modèle des lignes et de cavité [79]. Dans la suite de l'étude, le modèle d'analyse sera présenté pour le cas d'une forme rectangulaire.

I. 9. 1. 1. Modèle de la ligne de transmission

Le modèle de la ligne de transmission sera discuté en détail dans le chapitre II.

I. 9. 1. 2. Modèle de la cavité

Le modèle de cavité consiste à modéliser la région intérieure du substrat diélectrique par une cavité limitée par quatre murs magnétiques transversaux à pertes et deux plaques électriques horizontales (l'élément rayonnant et le plan de masse). Dans le cas où $h \ll \lambda$ [80, 81], on peut dire que le champ magnétique comporte deux composantes transversales suivantes (Oy) et (Ox) tandis que le champ électrique dans la cavité admet une composante longitudinale suivant l'axe (Oz).

En alimentant l'antenne, une distribution de charges apparaît sur la surface supérieure du plan de masse et sur les surfaces intérieures et supérieures du patch, cette distribution de charge est contrôlée par deux mécanismes :

- **Mécanisme attractif**

Entre les charges opposées sur le côté inférieur du Patch et le côté supérieur du plan de masse.

- **Mécanisme répulsif**

Entre les charges de même nature sur la surface inférieure du Patch provoquant ainsi un déplacement de charges vers la surface supérieure du Patch. En raison de ce mouvement des charges, les courants circulent sur les deux faces du Patch.

L'hypothèse ' $L > h$ ' fait que le mécanisme attractif est le mécanisme dominant et par conséquent, moins de courant circulera sur la surface supérieure du Patch.

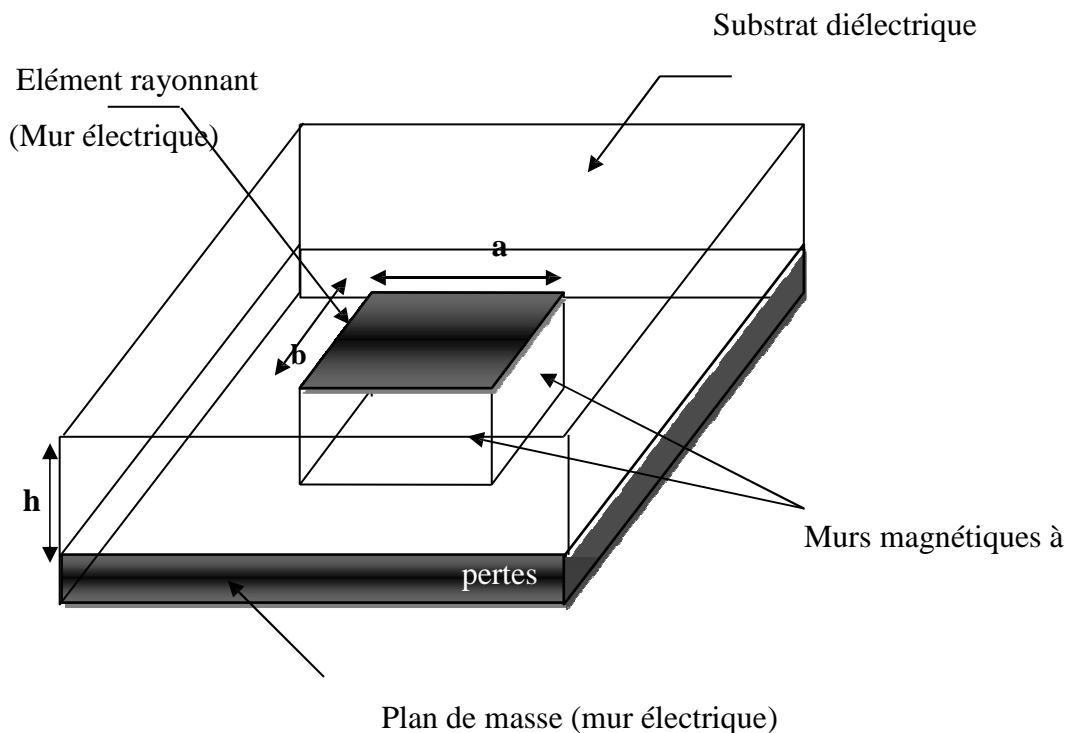


Figure I. 14. Modèle de cavité à perte [80].

Les fréquences de résonance données pour le modèle de la cavité sont données par la formule générale suivante:

$$f_{r(mnp)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (\text{I. 21})$$

Où :

- **L, W, h** : sont les dimensions de cavité,
- **m, n, p** : sont des entiers qui définissent le mode,
- **μ, ϵ** : sont la perméabilité et la permittivité du diélectrique respectivement.

Les modes de propagation du type TM_{mnp} sont définies par Les conditions aux limites de la structure (avec $p=0$, dans le cas du substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement (λ_0) [16, 71]. La figure II.14 représente la distribution tangentielle des champs électriques sur les faces de la cavité (sous l'hypothèse d'absence des champs marginaux) [36].

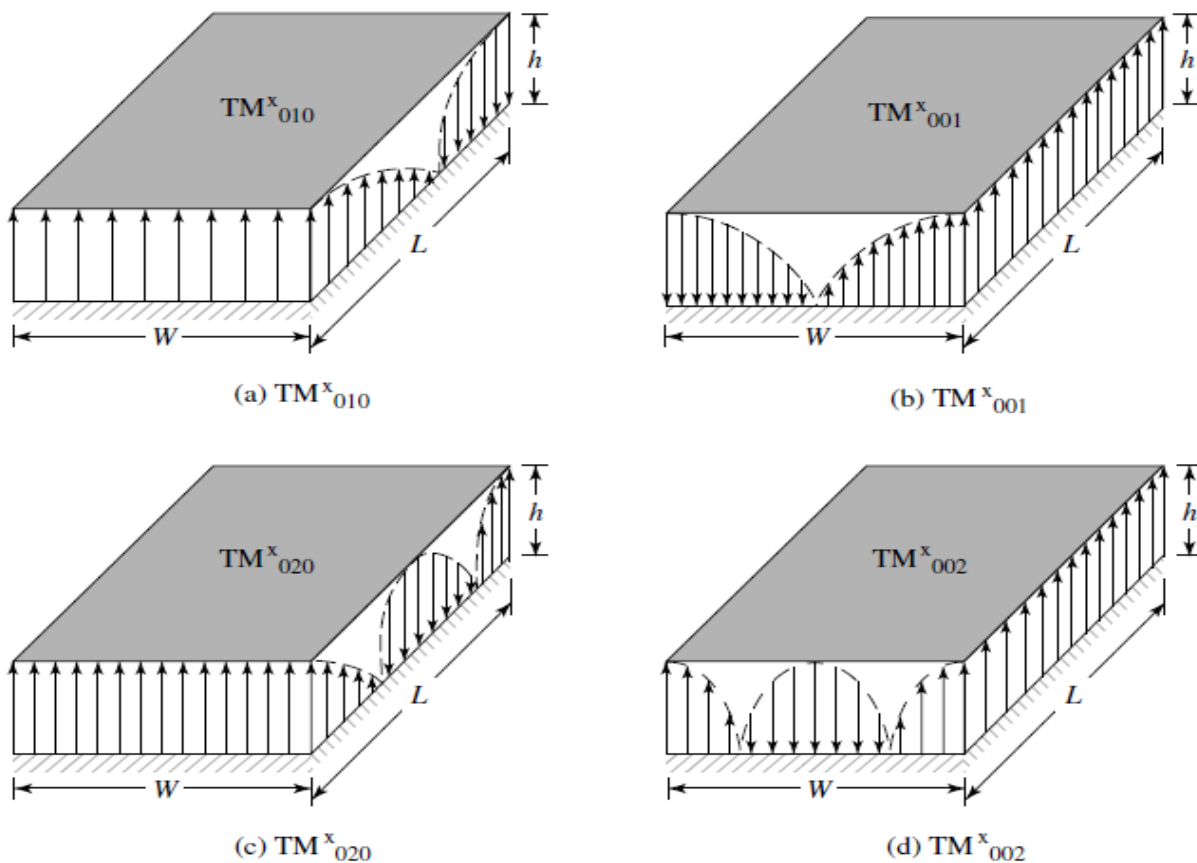


Figure I. 15. Configuration des champs (modes) d'une antenne patch rectangulaire [82].

I. 9. 2. Méthodes numériques (rigoureuses)

I. 9. 2. 1. Présentation générale

Les techniques numériques, basées sur la détermination de la distribution du courant sur la surface de l'élément conducteur et le plan de masse dans le domaine fréquentiel pour certaines et temporelles pour d'autres, peuvent analyser les formes les plus arbitraires et les multicouches. Toutefois, ces techniques nécessitent toutes un espace mémoire, un temps de calculs et un effort très considérables et ne permettent que très peu d'interprétations physiques.

La résolution de la plupart des problèmes physiques consiste à trouver un champ (scalaire, vectoriel ou tensoriel) satisfaisant à des équations aux dérivées partielles qui régissent le problème. Tout en respectant les conditions aux limites définies à la frontière du domaine de définition du problème [83].

Les méthodes rigoureuses résolvent un système d'équations sans introduire d'approximation en dehors de la troncature à un nombre fini de degré de liberté et des arrondis intrinsèques aux méthodes numériques [84]. Les méthodes rigoureuses les plus couramment utilisées peuvent être rangées en deux classes :

- les méthodes volumiques (qui travaillent dans le volume de propagation),
- les méthodes intégrales.

I. 9. 2. 2. Les méthodes volumiques

Ces méthodes consistent à calculer directement les champs électromagnétiques ont maillant tout le domaine de calcul. Donc la résolution numérique ne peut donc s'effectuer que dans un domaine borné.

Dans le cas d'un domaine infini (ex. : propagation extérieure), on définit un domaine de résolution à l'aide des frontières artificielles et on impose des conditions aux limites parfaitement absorbantes et des phénomènes de réflexions artificielles parasites seront inéluctables par cette troncature du domaine. Les méthodes volumiques numériques se décrivent principalement sous deux formes :

- la méthode des éléments finis,
- la méthode des différences finies.

a. La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis fait son apparition dans les années 70, après la méthode des différences finie, elle est très utilisée pour résoudre des équations aux dérivées partielles, notamment les équations de Maxwell qui régissent les phénomènes électromagnétiques.

La méthode est décrite par une théorie mathématique très riche, permettant la conservation des propriétés des opérateurs mathématiques, néanmoins, cette méthode exige un traitement particulier des équations, qui sont transformées à l'aide d'une formulation intégrale, puis discrétisées pour aboutir à un système d'équations algébriques. Donc cette méthode consiste à approcher les variables inconnues par un polynôme de degré fini aux nœuds du maillage. Les parties élémentaires sont des polygones, en effet, la variété des formes d'éléments finis (hexaèdres, tétraèdres, prismes) permet de mailler les régions avec une densité variable.

Dans la méthode des éléments finis, l'attention est focalisée sur un problème de variation, concernant le principe de l'énergie minimale dans une région fermée du champ électrostatique, l'énergie emmagasinée dans le champ prend toujours la plus faible des valeurs possibles. La région du champ électrique considéré est divisée en éléments de formes et de tailles quelconques figure I. 16 [85].

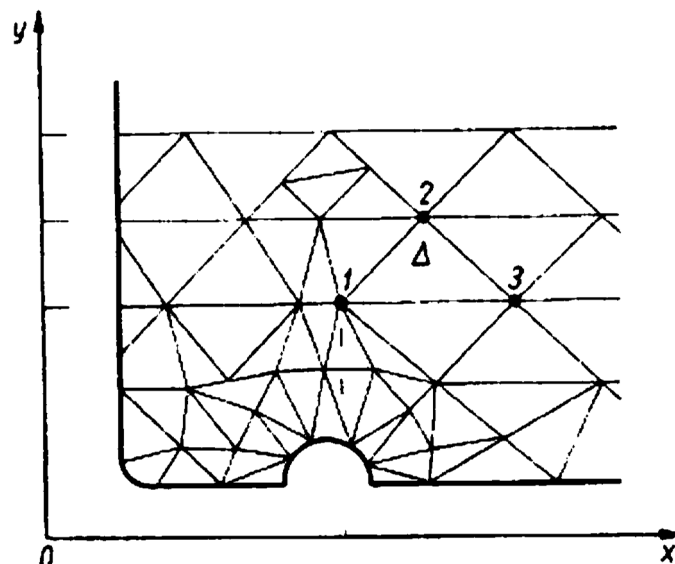


Figure I. 16. Fragment du champ avec le maillage destiné aux calculs par la méthode des éléments finis [85].

Concernant les éléments finis qui sont utilisés pour discrétiser le domaine :

- On regroupe généralement ces éléments en familles topologiques : triangles, segments, quadrilatères, parallélépipèdes, prismes, tétraèdres,
- On représente chaque élément des points appelés nœuds géométriques.
- Pour chaque élément, on associe des nœuds d'interpolation où l'inconnue sera calculée. Ainsi, à chaque élément résultant de la subdivision, la fonction modélisant le phénomène est définie par une interpolation polynomiale.

$$V = \sum_{i=1}^n \lambda_i V_i \quad (\text{I. 22})$$

Où :

- λ_i : sont les fonctions d'interpolation et V_i les valeurs nodales,
- n : est le nombre de nœuds d'interpolations.

Le principe de base consiste à chercher la distribution des valeurs nodales λ_i qui vérifient les équations aux dérivées partielles et qui remplissent les conditions aux limites.

Pour chaque polynôme, leur ordre dépend du type d'élément : par exemple, pour l'élément quadratique unidimensionnel, décrit par l'abscisse curviligne μ située dans l'intervalle $[-1, 1]$, les fonctions d'interpolation sont [85, 86]:

$$\lambda_1(\mu) = \frac{1}{2}\mu(\mu - 1) \quad (\text{I. 23})$$

$$\lambda_2(\mu) = 1 - \mu^2 \quad (\text{I. 24})$$

$$\lambda_3(\mu) = \frac{1}{2}\mu(\mu + 1) \quad (\text{I. 25})$$

b. Méthode des différences finies

Le développement de la technique méthode des différences finies réduit le besoin de ressources informatiques afin que cette technique puisse utiliser pour analyser électriquement des grands problèmes électromagnétiques complexes [87].

La méthode des différences finies est une approche numérique permettant la résolution des équations différentielles dans le domaine temporel dans une structure uniformément maillée. La méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées. Les composantes des champs électriques et magnétiques sont décalées d'une demi-cellule spatiale

et calculées d'une manière alternative et itérative, à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel. L'avantage de cette technique : permettre une caractérisation dans une large bande de fréquences d'une structure en une seule simulation, les paramètres de propagation et l'impédance caractéristique peuvent être déterminé en appliquant la transformée de Fourier [88].

1. 9. 2. 3. Les méthodes intégrales

Elles consistent à ramener le problème du calcul des champs électromagnétiques au calcul préliminaire des courants équivalents induits sur les interfaces, les champs électromagnétiques sont ensuite déduits de ces courants équivalents. Les méthodes intégrales sont regroupées sous le nom des méthodes des éléments de frontière ou encore sous l'acronyme anglo-saxon BEM pour "Boundary Element Method" [89], elles diffèrent fondamentalement des méthodes volumiques puisqu'elles ne requièrent que le maillage des supports des courants induits. Cependant, elles reposent sur les mêmes notions : maillage et interpolation par des fonctions à support borné. L'avantage majeur de la méthode des éléments de frontière est le gain d'une dimension de l'espace pour la discrétisation. Par rapport aux méthodes volumiques, les problèmes de troncature de domaine et de conditions aux limites ne se posent plus. Les méthodes intégrales sont donc plus précises que les méthodes volumiques et mieux adaptées aux problèmes de propagation en milieu infini. Cependant, les méthodes intégrales aboutissent à des systèmes linéaires complexes et pleins dont la résolution est nettement plus lourde que la résolution des systèmes creux auxquels aboutissent les méthodes volumiques. La méthode des moments est une des méthodes des éléments de frontière la plus utilisée. Il existe sur le marché de nombreux codes basés sur la méthode des moments [90].

a) La méthode des moments

La méthode des moments résolu les équations intégrales et permet de réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires ou quasi-planaires sur les structures de 2D [44, 91]. Elle a été développée la première fois pour l'utilisation dans les problèmes électromagnétiques par Newman [44, 92].

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.

Pour utiliser cette méthode, il faut décomposer la structure étudiée en plusieurs 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 électriques et magnétiques seront déterminés.

I. 10. Conclusion

On valorise une antenne par ses caractéristiques et propriétés, d'ailleurs pour assurer un bon fonctionnement ce dernier, on doit l'adapter à l'application envisagée. Dans ce travail le choix est porté sur les antennes imprimées. Tout d'abord on a commencé ce chapitre par la définition ainsi la présentation des différentes technologies des antennes imprimées, ensuite nous avons données leurs domaines d'utilisation, leurs caractéristiques, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Puis, nous avons décrit l'ensemble des techniques utilisées pour l'alimentation de ces antennes. Après l'étude des caractéristiques radioélectriques des antennes imprimées (impédance d'entrée, diagramme de rayonnement...etc.), nous avons traité les méthodes de mise en réseau des éléments imprimées. Enfin, nous avons présenté quelques méthodes d'analyse les plus utilisées.

Chapitre II

Modèle équivalent Appliqué aux Antennes et Réseaux d'Antennes périodiques et log-périodiques à encoches

Résumé - Le développement des télécommunications spatiales, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de mettre l'antenne imprimée en réseau pour répondre à de nombreuses contraintes commandées par ces systèmes tels que : l'augmentation de la bande passante, le gain...etc. Dans ce chapitre, nous allons présenter une formulation mathématique du modèle de la ligne de transmission pour l'optimisation et la conception des antennes micro-rubans à encoche. L'application de ce modèle dans le cas des réseaux sera aussi abordé par la présentation de nombreux modèles dédiées aux réseaux alimentés en série coudés et alimentés par un diviseur de puissance dans le cas des réseaux périodiques. Le modèle équivalent des réseaux log-périodique est également illustré à travers ce chapitre.

II. 1. Introduction

Le développement des télécommunications spatiales, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants, faisant appel à des technologies simples et économiques. Parmi ces technologies, on trouve les antennes imprimées [93].

Les antennes imprimées sont largement employées de nos jours puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes de transmissions. Leurs formes et dimensions favorisent leur intégration sûr de nombreux systèmes mobiles (avions, voitures, missiles, téléphones portable, etc...). Les antennes imprimées ont connu un essor phénoménal ces dernières années grâce à leur capacité à répondre notamment aux contraintes d'encombrement de poids et surtout de coût imposé par les systèmes mobiles émergents. Ils sont par ailleurs fortement dépendants du substrat diélectrique employé dont les caractéristiques ont une très forte influence sur les performances électromagnétiques de l'antenne [93].

Depuis la formulation du concept de l'antenne microruban, les chercheurs et les ingénieurs ont voulu prédire les caractéristiques électriques de telles structures pour simplifier la conception et améliorer les ses performances. Plusieurs modèles mathématiques ont été développés. Les tous premiers modèles étaient plus ou moins simples. Ils ont été suivis par des techniques plus élaborées, basées sur des formulations d'équations intégrales résolues par des approches rigoureuses. Ces dernières nous offrent une meilleure précision certes, mais elles nécessitent des calculs longs et fastidieux. C'est pour cette raison que les premiers modèles restent largement utilisés dans un nombre considérable de recherches actuelles.

Ces antennes sont le plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation de fonctions très particulières. Actuellement un réseau imprimé est largement utilisé puisqu'il permet de répondre à de nombreuses contraintes commandées par les systèmes. Il est caractérisé par le diagramme de rayonnement, la fonction caractéristique, l'angle d'ouverture, le gain et la directivité. Le potentiel des antennes imprimées est surtout visible dans le domaine des télécommunications civiles et militaires [44]. Ces antennes résonneront aussi à des fréquences différentes, mais ils ont une bande passante très limitée. Ainsi, ils ne sont utilisés que pour des applications spécifiques qui ne nécessitent pas de modifications de la fréquence de transmission et de réception [94]. Les

antennes microruban qui fonctionnent comme un seul élément ont généralement une bande passante égale à la moitié de la puissance, à faible gain et une faible efficacité de rayonnement. Afin d'améliorer ces paramètres, les antennes microruban sont utilisées dans une configuration en réseau pour améliorer le gain et la bande passante de la structure rayonnante. Cette configuration offre une forme très pratique de la matrice de fabrication parce que le réseau d'alimentation et les éléments rayonnants peuvent être faits par photolithographie.

Basant sur leur méthode d'alimentation, le réseau est classé en un réseau avec alimentation série et le réseau avec alimentation par diviseur. Ce dernier est général et polyvalent car il offre au concepteur une plus grande liberté dans le contrôle de l'alimentation de chaque élément (amplitude et phase). Pour le réseau avec alimentation série, les éléments sont alimentés en cascade ce qui engendre un déphasage du diagramme de rayonnement [36].

Dans ce chapitre, nous essayons de présenter le modèle équivalent pour les antennes à encoche et dans le cas des réseaux d'antennes basées sur des formules mathématiques résolues par des approches rigoureuses. Les modèles analytiques emploient des suppositions simplifiées mais offrent des solutions précises.

II. 2. Théorie des lignes de transmission

Une ligne de transmission est composée de deux conducteurs, une source d'où générés un signal électrique et une charge vers laquelle est acheminé le signal. Elle est caractérisée par une impédance d'entrée (Z_{in}), une impédance caractéristique (Z_0), une impédance de charge (Z_L) ainsi que de deux coefficients : un coefficient de réflexion Γ_0 et un coefficient de propagation, figure II. 1 [95]. Le coefficient de réflexion au niveau de la charge est ici non nul. De ce fait, une partie de l'onde incidente émise par la source est transmise, tandis que l'autre partie est réfléchi. Plus le coefficient de réflexion est proche de 1, plus la réflexion est importante.

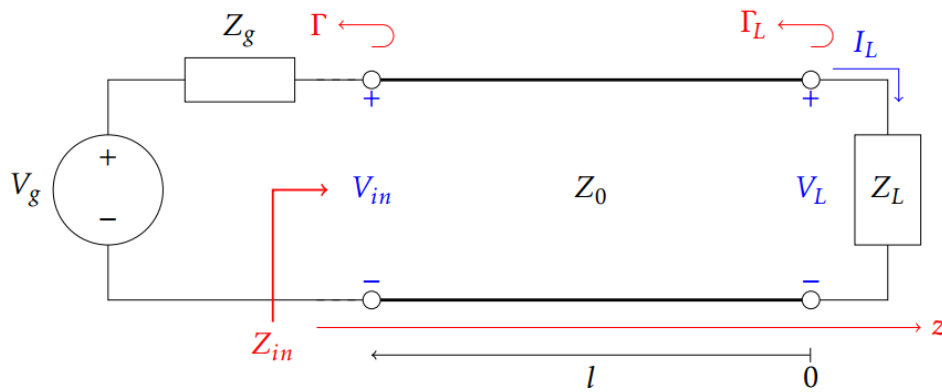


Figure II. 1. Schéma d'une ligne de transmission [95].

Une ligne de transmission est donc un réseau distribué des paramètres où les tensions et les courants peuvent varier en amplitude et en phase le long de la ligne, donc c'est une structure comprenant en général deux conducteurs cylindriques parallèles proches l'un de l'autre et dont la géométrie transversale est uniforme sur toute la longueur. Si les conducteurs sont parfaits (les conducteurs et le plan de masse sont de conductivité infinie) les ondes circulantes sont du type TEM (Transverse Electromagnétique) ou quasi-TEM. Les champs : électriques E et magnétique H sont transverses et leurs composantes longitudinales sont nulles. Le rapport E/H est constant [106].

En basse fréquence lorsque la longueur d'onde est grande devant la longueur de la ligne, la différence de potentiel entre les deux conducteurs est la même tout au long de la ligne. Par contre en haute fréquence lorsque la longueur d'onde est petite ou comparable à la longueur de la ligne, ce n'est plus le cas. Ce phénomène a été mis en évidence par le physicien allemand Heinrich Rudolf Hertz sur la ligne bifilaire [97].

En haute fréquence et pour une longueur infinitésimale de ligne, à condition que la longueur L de la ligne de transmission soit inférieure ou égale au dixième de la longueur d'onde guidée λ_g [97].

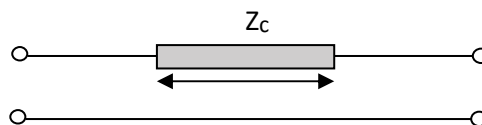


Figure II. 2. Représentation schématique d'une ligne de transmission [98].

Considérons un élément de ligne de longueur élémentaire dx , V et $V+dV$ désignent les tensions à l'entrée et à la sortie de cet élément et de la même façon I et $I+dI$ pour le courant. Les grandeurs V et I dépendent des variables x et t le long de la ligne. Le modèle équivalent utilisé peut se modéliser à l'aide de quatre paramètres qui constituent le modèle à constantes réparties, elle est représentée schématiquement de la manière suivante [98] :

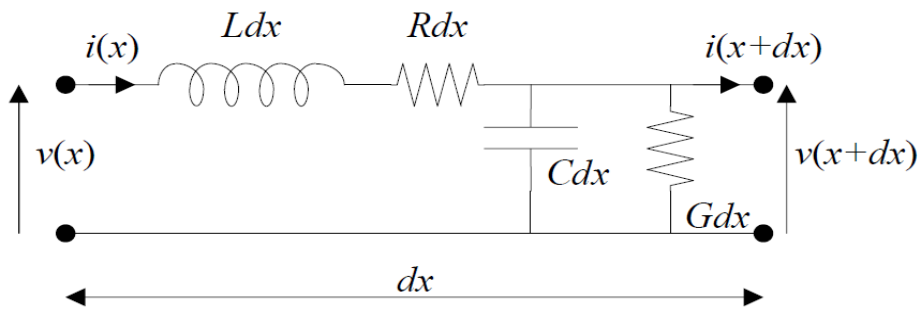


Figure II. 3. Schéma équivalente d'un tronçon de la ligne de longueur dx [98].

Le modèle utilisé est un réseau constitué des quatre éléments suivants : R , L , C , G sont les paramètres primaires de la ligne de transmission.

- **L** : énergie magnétique emmagasinée (H /m),
- **G** : perte diélectrique dans l'isolant qui n'est pas parfait,
- **(S/m)** :c'est la conductance entre les deux conducteurs, (Siemens /m),
- **C** : énergie électrique emmagasinée (F /m),
- **R** : pertes ohmiques (conducteur) (Ω /m).

L'onde électromagnétique peut se propager grâce aux échanges d'énergie électrique et d'énergie magnétique. Ces effets se modélisent respectivement par la présence d'une capacité linéique C et une inductance linéique L . La capacité linéique C dépend de l'écart entre les deux conducteurs, du diamètre des conducteurs et de la permittivité du diélectrique et s'exprime en Farad /m. L'inductance linéique L dépend du diamètre des conducteurs, de l'écart entre les deux conducteurs et de la perméabilité des matériaux et s'exprime en Henry /m [98]. La capacité et l'inductance modélisent les effets de propagation dans la ligne. Les pertes par effet de Joule sont modélisées par une résistance linéique R , qui est due aux pertes ohmiques dans les conducteurs, dépend des diamètres et matériaux des conducteurs et s'exprime en ohms /m. La conductance linéique G traduit les pertes dues au diélectrique. Elle dépend de la capacité linéique et de l'angle de perte du diélectrique et s'exprime en Siemens /m. R et G représentent les pertes [99].

Les paramètres du modèle à constantes réparties sont appelés paramètres primaires. Ces quatre paramètres suffisent pour modéliser le comportement d'une ligne de transmission en haute fréquence. Cependant certains paramètres sont sensibles aux variations de la fréquence. D'une façon générale, l'inductance et la capacité linéique dépendent de la fréquence jusqu'à environ 1 GHz [100]. La résistance linéique augmente lorsque la fréquence augmente et la conductance linéique augmente également avec la fréquence mais reste négligeable en dessous de 1 MHz [101].

Les valeurs des paramètres par unité de longueur peuvent être obtenues, soit analytiquement si la configuration est connue, soit numériquement. À partir du circuit de la figure II.3 et appliquant les lois de Kirchhoff sur la tension, on obtient [100] :

$$V(z, t) - RdzI(z, t) - Ldz \frac{\partial I(z, t)}{\partial t} - V(z + dz, t) = 0 \quad (\text{II. 1})$$

De même les lois de Kirchhoff sur le courant :

$$I(z, t) - GdzV(z + dz, t) - Cdz \frac{\partial V(z + dz, t)}{\partial t} - I(z + dz, t) = 0 \quad (\text{II. 2})$$

À partir des équations (II. 1) et (II. 2) et prenant la limite, on obtient les équations différentielles décrivant l'évolution de la tension et du courant instantanés le long de la ligne de transmission [100] :

$$\frac{dV(z, t)}{dz} = -RI(z, t) - L \frac{\partial I(z, t)}{\partial t} \quad (\text{II. 3})$$

$$\frac{dI(z, t)}{dz} = -GV(z, t) - C \frac{\partial V(z, t)}{\partial t} \quad (\text{II. 4})$$

Dérivons chacune des expressions (II. 3) et (II. 4) par rapport à la variable z .

$$\frac{dV^2(z, t)}{dz^2} = -R \frac{\partial I(z, t)}{\partial z} - L \frac{\partial^2 I(z, t)}{\partial t \partial z} \quad (\text{II. 5})$$

$$\frac{dI^2(z, t)}{dz^2} = -G \frac{\partial V(z, t)}{\partial z} - C \frac{\partial^2 V(z, t)}{\partial t \partial z} \quad (\text{II. 6})$$

Ces équations sont appelées équations des télégraphistes ou équations de propagation [100-102].

II. 3. Modèle de la ligne de transmission des lignes microruban

Le traitement de l'élément rayonnant utilisant le modèle de la ligne de transmission considère l'élément rayonnant comme une ligne résonnante avec une variation le long de la ligne du champ électromagnétique. L'apparition de la variation du champ électromagnétique se fait à ses extrémités. La modélisation du champ à l'extrémité de l'antenne se fait par deux fontes séparées par la même longueur de la ligne comme montre la figure II. 4 (b) [103]. Le long de l'axe Oy (parallèle à W), le champ électrique est quasiment uniforme. Par contre, le champ électrique n'est pas uniforme le long de l'axe Ox (parallèle à L). Il présente un minimum et un maximum et passe par un zéro le long des extrémités séparées par W . Cette distribution de champ électrique est liée à une accumulation de charges de signes opposées sur les bords séparés par L et un courant orienté le long de l'axe Ox .

Puisque les dimensions de l'antenne sont finies le long de la longueur et de la largeur, les champs aux bords de l'antenne subissent les effets de bord [80]. Ceci est illustré sur la figure II. 4 par deux fentes. Le même principe s'applique le long de la largeur et la quantité de rayonnement est une fonction de la dimension de l'antenne et de l'épaisseur du substrat. Pour le plan principal 'E' (plan xOy) le rayonnement est une fonction du rapport de la longueur de l'antenne L , de la hauteur h du substrat (L/h) et de la constante diélectrique ϵ_r du substrat.

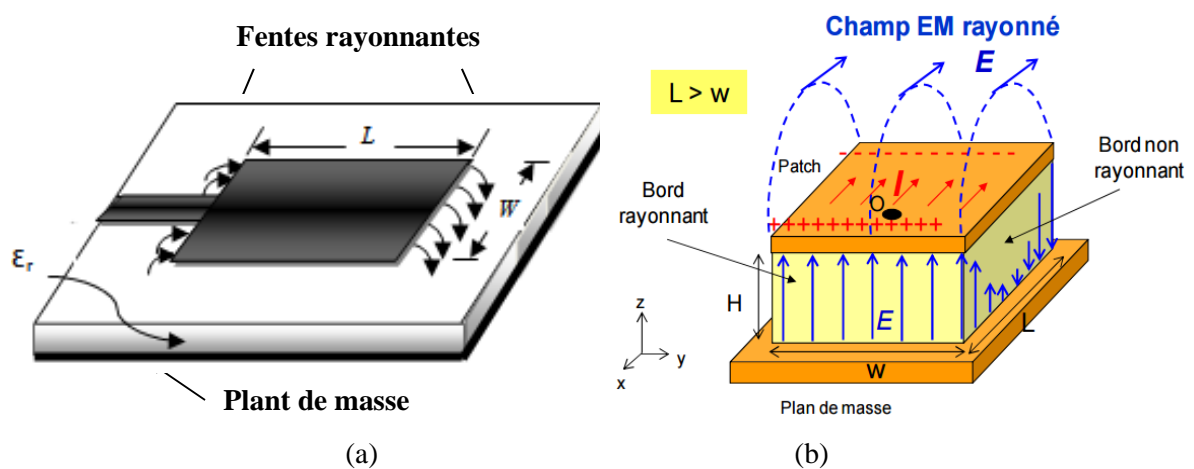


Figure II. 4. (a) Principe du modèle de la ligne de transmission. (b) Rayonnement d'une antenne Patch rectangulaire [103].

Sur la figure II. 4. (a), on présente une antenne alimentée par ligne microruban et les lignes électriques du champ sont montrées sur la figure II. 4. (b). C'est une ligne non homogène de deux diélectriques, le substrat et l'air. La plupart des lignes de champ électrique résidant dans le substrat et quelques lignes existent dans l'air. Comme $(W/h \gg 1)$ et $(\epsilon_r \gg 1)$, les lignes du champ électrique se concentrent dans le substrat, un diélectrique effectif ϵ_{reff} est introduit pour décrire réellement le rayonnement dans la ligne.

Pour présenter la constante diélectrique effective, on suppose un conducteur central d'une ligne microruban avec sa dimension originale au-dessus du plan de masse est enfoncé dans un diélectrique, comme représenté sur la figure II. 5. (c). Pour une ligne avec de l'air au-dessus du substrat, la constante diélectrique effective a des valeurs dans la gamme de $(1 < \epsilon_{\text{reff}} < \epsilon_r)$.

Le constant diélectrique effectif est également une fonction de la fréquence. Quand la fréquence de travail augmente, la plupart des lignes de champ électrique se concentrent dans le substrat. Pour cette raison, la ligne micro ruban se comporte d'avantage comme un diélectrique homogène (seulement le substrat), et le constant diélectrique effective approche de la valeur de constant diélectrique [104].

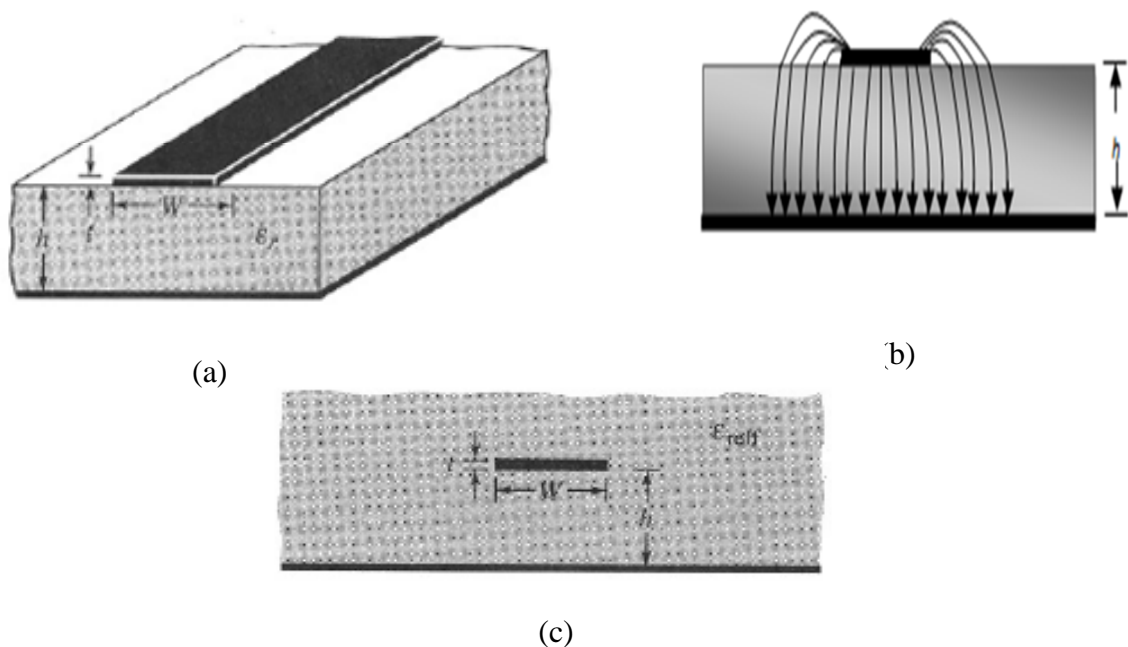


Figure II. 5. (a). Ligne micro ruban. (b). Lignes du champ électrique. (c). Constante diélectrique effective.

Pour les basses fréquences, le constant diélectrique effectif est constant. Aux fréquences intermédiaires sa valeur commence à augmenter et s'approcher par la suite de la valeur de la constante diélectrique du substrat. Les valeurs initiales (aux basses fréquences) de constant diélectrique effective désigné sous le nom des valeurs statiques, sont données par.

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1 + \epsilon_r + \frac{(\epsilon_r - 1)}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}}}{2} \quad (\text{III. 7}) \quad \text{pour } \frac{W}{H} > 1$$

II. 3. 1. La longueur utile

En raison des effets de bord, électriquement l'antenne microruban est plus grande que ses dimensions physiques. Ceci est montré sur la figure II. 4 où les dimensions de l'antenne sur sa longueur ont été étendues sur chaque extrémité par une distance ΔL , qui est une fonction de la constante diélectrique efficace ϵ_{eff} et du rapport de la largeur W sur l'épaisseur h (W/h). Une relation approximative très populaire et pratique pour l'extension normale de la longueur est donnée [106].

$$\frac{\Delta L}{h} = \frac{0.412(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{III. 8})$$

Puisque la longueur de l'antenne a été étendu par ΔL de chaque côté, la longueur utile de l'antenne est maintenant donné par :

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (\text{II. 9})$$

II. 3. 2. La largeur efficace

La largeur efficace de l'antenne est donnée par la formule suivante [107] :

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{II. 10})$$

La longueur réelle de l'antenne peut maintenant être déterminée, elle est donnée par la formule suivante :

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2 \times \Delta L \quad (\text{II. 11})$$

II. 4. Modèle équivalent d'une antenne seule alimentée par ligne microruban

Le concept de base du modèle de la ligne de transmission proposé est présenté par la figure II. 6. Dans ce modèle, l'élément rayonnant rectangulaire est traité comme une ligne de longueur L et de largeur W chargée à ses bouts par une résistance R_a en série avec une capacité C_a . Dans ce cas l'antenne est alimentée par un générateur d'un signal alternatif modulé à travers une sonde coaxiale. Une ligne quart d'ondes est employée afin de garantir une adaptation adéquate [108].

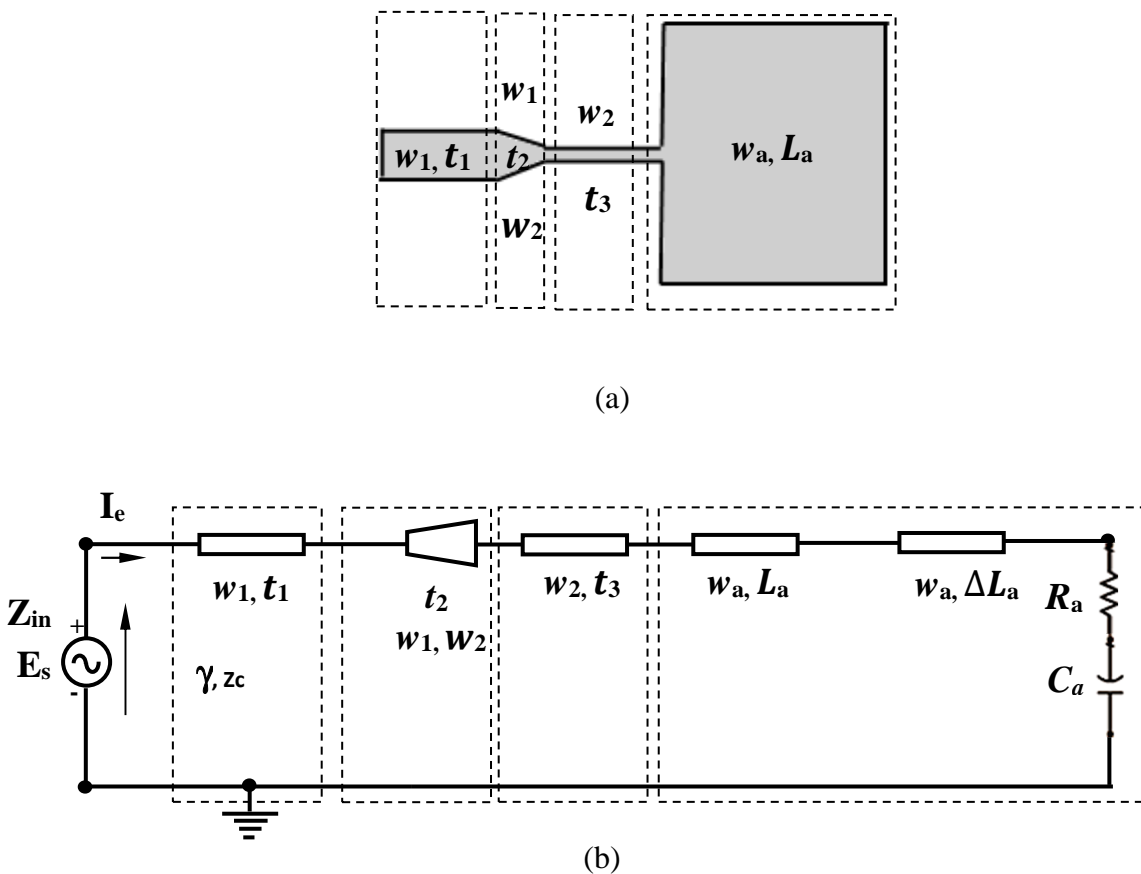


Figure II. 6. (a) Configuration de l'élément rayonnant seul de l'antenne carrée alimentée par ligne microruban. (b) le circuit équivalent correspondant de l'antenne avec la ligne microruban d'alimentation.

Le modèle doit tenir en compte de divers phénomènes tels que l'influence de l'alimentation de l'antenne, le rayonnement, la permittivité effective de diélectrique, les pertes ainsi que les dimensions effectives de l'élément rayonnant.

La résistance R_a est donnée par la formule suivante :

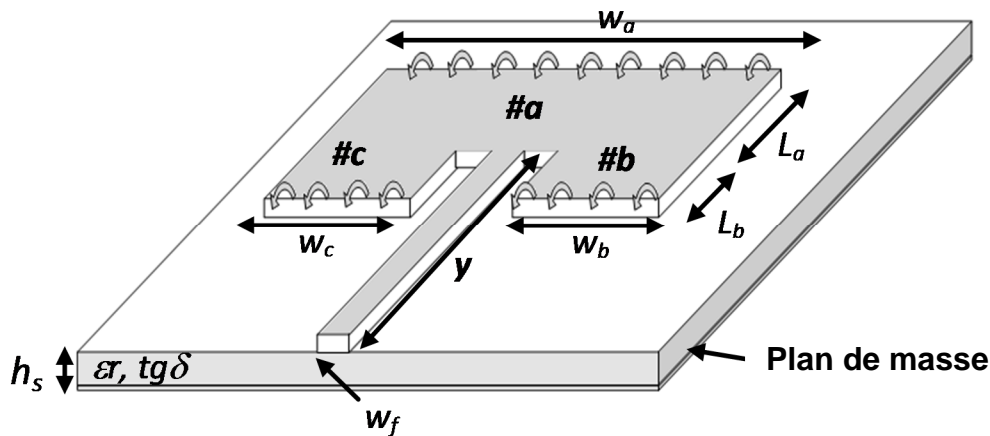
$$R_a = \frac{60 (\pi h)^2}{z_{ca}^2 \lambda^2} \times \left[\frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 1)}{\epsilon_{\text{eff}}} - \frac{(\epsilon_{\text{eff}} - 1)^2}{2\epsilon_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \cdot \log\left(\frac{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}} + 1}}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}} - 1}}\right) \right] \quad (\text{II. 12})$$

Où :

- Z_c : présente l'impédance caractéristique du milieu.

II. 5. Modèle proposé à trois ports de l'antenne à encoche

Le modèle que nous les avons utilisé est inspiré du modèle trois ports. Sur la figure ci-dessous on présente la configuration proposée :



(a)

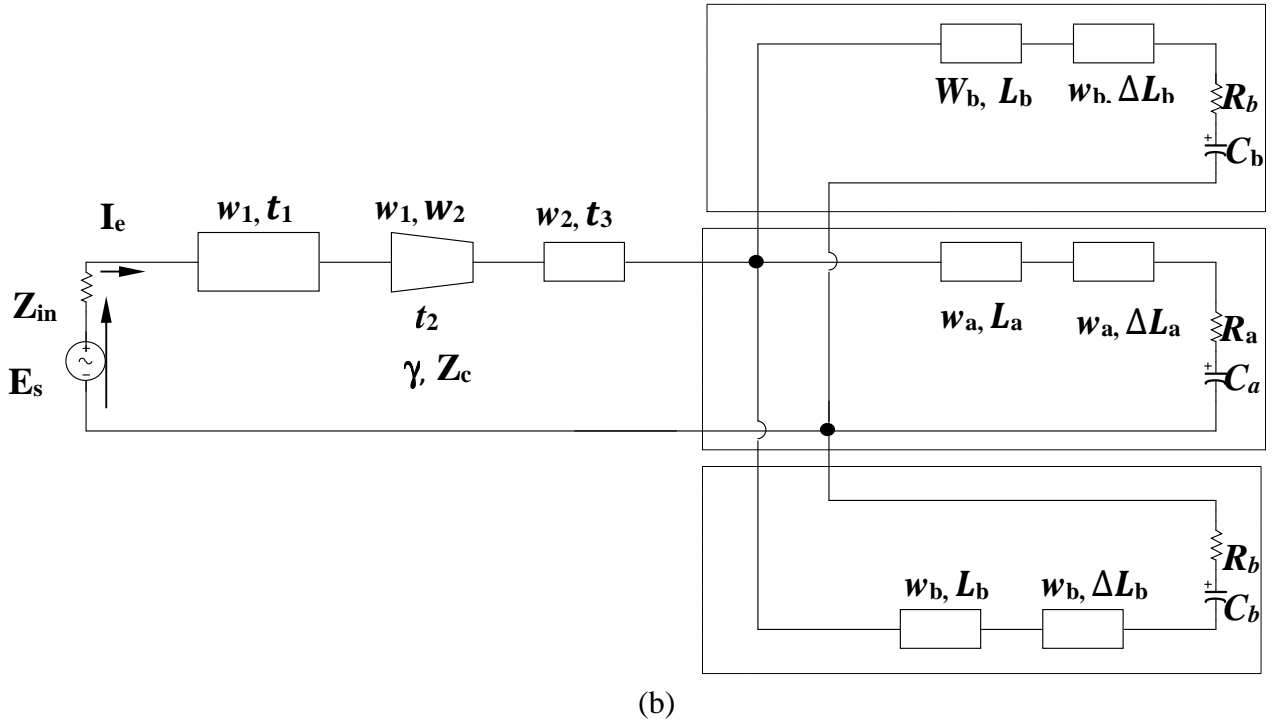


Figure II. 7. (a) Antenne rectangulaire à encoche alimentée par une ligne microruban. (b) Circuit électrique équivalent de l'antenne proposée.

Ce modèle consiste à décomposer l'antenne en trois régions (#a, #b et #c). On considère chaque partie comme étant une antenne qui se termine au niveau de ses extrémités par une longueur ΔL due au rayonnement de la fente et une résistance en série représentant la valeur de cette résistance à l'extrémité de l'antenne. Le modèle que nous les avons amélioré consiste à ne pas négliger les fentes rayonnantes entre la ligne d'alimentation et les régions #b et #c et remplacer les résistances en séries par leurs vraies valeurs dues seulement aux régions #b et #c. Donc les résistances seront R_b et R_c au lieu d'une seule résistance R_a .

ΔL est la longueur physique des fentes rayonnants qui forme un modèle utile pour calculer le champ rayonnant de l'antenne. Il est donné par l'expression suivante [89] :

$$\Delta L_{a,b,c} = h \frac{0.412(\epsilon_{\text{eff},a,b,c} + 0.3)\left(\frac{w_{a,b,c}}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff},a,b,c} - 0.258)\left(\frac{w_{a,b,c}}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{II. 15})$$

Où:

- $\epsilon_{\text{eff},a,b,c}$: la constant de diélectrique effectif.

$$\epsilon_{\text{eff},a,b,c} = \frac{1 + \epsilon_r + \frac{(\epsilon_r - 1)}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{w_{a,b,c}}}}}{2} \quad (\text{III. 16})$$

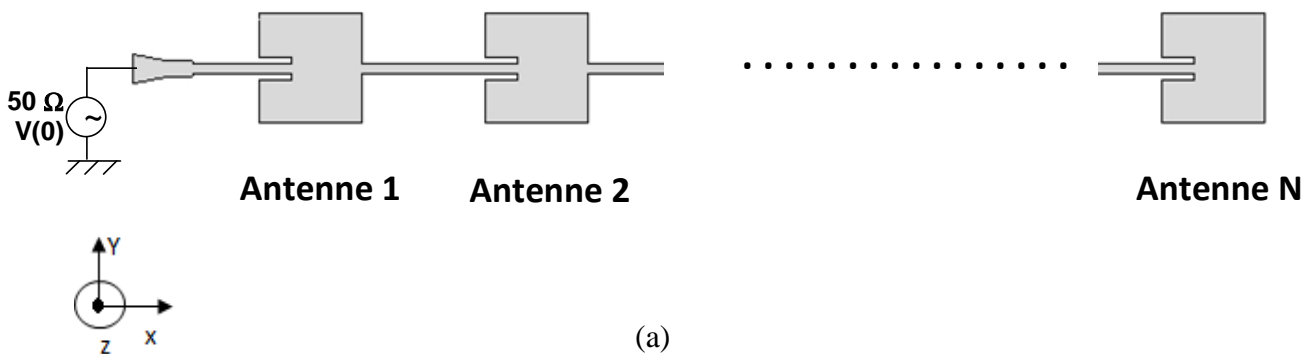
Où:

- λ : est la constant de propagation,
- $z_{c,a,b,c}$: impédance caractéristique est donnée par la formule suivante

$$z_{c,a,b,c} = \frac{120\pi}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff},a,b,c} \left(\frac{w_{a,b,c}}{2h} + 0.082 \frac{(\epsilon_{\text{eff},a,b,c} - 1)}{\epsilon_{\text{eff},a,b,c}^2} + \epsilon_{\text{eff},a,b,c} + 0.411 \right)}} \quad (\text{III. 17})$$

II. 6. MODÈLE ÉQUIVALENT DES RÉSEAUX PÉRIODIQUES À ÉLÉMENTS RAYONNANTS À ENCOCHE

Au cours de cette thèse, plusieurs configurations d'antennes et réseaux d'antennes vont être proposées, pour cela, on a proposé plusieurs architectures de réseaux alimentés directement en série et avec diviseur afin de faciliter la conception et l'optimisation et faire la différence entre ces topologies en termes du gain, directivité et bande passante. En se basant toujours sur notre modèle amélioré, on propose au premier temps une architecture du réseau d'antennes de N éléments. L'architecture du réseau et son schéma équivalent est présentées sur la figure ci-dessous.



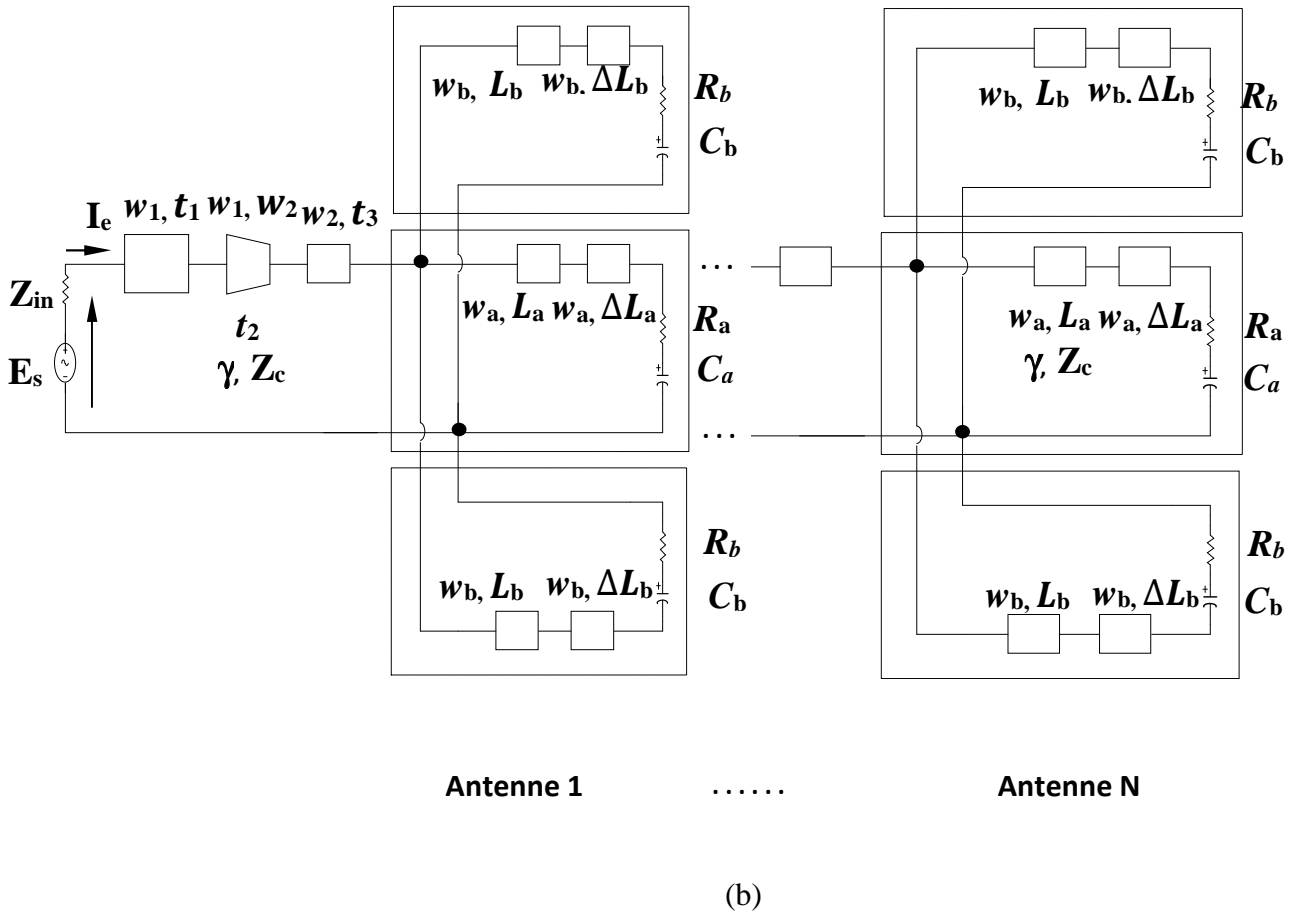
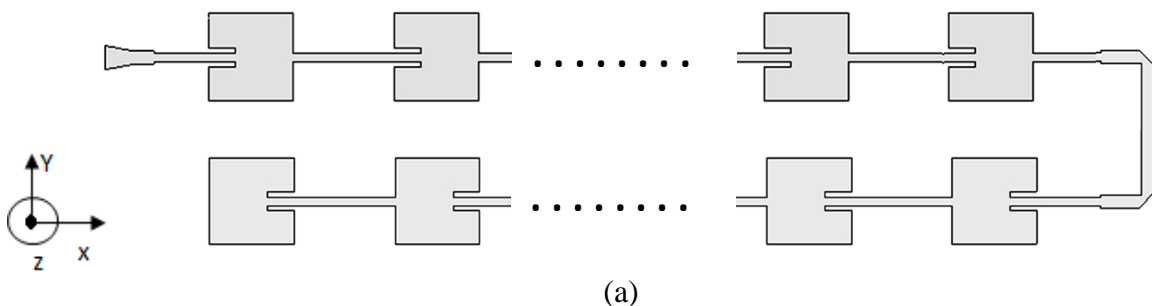


Figure II. 8. Architectures du réseau d'antennes périodique alimenté en série de N éléments.

Au second temps, on propose l'architecture des réseaux séries coudées, l'avantage majeur de ces derniers c'est d'avoir une bonne maîtrise sur l'espace par le pliage du réseau résultant ainsi un faible encombrement notamment le gain et la bande passante. Nous présentons sur la figure ci-dessous le masque du réseau à $2 \times N$ éléments ainsi que son modèle équivalent proposé pour l'optimisation.



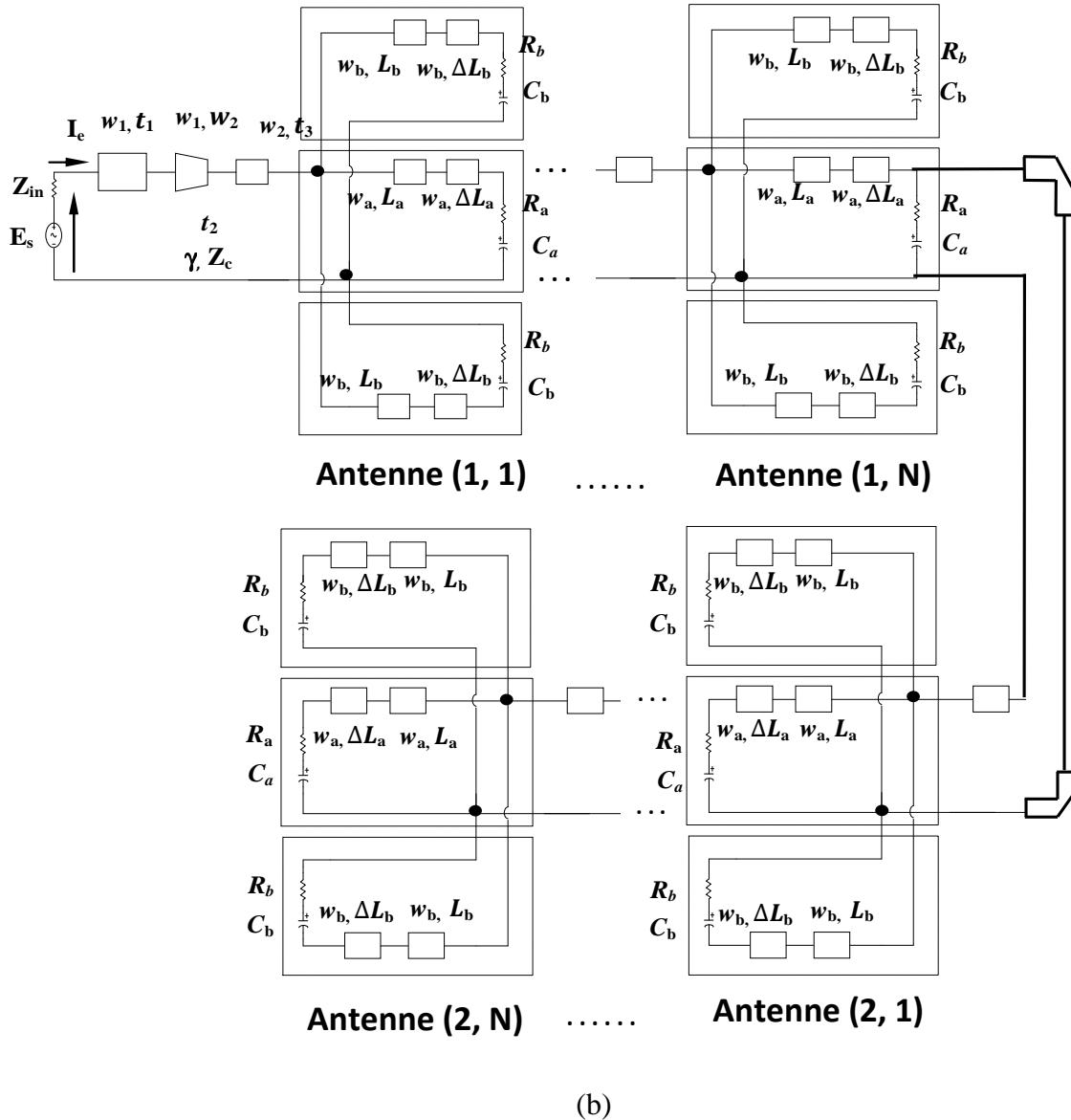


Figure II. 9. Modèle équivalent du réseau d'antennes coudé de $2 \times N$ éléments rayonnants à encoche.

En deuxième temps dans des réseaux en séries, on présente l'architecture des réseaux en arborescence avec diviseur, ces derniers permettant un bon contrôle de l'alimentation, le schéma équivalent est illustré sur la figure suivante.

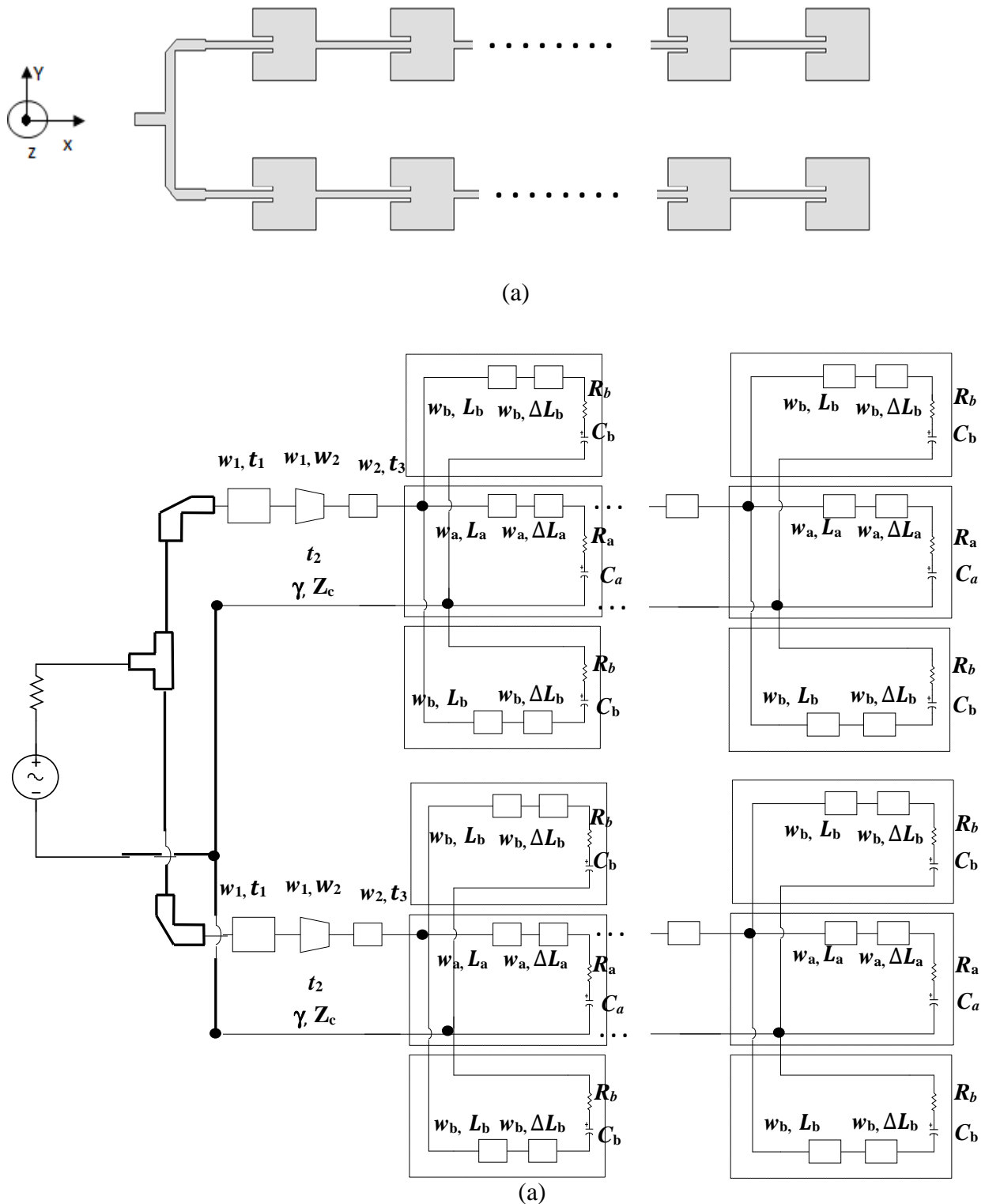


Figure II. 10. Modèle équivalent du réseau d'antennes alimentées en arborescence avec diviseur de $2 \times N$ éléments rayonnants à encoche.

II. 7. Modèle équivalent des réseaux log-périodique

Dans cette section, nous proposons un schéma équivalent d'un réseau log-périodique et ceci afin d'augmenter la bande passante. Dans le concept log-périodique, deux éléments sont reliés par un facteur τ [109], il est donné par la relation suivante :

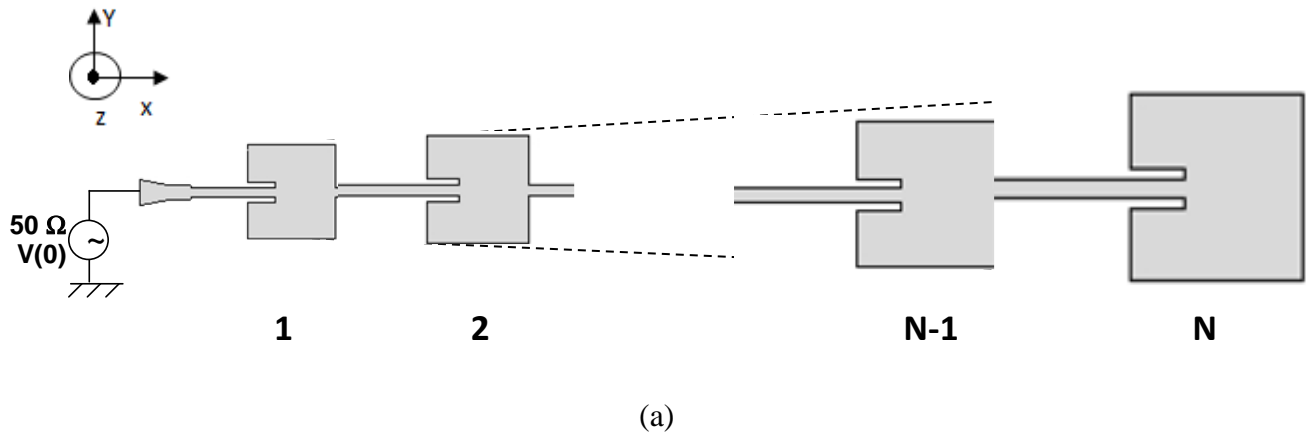
$$\tau = \frac{La_{n+1} + Lb_{n+1}}{La_n + Lb_n} = \frac{Wa_{n+1}}{Wb_n} \quad (\text{III. 18})$$

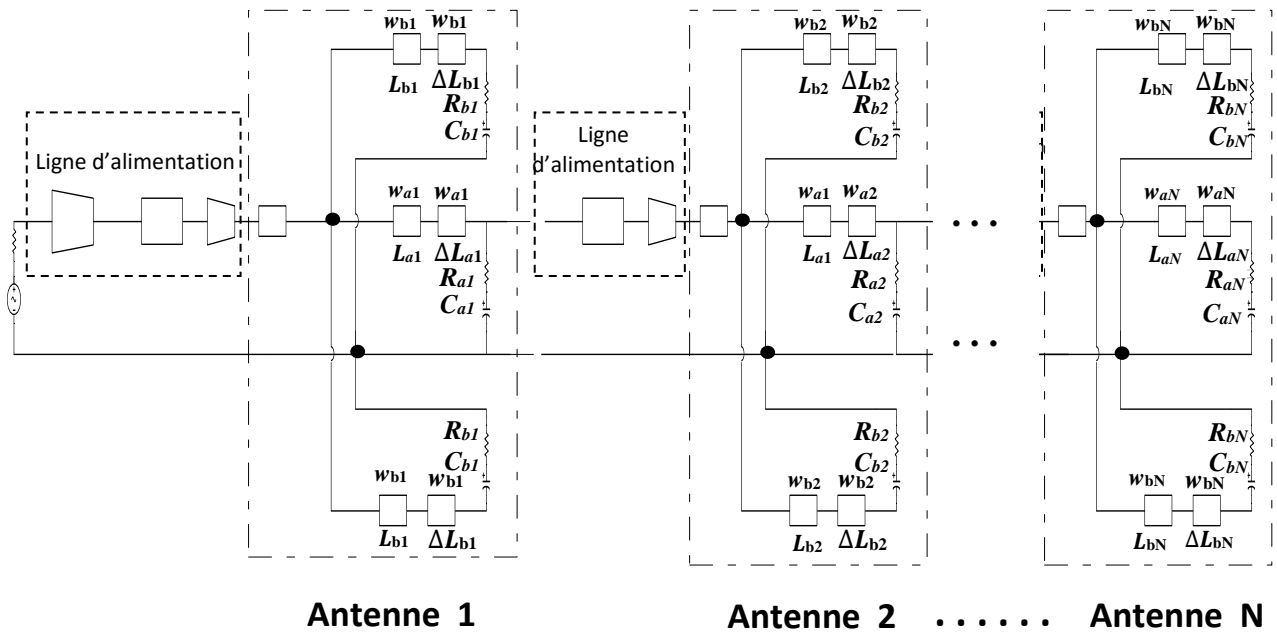
Sur la configuration log-periodique comme montre sur la figure II. 11 (a), le réseau a les meme propriété de rayonnement sur les frequences dans laquelle il est relié par le facteur τ .

$$\log \frac{f_2}{f_1} = \log \tau; \log \frac{f_3}{f_1} = 2\log \tau \quad (\text{III. 19})$$

$$\log \frac{f_N}{f_1} = (N - 1)\log \tau \quad (\text{III. 20})$$

La figure II. 11 montre le masque du réseau d'antennes log-périodiques ainsi que son circuit équivalent amélioré du réseau log-périodique.





(b)

Figure II. 11. (a). Masque du réseau d'antennes log-périodiques. (b). Circuit équivalent amélioré du réseau log-périodique.

II. 8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une formulation mathématique du modèle de la ligne de transmission pour l'optimisation et la conception des antennes micro-rubans à encoche. L'application de ce modèle dans le cas des réseaux est aussi abordée par la présentation de nombreux modèles dédiés aux réseaux alimentés en séries coudés et alimentés par un diviseur de puissance dans le cas des réseaux périodiques. Le modèle équivalent des réseaux log-périodique est également illustré à travers ce chapitre.

Ces différents modèles développés au cours de ce chapitre vont être largement employés dans le troisième et le quatrième chapitre pour la conception des antennes et des réseaux d'antennes pour les applications sans fil.

Chapitre III

Les réseaux d'antennes imprimées périodiques à élément rayonnant à encoche : analyse et résultats

Résumé - Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats de simulations pour la conception des réseaux périodiques : on divise ce chapitre en quatre parties, à chaque partie on fait la conception des réseaux d'antennes à base de l'élément rayonnant à encoche en se basant sur notre modèle équivalent à trois ports amélioré pour les applications : Bluetooth, Wifi, UMTS, WiMax. Afin de valider les résultats obtenus, une comparaison avec une méthode rigoureuse a été faite. L'examen des résultats montre une très bonne concordance entre les deux modèles.

III. 1. Introduction

Le mode sans fil devient de plus en plus important dans la télécommunication et comme les systèmes se miniaturisent toujours plus, il faut trouver des solutions pour rendre les antennes plus petites. Il n'est pas toujours possible d'intégrer une antenne verticale dans un système, c'est pourquoi les antennes patch deviennent une bonne alternative. Ces antennes, qui sont directement imprimées sur un substrat, leurs principaux avantages : petites tailles, petits volumes et faibles coûts de fabrication.

Le développement des télécommunications spatiales, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de mettre l'antenne imprimée en réseau, pour répondre à de nombreuses contraintes commandées par ces systèmes tels que l'augmentation de la bande passante, le gain...etc.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats de simulations des réseaux d'antennes périodique (en topologie rectiligne et plane) alimenté en série pour différents applications telles que : système Wifi [111], Bluetooth [110], UMTS [112] et WiMax [113]. Ces réseaux d'antennes peuvent fonctionner en émission comme réception. La validité de notre modèle proposé est mise en évidence en comparant les résultats de simulations de coefficients de réflexions, la phase réfléchi ainsi que les lieux d'impédance d'entrées avec ceux obtenus par la méthode des moments d'Agilent software. Dans ce chapitre, nous allons traiter deux cas, le premier cas, il s'agit de l'antenne à encoche seule et le deuxième cas celui des réseaux d'antennes. Les bandes de fréquences ciblées son Bluetooth, (2.4 -2.485 GHz), Wifi (2.401–2.423 GHz), et UMTS (1.850–1.910 GHz), bien entendu, tous les résultats vont être comparées et discutés.

III. 2. Antenne et réseaux d'antennes à encoche pour système Bluetooth

III.2.1. Antenne seule fonctionnant à 2.44 GHz pour application Bluetooth

Cette antenne est optimisée et conçue pour fonctionner à la fréquence de 2.44 GHz pour application Bluetooth. Une ligne microruban d'impédance d'entrée de 50Ω est employée pour alimenter l'antenne. L'antenne utilisée est conçue sur l'Epoxy, il s'agit d'un substrat de constante diélectrique $\epsilon_r = 4.32$ avec une épaisseur de 1.6 mm, et une tangente de perte de 0.018. Pour l'épaisseur de conducteur on a pris 0.05 mm. Les figures III. 1 (a) et (b)

représentent respectivement le modèle équivalent proposé de l'antenne destinée pour l'application Bluetooth ainsi que son masque [110].

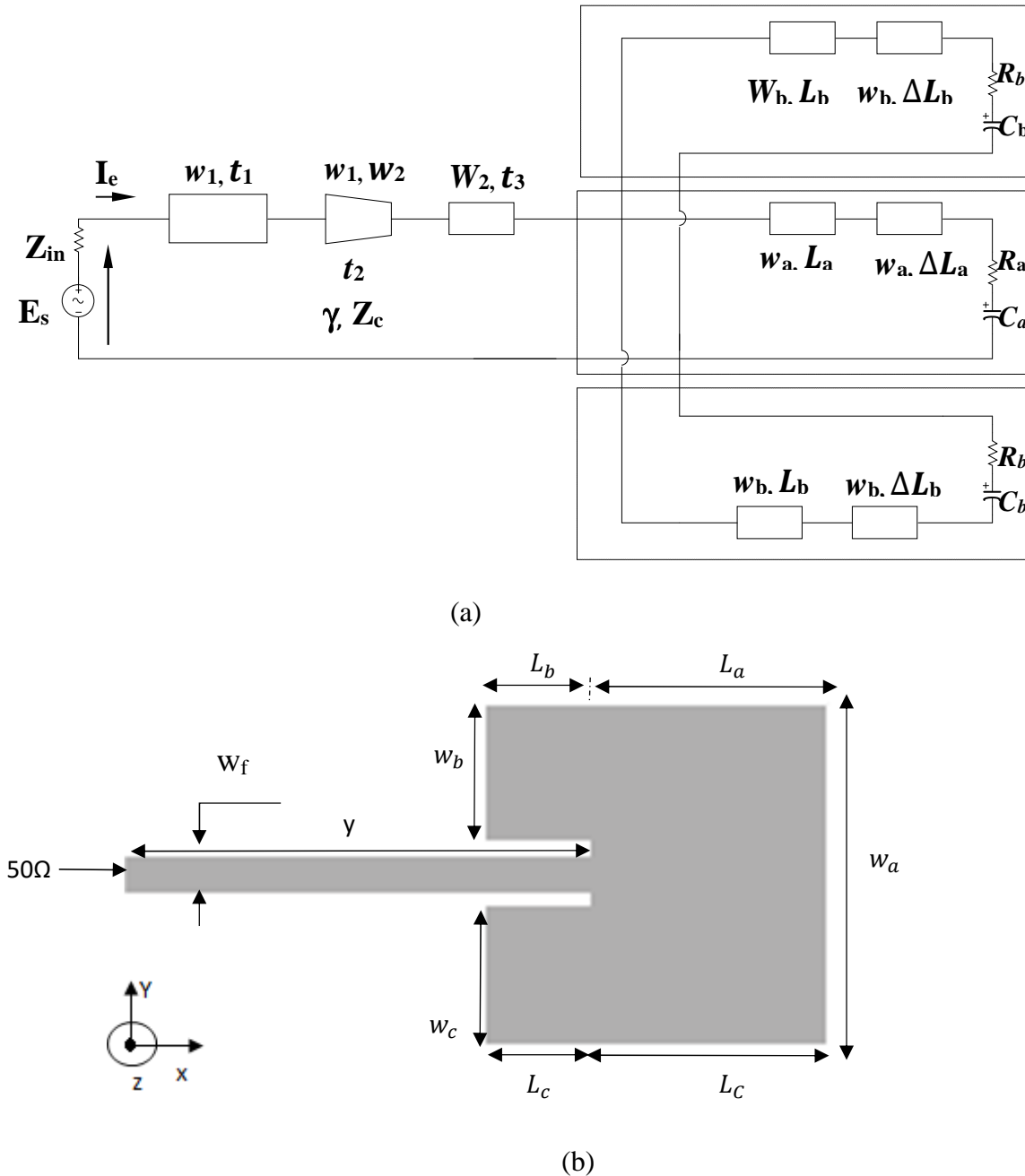


Figure III. 1. Masque de l'antenne fonctionnant à 2.44 GHz pour application Bluetooth. Les paramètres de l'antenne sont données par : $L_a = 20.48 \text{ mm}$, $W_a = 29.69 \text{ mm}$, $L_b = 9.21 \text{ mm}$, $W_b = 12.015 \text{ mm}$, $L_c = 9.21 \text{ mm}$, $W_c = 12.015 \text{ mm}$, $W_f = 3.045 \text{ mm}$, $y = 40.99 \text{ mm}$.

Afin de valider et confirmer l'approche employée, une comparaison est effectuée entre les résultats de simulations de notre modèle et ceux du logiciel Momentum respectivement : il s'agit de la puissance réfléchie, la phase ainsi que les lieux d'impédance d'entrées. Les résultats sont illustrés sur les figures III. 2, III. 3, III. 4 dans la gamme de fréquences entre 2 et 3 GHz [110].

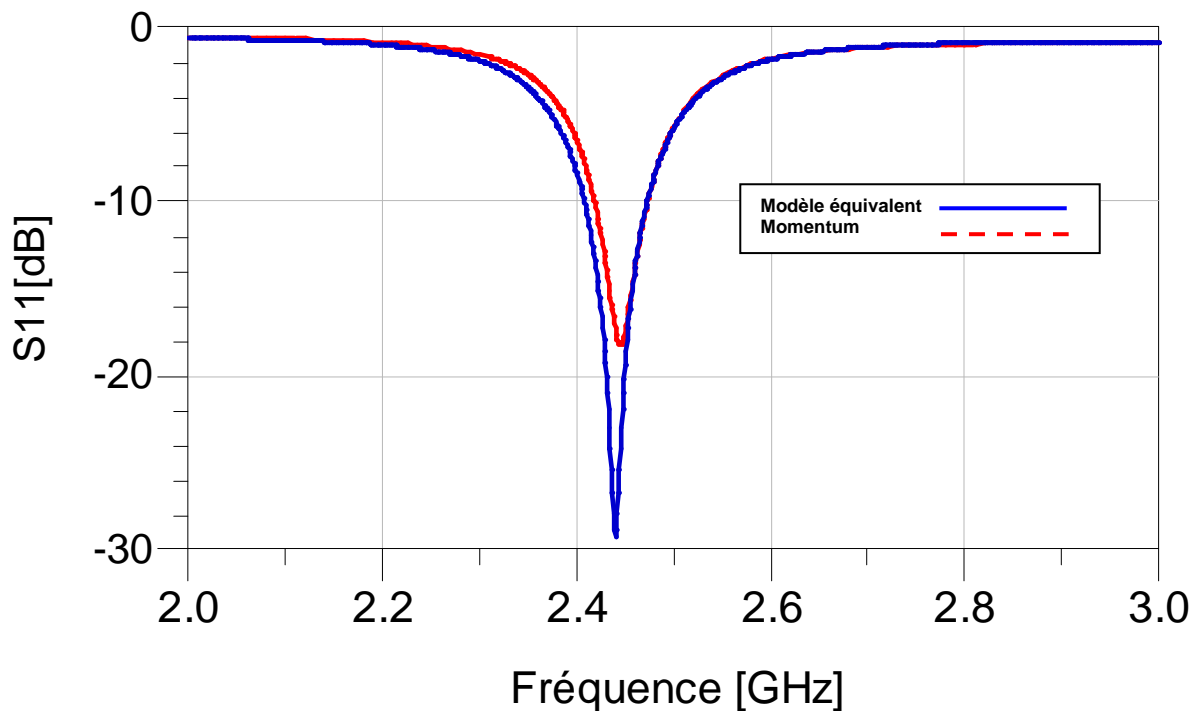


Figure III. 2. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne pour application Bluetooth.

D'après le résultat obtenu présentée sur la figure III. 2, on remarque qu'il y a une bonne concordance entre les deux modèles puisqu'ils ont la même allure. Les deux modèles prédisent correctement la bonne fréquence de résonance qui est de l'ordre de 2.44 GHz. De plus, les deux modèles possèdent deux pics avec un léger décalage au niveau de l'atténuation de la part de la méthode des moments. Un niveau de puissance de l'ordre de -18 dB par le logiciel Momentum et de l'ordre de -29 dB par le modèle équivalent.

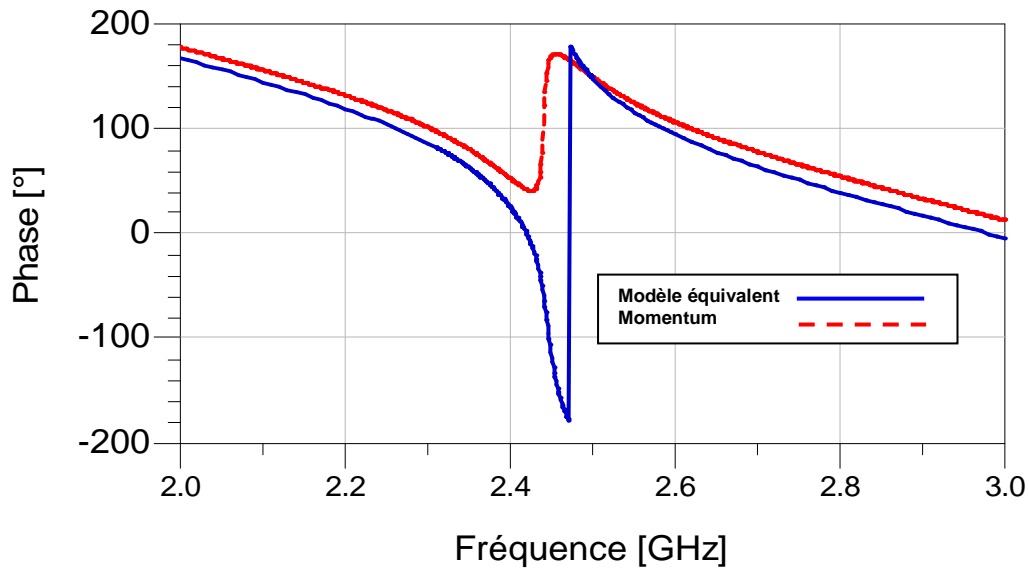


Figure III. 3. Phase réfléchi à l'entrée de d'antenne pour application Bluetooth.

D'après la figure III. 3, on constate que les deux résultats de la phase réfléchi manifestent presque la même allure avec un décalage minime, pour le modèle équivalent. La phase réfléchi est nulle or la fréquence d'opération où le logiciel Momentum donne une phase légèrement différente.

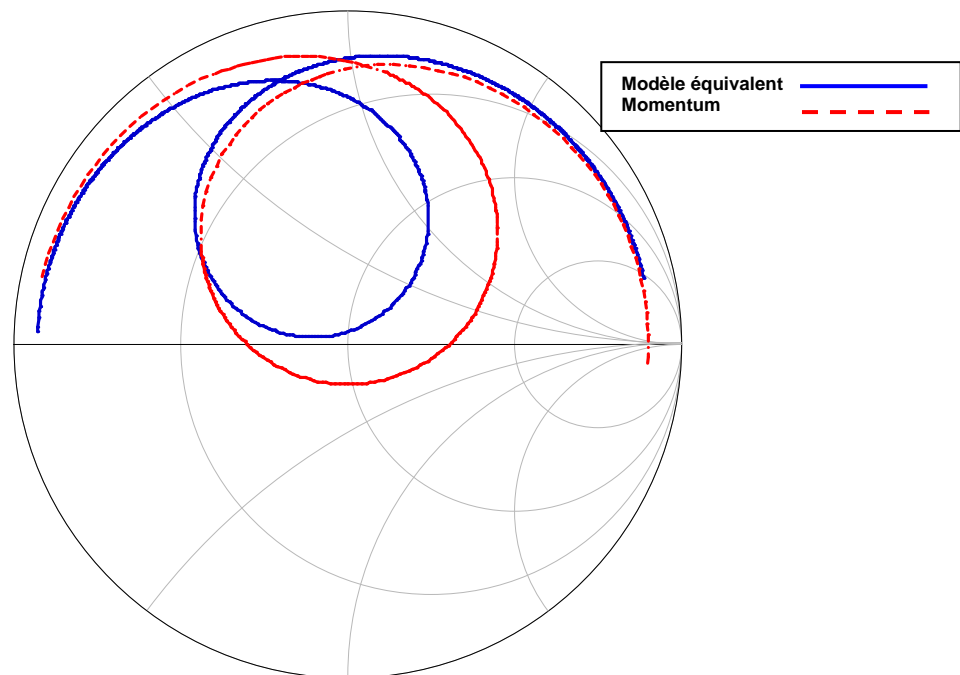


Figure III. 4. Lieux d'impédance à l'entrée de l'antenne pour application Bluetooth.

Nous constatons selon la figure III. 4 schématisent les lieux d'impédances d'entrées un fonctionnement optimal de notre antenne à la fréquence 2. 44 GHz. Nous obtenons d'ailleurs une phase de l'onde de 50Ω , par le logiciel Momentum.

III.2.2. Réseaux d'antennes imprimées en série pour application Bluetooth

Dans cette section, nous procédons à l'association de l'antenne déjà comme illustrée sur la figure III. 1, en série et ceci bien entendu afin d'augmenter le gain du réseau. Les antennes seront regroupées en cinq et dix éléments. Le réseau d'antennes utilisé est conçu sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon_r = 4.32$ avec une épaisseur de 1.6 mm , est une tangente de perte de l'ordre de 0.018 . Pour l'épaisseur de conducteur on a pris 0.05 mm .

Les masques des réseaux d'antennes fonctionnant à 2.44 GHz composés de cinq et de dix éléments [110] sont présentés sur la figure ci-dessous dans le repère $Oxyz$.

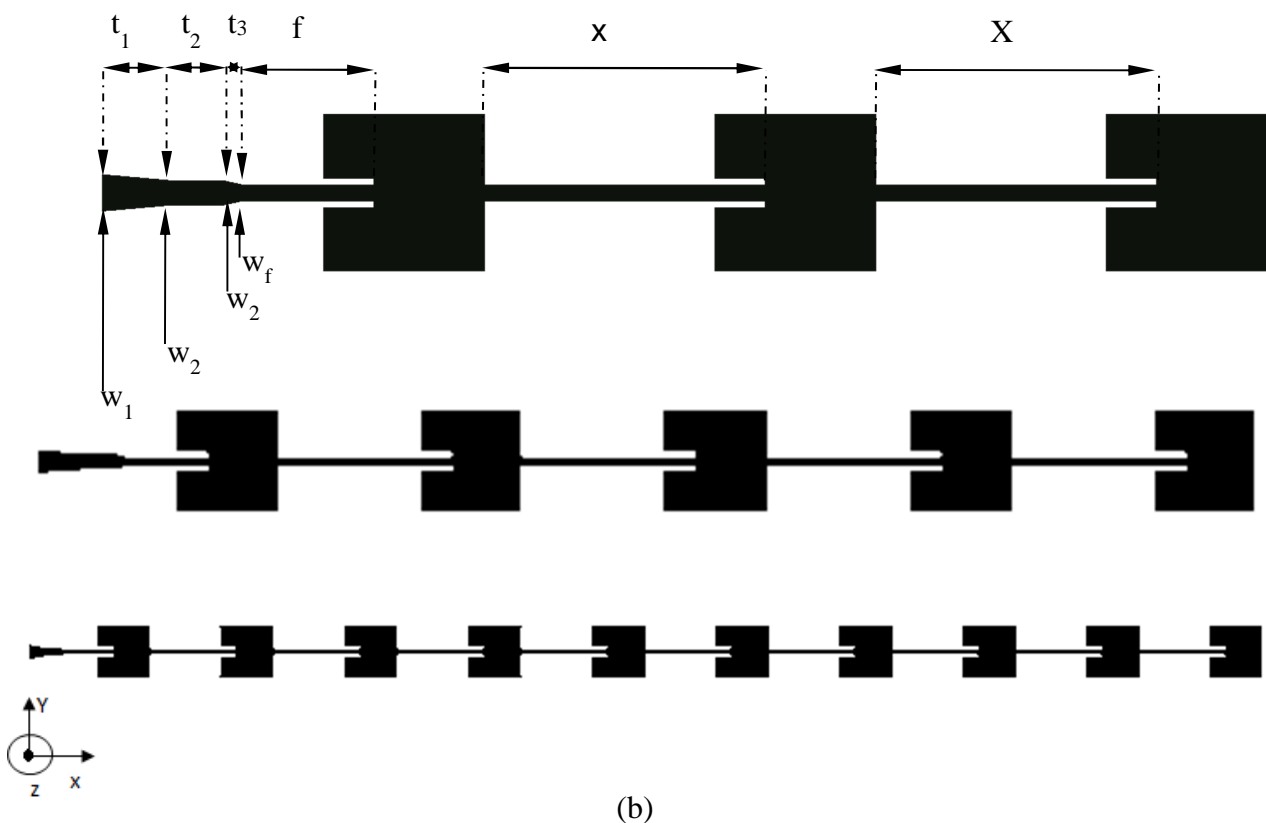


Figure III. 5. Les masques des réseaux d'antennes fonctionnant à 2.44 GHz pour applications Bluetooth. (a). Cinq éléments rayonnants, (b). Dix éléments rayonnants.

Sur le tableau II, nous reportons les valeurs des paramètres du réseau composé de cinq et dix éléments rayonnants.

Paramètre des réseaux d'antennes	Réseaux à cinq éléments	Réseaux à dix éléments
X	50.66 mm	46.96 mm
t_1	13.01 mm	8.39 mm
t_2	9.21 mm	6.49 mm
t_3	3.42 mm	9.44 mm
G	23.62 mm	22.29 mm
d_1	7.37 mm	8.60 mm
d_2	5.01 mm	4.79 mm
d_3	3.045 mm	3.045 mm

Tableau III. 1. Valeurs des paramètres des réseaux d'antennes de cinq et dix éléments rayonnants présentées sur la figure III. 5.

Nous essayons de présenter les différents résultats de simulation utiles pour analyser les performances de nos réseaux. Pour cela nous allons exposer respectivement les coefficients de réflexions, phases réfléchies ainsi que les lieux des impédances d'entrées dans la gamme de fréquences de 2 à 3 GHz sur les figures III. 6, III. 7 et III. 8 des réseaux de cinq et à dix éléments.

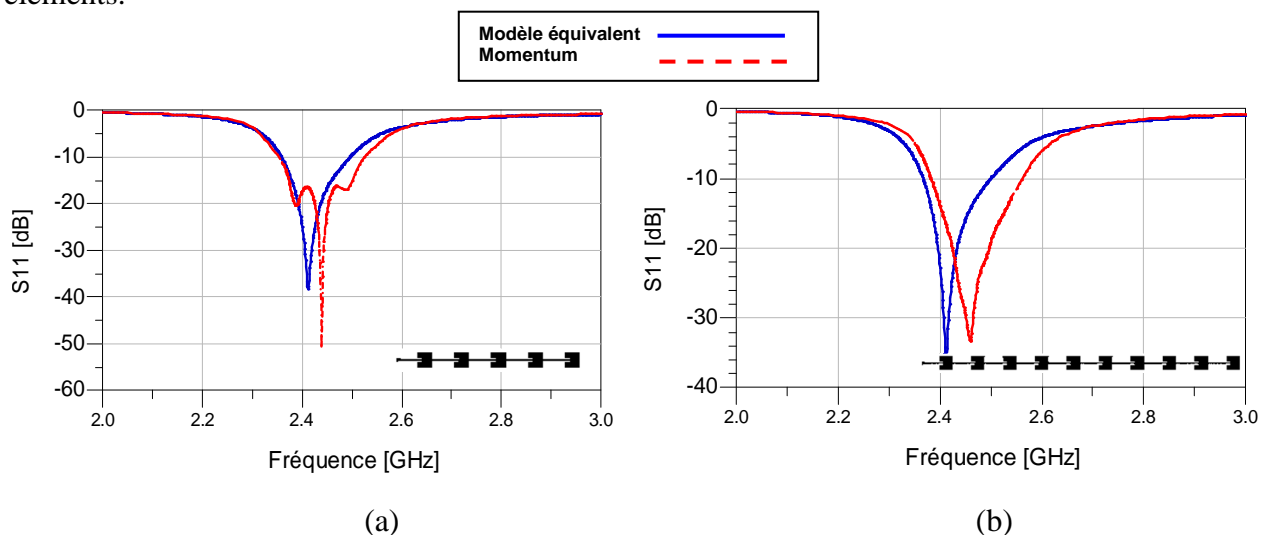


Figure III. 6. Coefficients de réflexions à l'entrée des réseaux d'antennes destinés aux applications Bluetooth présentés sur la figure III. 5. Les réseaux sont composés de : (a). Cinq éléments, (b). Dix éléments.

L'observation de résultats de simulations des coefficients de réflexion des deux réseaux montre clairement d'une part : la bonne adaptation de ces réseaux en terme des puissances réfléchies à la fréquence d'opération qui est de l'ordre de 2.44 GHz et d'autre part, une parfaite cohérence entre les courbes issues de notre modèle équivalent amélioré proposé et ceux fournis par le simulateur Momentum d'Agilent Software. Comme le montre les figures III. 6 (a), (b), un décalage tout à fait minime entre les deux courbes, pour les pics sont de l'ordre de -39, -38 GHz, ces chiffres concernent le modèle proposé tant que les niveaux sont de l'ordre de -50 GHz, -34 GHz. En ce qui concerne les résultats obtenus par Momentum [110].

Pour la bande passante qui présente un paramètre à ne pas négliger lors de l'analyse des performances du réseau, nous pouvons facilement enregistrer des bandes passantes obtenues par le simulateur Momentum, ils ont respectivement de l'ordre de 160 MHz, 180 MHz par le Momentum pour les réseaux à cinq et dix éléments.

Nous illustrons respectivement sur les figures III. 7. (a), (b), les phases réfléchies des réseaux d'antennes à cinq et à dix éléments dans la gamme de fréquences allant de 2 à 3 GHz.

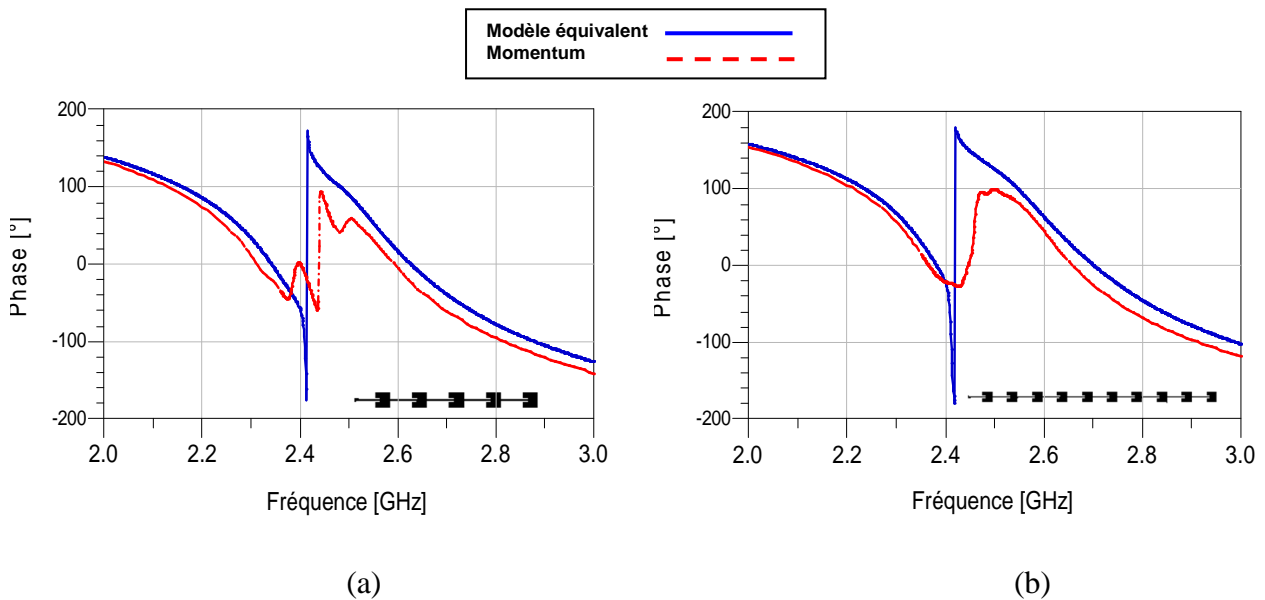


Figure III. 7. La phase réfléchie à l'entrée des réseaux d'antennes destinés aux applications Bluetooth présenté sur la figure III. 5. Les réseaux sont composés de : (a). Cinq éléments, (b). Dix éléments.

D'après les résultats de simulations de la phase montrées sur les figures ci-dessous, nous constatons des allures très concordantes entre celles du modèle équivalent proposé et celle de la méthode issue de Momentum. Il est visible que la phase réfléchi est nulle au fréquence de résonance avec un léger décalage constaté sur les figures en question.

Nous passons maintenant dans cette section à la présentation des résultats de simulations des lieux d'impédances (complexes) à l'entrée du réseau tout en analysant l'effet capacitif est inductif. La présentation fréquentielle est effectuée dans la gamme de fréquences de 2 à 3 GHz.

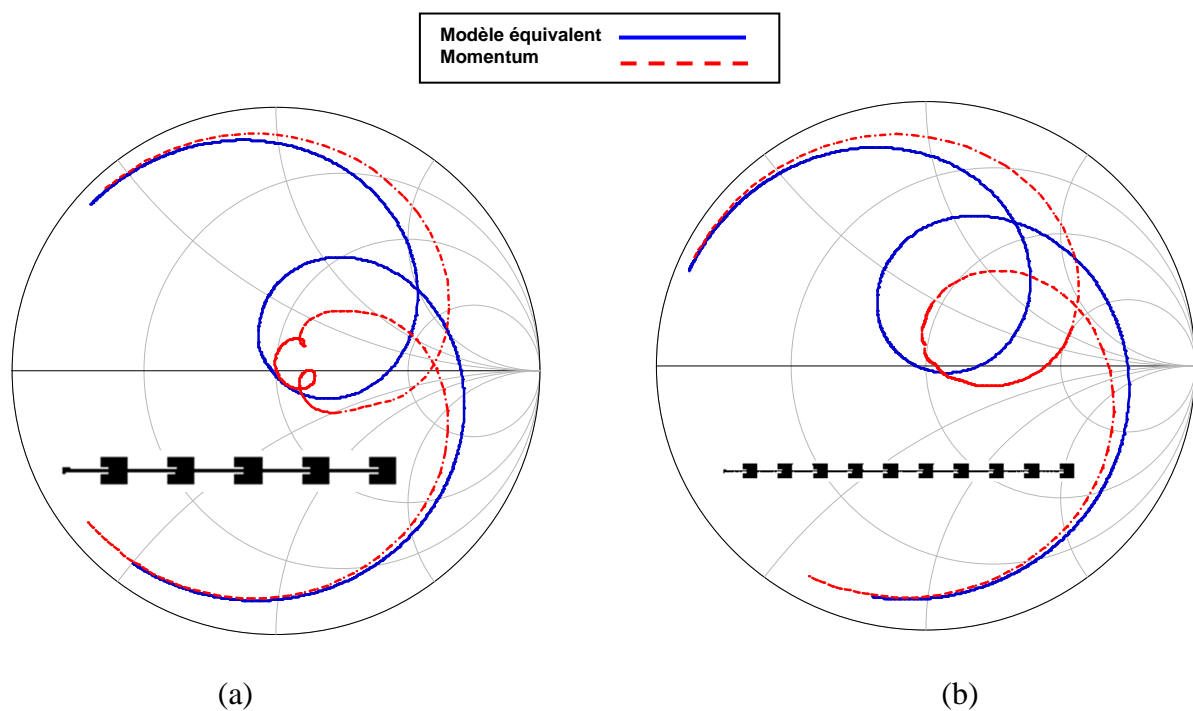


Figure III. 8. Les Lieux d'impédance d'entrée des réseaux d'antennes destinés aux applications Bluetooth présentés sur la figure III. 5. Les réseaux sont composés de : (a). Cinq éléments, (b). Dix éléments.

Selon les deux courbes schématisant les lieux d'impédance d'entrées des réseaux de cinq et dix éléments respectivement, on constate une bonne concordance entre les deux courbes ou nous observant qu'à la fréquence de résonance, ils sont proches de l'axe de 50Ω surtout pour le cas du réseau du cinq éléments, les résultats fournis par le simulateur Momentum d'Agilent indiquent un effet capacitif plus important et ceci est dû au confinement de l'énergie entre la métallisation et le plan de masse.

III. 3. Antenne et réseaux d'antennes pour les applications Wifi

III. 3. 1. Antenne seule fonctionnant à 2.4 GHz pour application Wifi

L'antenne proposée est gravée sur un substrat ($\epsilon_r=4.32$, $h=1.6 \text{ mm}$, $\tan \delta=0.018$). L'antenne est alimentée 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 figure III.9 représente le masque de l'antenne proposée avec ses dimensions. Dans cette section, l'antenne est destinée pour les applications Wifi, le modèle équivalent déjà établi précédemment présenté sur la figure III. 1 (a) a été employé afin d'optimiser cette antenne pour une opération correcte à la fréquence désirée qui est de 2.4 GHz. Rappelons que ce modèle fonctionne en analyse comme en optimisation [111]. Notre antenne qui est alimentée par une ligne microruban à travers une encoche de forme rectangulaire.

La figure III. 9 présentes le masque de l'antenne avec dimensions développé pour une opération dans la bande de fréquences Wifi alimentée à travers une encoche dans le repère Oxyz.

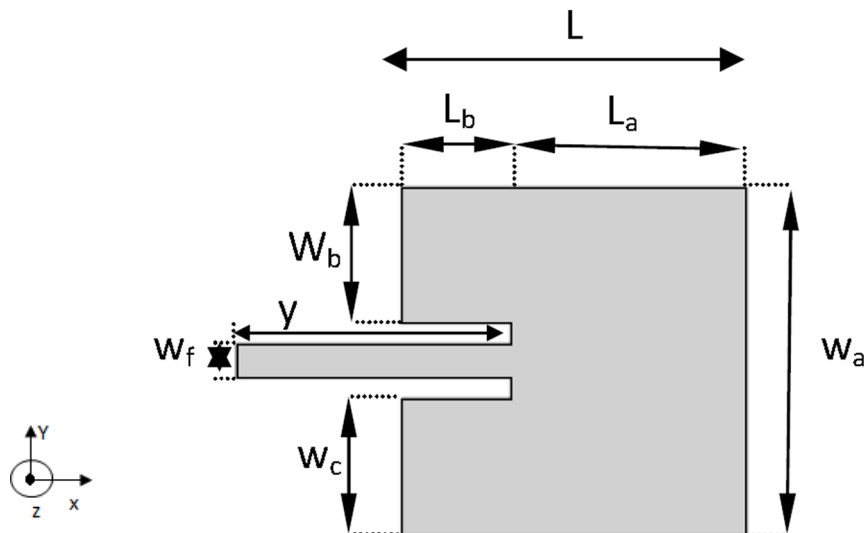


Figure III. 9. Vue de face du masque de l'antenne fonctionnant à 2.40 GHz optimisée par le modèle équivalent. Les dimensions de l'antenne sont : $L_a=20.08 \text{ mm}$, $W_a=30.31 \text{ mm}$, $L_b=9.51 \text{ mm}$, $W_b=11.94 \text{ mm}$, $L_c=9.51 \text{ mm}$, $W_c=11.94 \text{ mm}$, $W_f=3.045 \text{ mm}$, $y=33.69 \text{ mm}$

Dans ce qui suit, nous allons présenter successivement les différents résultats de simulation pour l'évaluation des performances de notre antenne en terme d'adaptation. Il est nécessaire de signaler également que la validation du modèle électrique équivalent fait partir de notre étude.

Nous schématisant maintenant la puissance réfléchié dans la gamme de fréquences entre 2 et 3 GHz sur la figure III. 10.

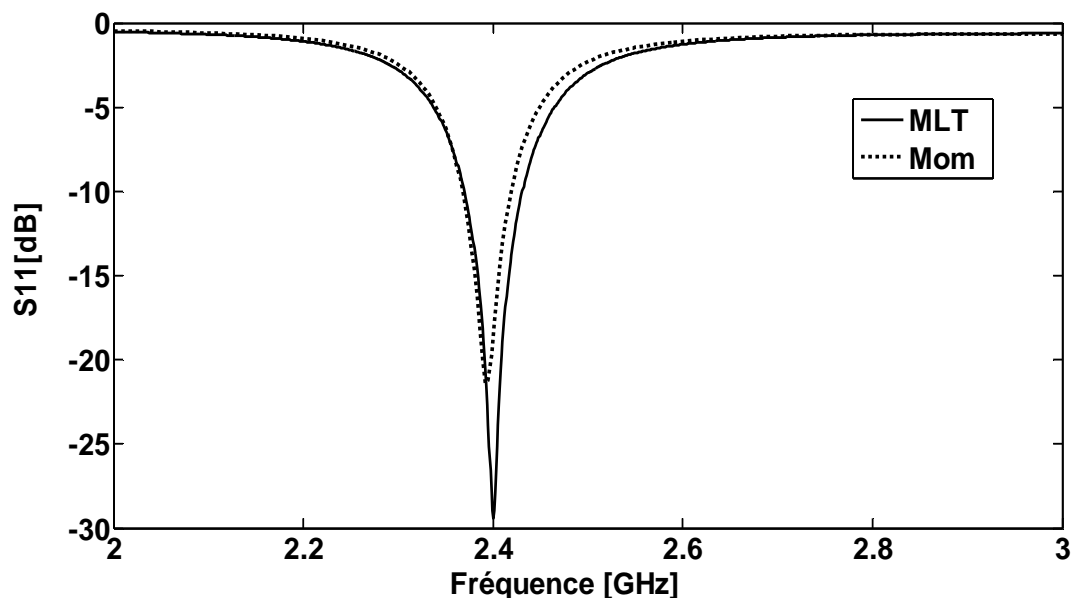


Figure III. 10. Coefficient de réflexion simulé à l'entrée de l'antenne pour application Wifi présenté sur la figure III. 9. La comparaison est effectuée entre le modèle équivalent et le logiciel de simulation Momentum.

Selon le résultat montré ci-dessus, nous pouvons facilement remarquer qu'il y a une bonne concordance existant entre les deux modèles. On constate également que ces deux modèles présentent des pics assez proches au niveau de la fréquence de résonance avec une légère différence au niveau d'atténuation où nous obtenons un niveau de l'ordre de -29.7 dB par le modèle équivalent et autour de -20.1 dB pour le logiciel de simulation Momentum. En ce qui concerne la bande passante, elle est de l'ordre de 20 MHz calculée pour le logiciel de simulation Momentum et de l'ordre de 23 MHz calculée par le modèle équivalent proposé.

Passant maintenant à la schématisation de la phase réfléchié simulée à l'entrée de l'antenne présentée sur la figure III. 11 dans la gamme de fréquences de 2 à 3 GHz [111].

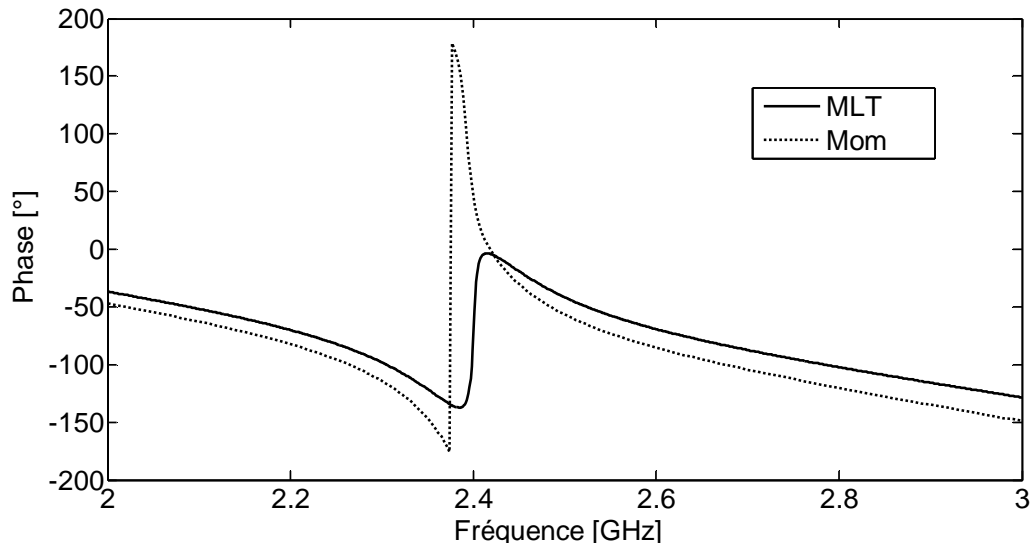


Figure III. 11. Phase réfléchie simulée à l'entrée de l'antenne seule pour application Wifi présentée sur la figure III. 9.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les deux plans E ($\varphi=0^\circ$) et H ($\varphi=90^\circ$) sont illustrés sur la figure III. 12 dans l'intervalle des angles d'élévation entre -90° et 90° .

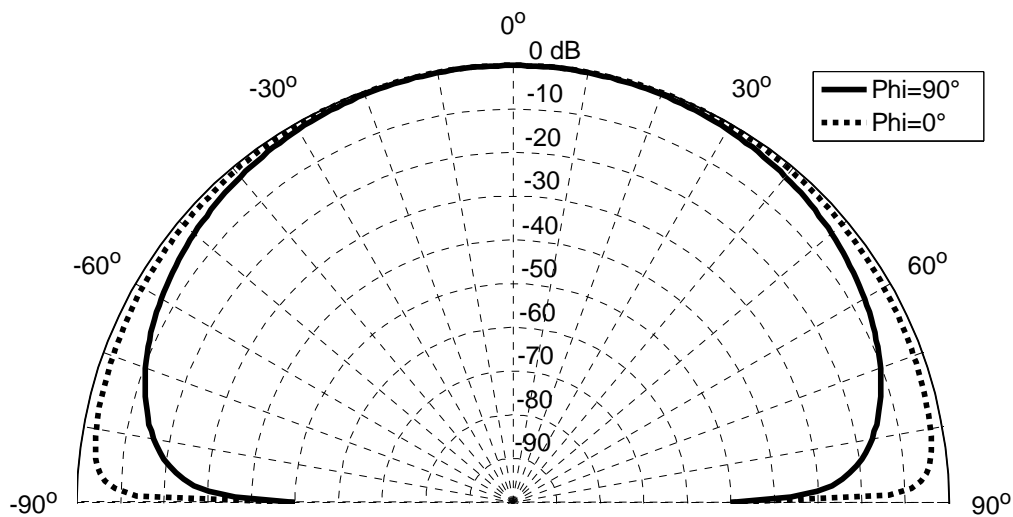


Figure III. 12. Diagramme de rayonnement de l'antenne fonctionnant à 2.40 GHz obtenu par le simulateur Momentum d'Agilent en 2D.

D'après la figure III. 12, le diagramme de rayonnement montre que l'antenne rayonne d'une façon efficace dans tout le demi-espace. Il est omnidirectionnel dans le plan H et presque dans le plan E, avec un gain simulé par Momentum de l'ordre 1.76 dB et une directivité égale à 6.3 dB à la fréquence de résonance (2.4 GHz).

III. 3. 2. Réseaux d'antennes

Dans cette section, nous allons entamer par optimisation la conception et simulation de plusieurs topologies des réseaux d'antennes destinées à l'application Wifi et plus précisément un fonctionnement optimal autour de la fréquence de résonance 2.4 GHz. Deux types d'alimentations seront utilisés au cours de cette section. Il s'agit d'une alimentation en série et en arborescence à travers un diviseur. Les performances de ces réseaux seront étudiées avec détail.

III. 3. 2. 1. Réseau d'antennes imprimées alimenté en série

Parmi les techniques d'alimentation que nous les utilisons durant cette thèse, c'est l'alimentation en série. Pour cela, l'antenne déjà conçue et présentée dans la section III. 3.1 sera associée en réseau dans un arrangement périodique, la distance entre les éléments a été choisie de tel sort à éviter le couplage entre les éléments rayonnants. Il est important de signaler que le modèle électrique présenté en chapitre II a été largement employé afin d'optimiser dans un temps-record notre réseau d'antennes. Le masque du réseau d'antennes fonctionnant à la fréquence 2.40 GHz composé de cinq éléments dans un arrangement périodique est présenté sur la figure ci-dessous [111].

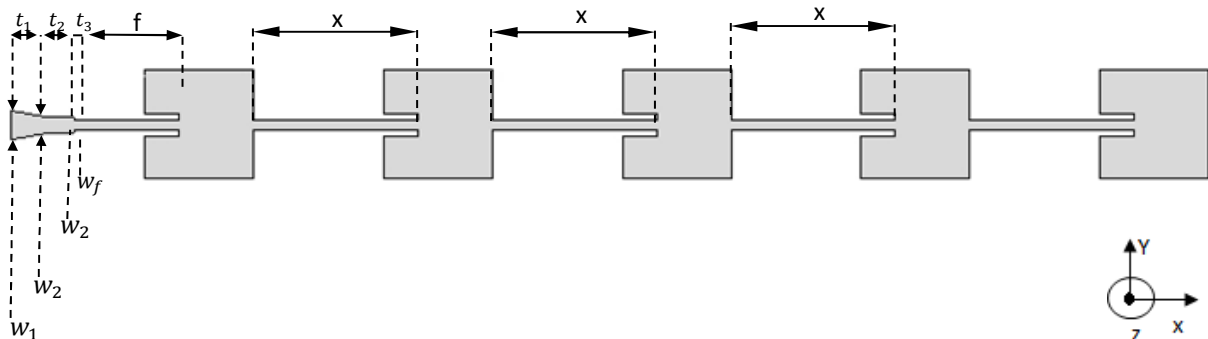


Figure III. 13. Masque du réseau d'antennes fonctionnant à la fréquence 2.40 GHz, les paramètres de ce réseau sont donnés par : $x=45.65 \text{ mm}$, $t_1 = 9.95 \text{ mm}$, $t_2 =$, $t_3=0.51 \text{ mm}$, $f=29.04 \text{ mm}$, $w_1=8.04 \text{ mm}$, $w_2=5.04 \text{ mm}$, $w_f=3.04 \text{ mm}$.

Les coefficients de réflexion du réseau d'antenne présentés sur la figure III. 13 obtenus par simulation pour le modèle électrique équivalent et Momentum d'Agilent software sont présentés sur la figure III. 14 dans la gamme de fréquences entre 2 et 3 GHz.

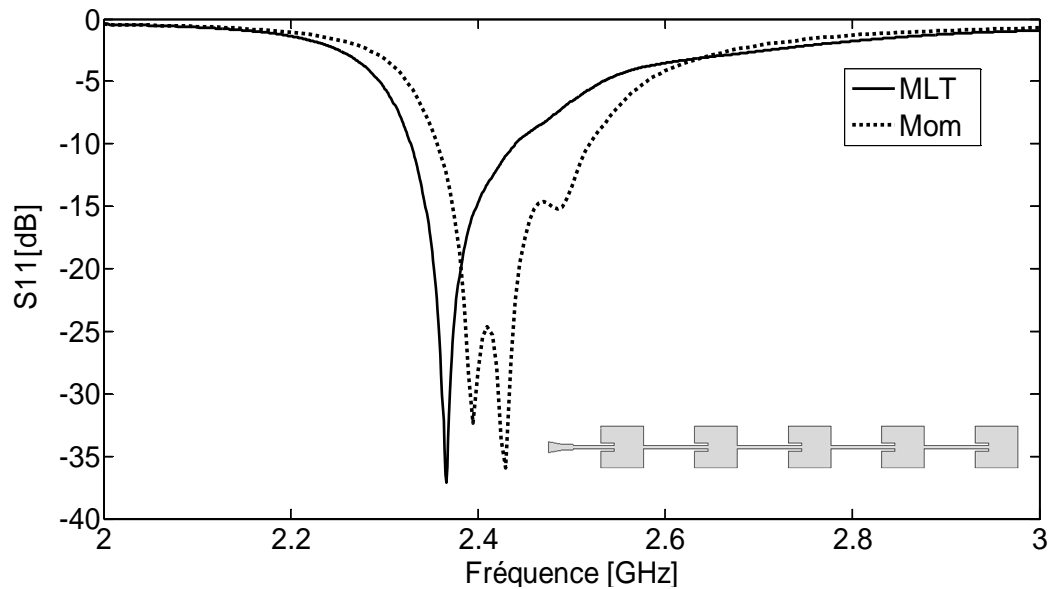


Figure III. 14. Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes présenté sur la figure III. 13. Simulation obtenue par le modèle électrique équivalent et Momentum d'Agilent software.

Selon la figure III. 14 nous pouvons facilement observer les niveaux de pics fournis par le modèle électrique équivalent et la simulation Momentum d'Agilent software, ils sont respectivement de l'ordre de -37 dB et -35 dB ce qui prouve d'une façon évidente l'excellente adaptation autour de la fréquence de résonance qui est de l'ordre de 2.4 GHz. Les allures sont très proches, avec un décalage minime au tour du niveau de la bande passante. La bande passante obtenue par le modèle équivalent est de 120 MHz et de 170 MHz par Momentum. Les deux graphes couvrent correctement la bande Wifi destinée à l'émission et à la réception [111].

Nous illustrons maintenant sur la figure III. 15 les phases réfléchies à l'entrée de notre réseau d'antenne présentées sur la figure III. 13 dans la gamme de fréquences entre 2 et 3 GHz

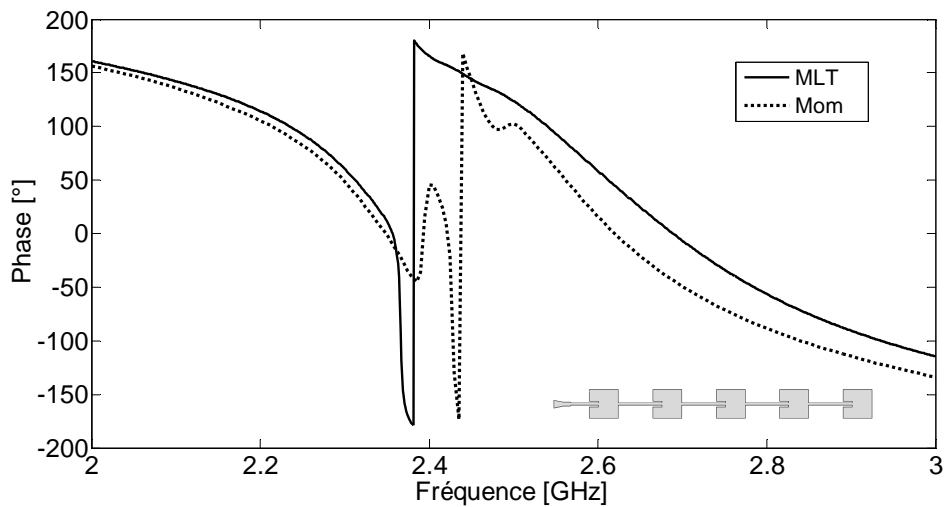


Figure III. 15. Phases réfléchies à l'entrée du réseau d'antennes présentée sur la figure III. 13, simulations obtenus par le modèle équivalent et le simulateur Momentum d'Agilent software.

Selon la figure III. 15, nous pouvons remarquer la concordance assez parfaite entre les deux courbes issues du modèle électrique équivalent et ceux du simulateur Momentum d'Agilent Software. Les phases aux pics de résonance sont nulles. Les diagrammes de rayonnements dans le plan E ($\varphi = 0^\circ$) et H ($\varphi = 90^\circ$) du réseau d'antennes présenté dans l'intervalle des angles entre -90° et $+90^\circ$ sur la figure III. 16 sont présentés sur la figure III. 13.

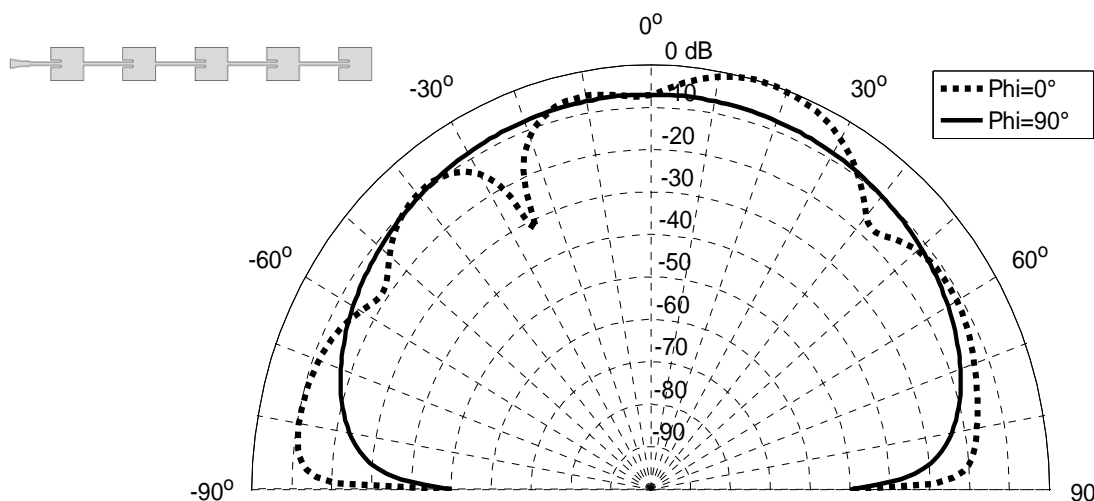


Figure III. 16. Diagramme de rayonnement en deux dimensions du réseau d'antennes opérant à 2.4 GHz obtenu par le simulateur Momentum d'Agilent, plan E ($\varphi = 0^\circ$) : ligne continue, plan H ($\varphi = 90^\circ$) : ligne discontinue.

D'après ce qui précède, nous constatons que le diagramme de rayonnement en plan H pour une direction azimutale $\varphi = 90^\circ$, est similaire à celui de l'antenne seule puisque le réseau est placé selon l'axe Ox , d'où l'absence de l'effet de réseau. Dans le plan E pour une direction azimutale $\varphi = 0^\circ$, nous voyons déjà dans ce plan un lobe principal centré autour de l'angle $\varphi = 15^\circ$, ceci est attendu puisque les éléments rayonnants sont alimentés par des phases différentes dues à l'alimentation en série.

III. 3. 2. 2. Réseau d'antennes alimenté en arborescence

Les réseaux d'antennes sont associés en plusieurs configurations, parmi celles-ci, l'association en réseau plan, l'avantage majeur de ce regroupement est l'amélioration du gain de rayonnement. Justement, l'objectif de cette section, est d'associer le réseau déjà conçu dans la section précédente en réseau plan 5×2 et 10×2 , bien entendu, une optimisation est nécessaire afin d'adapter les réseaux pour un fonctionnement optimal autour de la fréquence de résonance. Nous tenons à signaler que le modèle électrique équivalent implanté sous ADS d'Agilent Software a été utilisé pour faciliter la tâche de conception en un temps de calcul record. Nous présentons maintenant les configurations en vue de face des deux réseaux 5×2 et 10×2 avec dimensions comme montre la figure III. 17 [111], fonctionnant dans la fréquence 2.4 GHz.

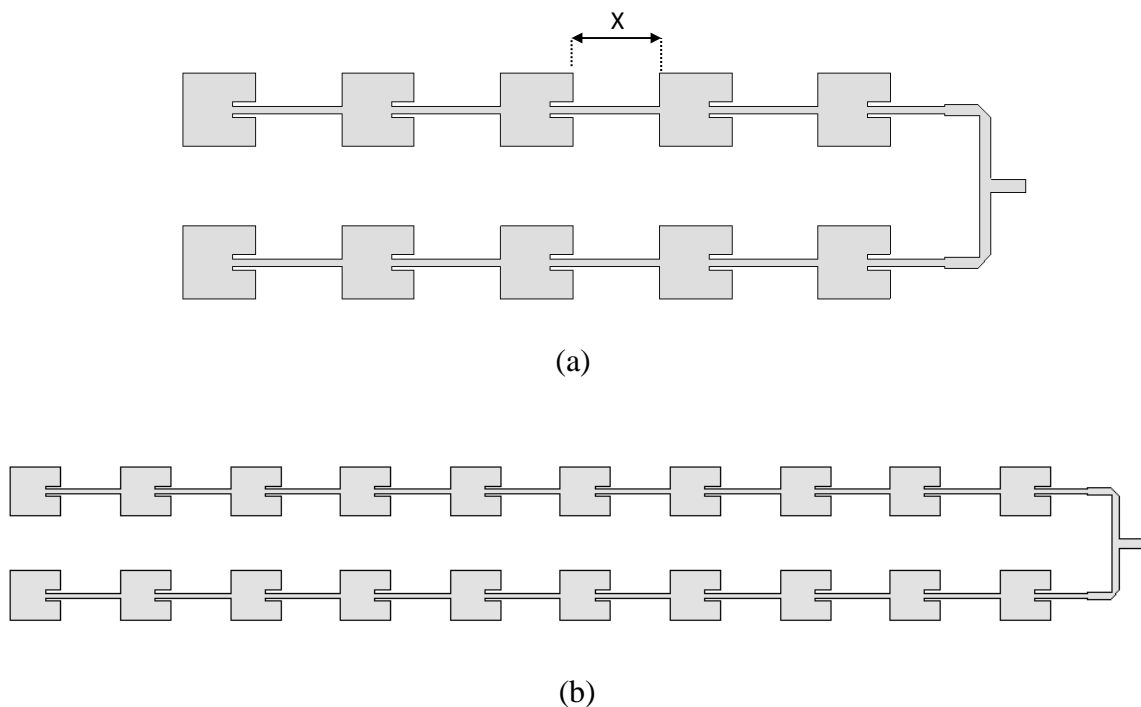
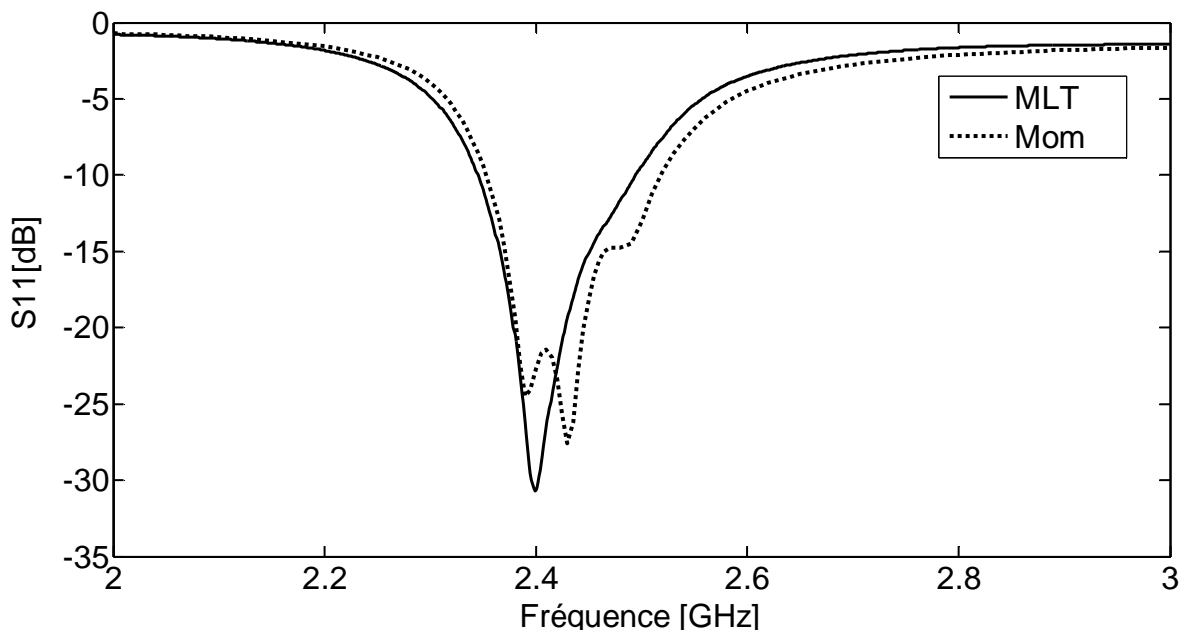


Figure III. 17. Masque des réseaux d'antennes avec diviseur fonctionnant à la fréquence 2.40 GHz. (a). Réseau 5×2 . (b). Réseau 10×2 .

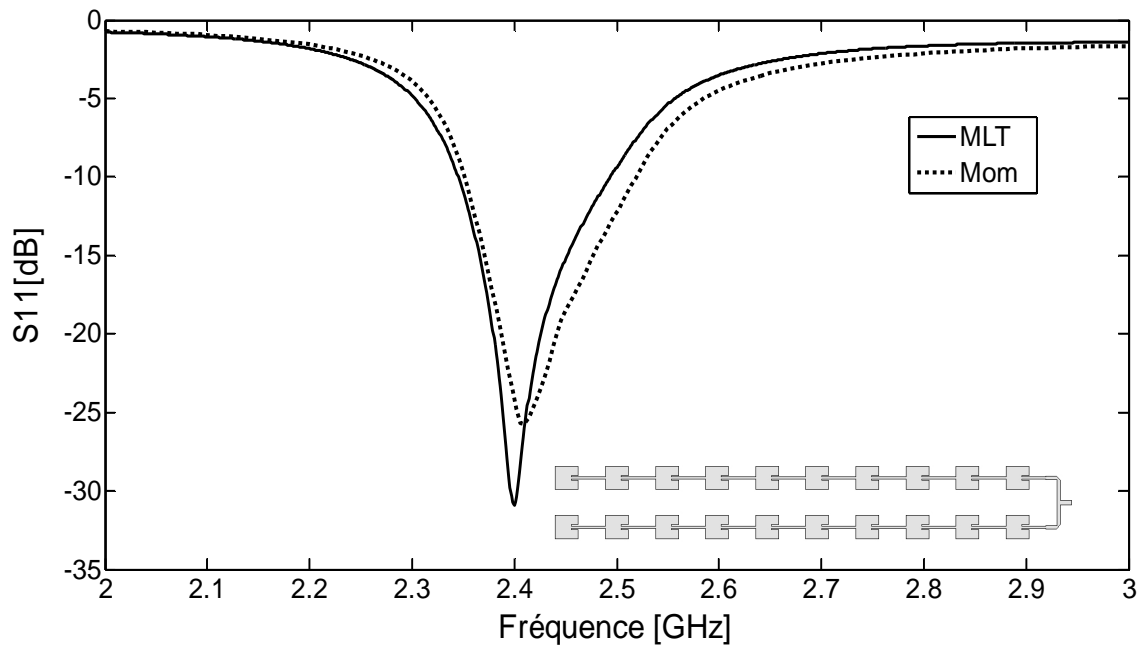
Paramètres du réseau d'antenne	Réseau 5×2	Réseau 10×2
X	45.66 mm	45.66 mm
f	34.14 mm	34.14 mm
f ₁	14.45 mm	14.52 mm
w _f	9.44 mm	9.44 mm
w ₁	5.45 mm	5.43 mm
w ₂	4.17 mm	4.17 mm
x ₃	25.6 mm	45.66 mm
x ₄	13.12 mm	34.14 mm

Tableau III. 2. Dimensions des réseaux d'antennes. (a). Réseau 5×2. (b). Réseau 10×2.

Les résultats de simulations de coefficient de réflexion des réseaux d'antennes alimentés en arborescence pour les réseaux à 5×2 et 10×2 simulés par le modèle proposé et le simulateur Momentum sont présentés sur la figure III. 18, dans la gamme de fréquences entre 2 et 3 GHz pour comparaison.



(a)

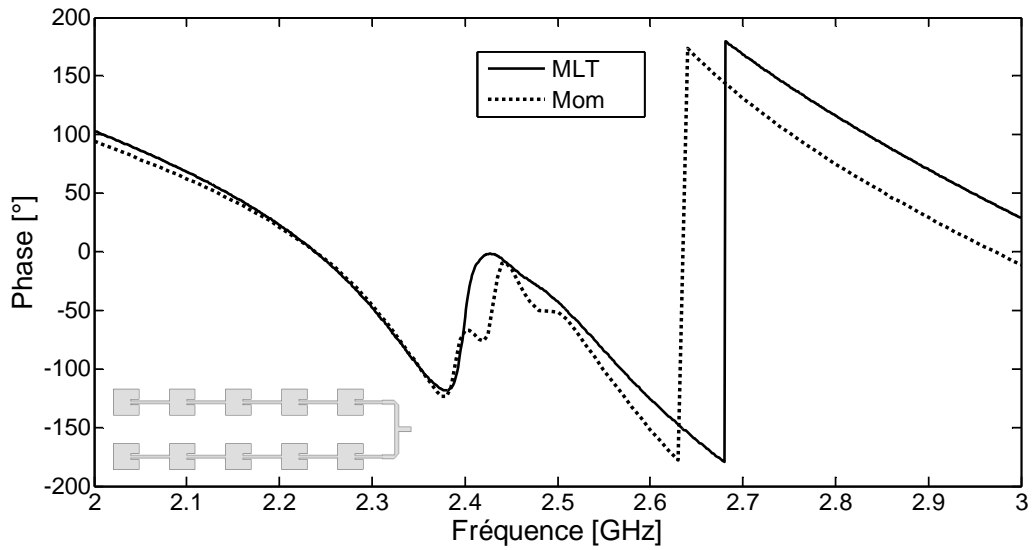


(b)

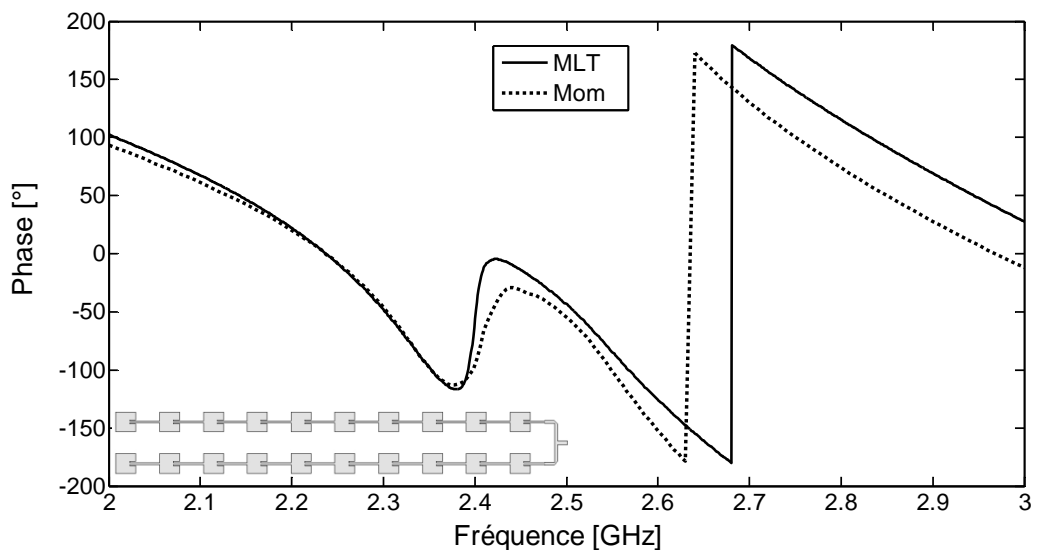
Figure III. 18. Coefficients de réflexion obtenus par le simulateur issu du modèle équivalent et sous Momentum. (a). Réseau d'antennes 5×2 . (b). Réseau d'antennes 10×2 .

L'analyse des résultats des coefficients de réflexion des deux réseaux 5×2 et 10×2 obtenus par le modèle proposé et le simulateur Momentum d'Agilent Software indique une excellente cohérence entre les deux méthodes de simulation, les deux courbes sont parfaitement superposés et les niveaux des pics sont très proches. D'ailleurs, nous enregistrons des niveaux des pics pour les réseaux 5×2 et 10×2 respectivement de -30 dB et -32 dB par le modèle électrique équivalent et -25 dB et -26 dB par le simulateur Momentum d'Agilent, ce qu'on peut constater, c'est que notre modèle fonctionne correctement même dans les cas des réseaux plans et la fréquence de résonance n'est pas perturbée par la division de la puissance. En plus, le modèle prouve son efficacité de s'adapter avec cette nouvelle configuration.

Passant maintenant à l'analyse de la phase réfléchie de réseau d'antenne 5×2 et 10×2 . La phase est considérée comme une importante performance qui ne pas être négligée durant les phases d'optimisations et l'adaptation. Pour cela, nous allons tracer les deux courbes obtenues par le modèle électrique équivalent et celles issues du simulateur Momentum des réseaux 5×2 et 10×2 sur la figures III. 19.



(a)



(b)

Figure III. 19. Phases réfléchies à l'entrée des réseaux obtenues par simulations issues du modèle électrique équivalent et sous Momentum. (a). Réseau d'antennes 5×2 . (b). Réseau d'antennes 10×2 .

Les figures III. 20 (a) et (b) représentent respectivement les diagrammes de rayonnements en 2D, dans les deux plans E ($\varphi = 0^\circ$) et H ($\varphi = 90^\circ$), calculés à la fréquence 2.4 GHz des réseaux 5×2 et 10×2 .

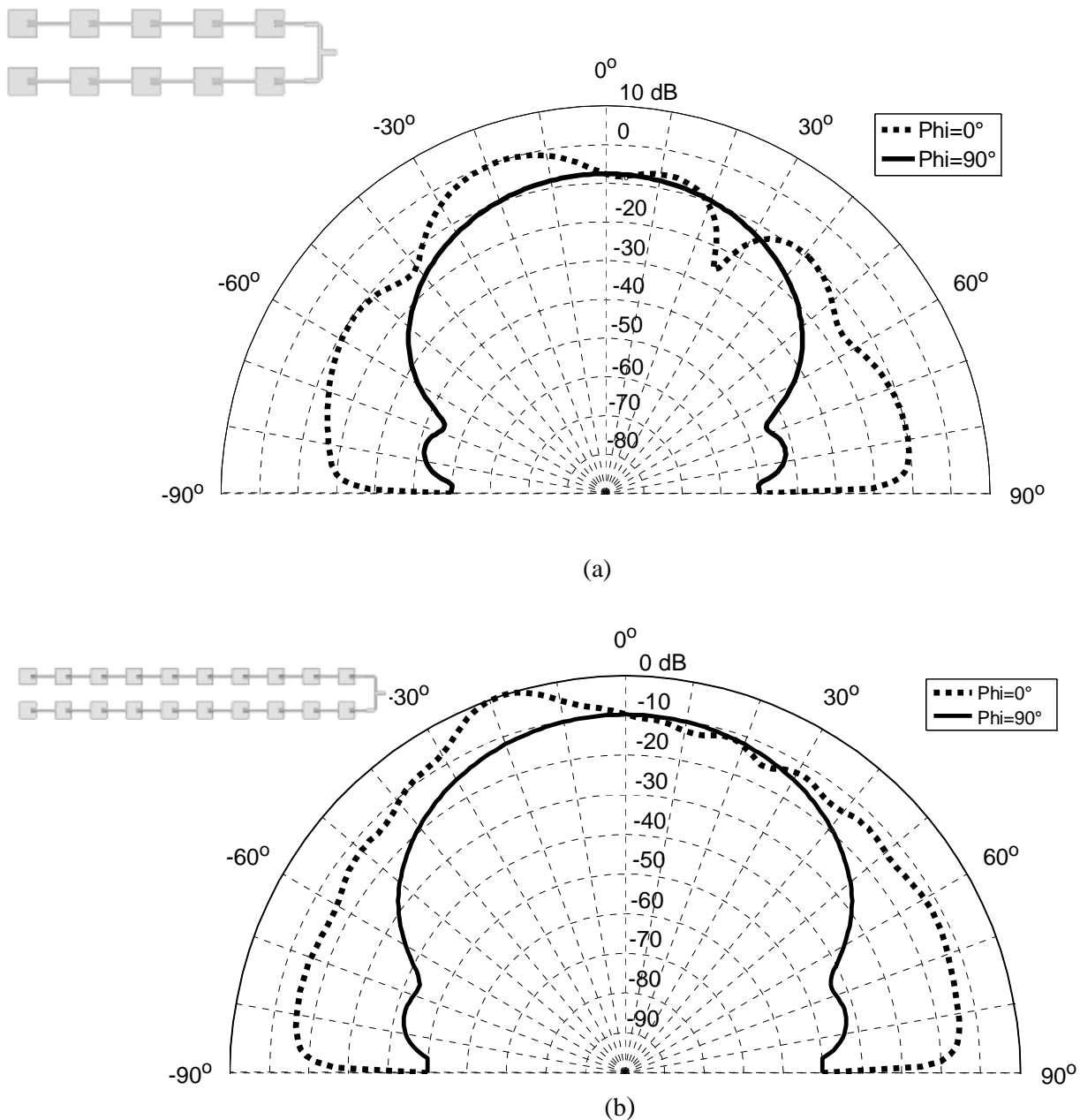


Figure III. 20. Diagramme de rayonnement en 2D des réseaux d'antennes opérant à la fréquence 2.4 GHz simulés par le simulateur Momentum. (a). Réseau de 5×2 . (b). Réseau de 10×2 .

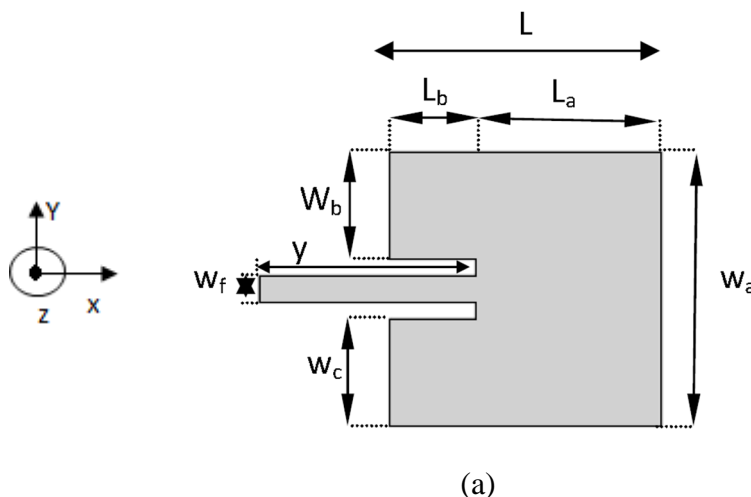
L'examen des résultats du réseau 5×2 mis en évidence la dissymétrie de la courbe de rayonnement en plan ($\varphi = 0^\circ$), étant donné que le réseau est placé selon l'axe Ox dans les éléments rayonnants sont alimenté en phase. Le lobe principal est dirigé selon -20° de avec quelques lobes secondaires dont le niveau est inférieur à -10 dB, pour le plan H ($\varphi = 90^\circ$), le diagramme est plus directif avec un lobe assez large et une symétrie parfaite, le gain calculé

du réseau est de l'ordre de 8.39 dB avec une directivité égale à 10.02 dB à la fréquence de résonance 2.4 GHz. En ce qui concerne le réseau 10×2, nous constatons que l'augmentation du nombre d'éléments s'est traduit par une augmentation de la directivité, ceci est très visible sur la figure III. 20 (b) ou le diagramme de rayonnement du réseau est devenu plus directif suivant la direction $\varphi = -20^\circ$ par rapport à celui du réseau 5×2, le gain calculé de ce réseau est égal à 9.96 dB et sa directivité égale à 15.6 dB à la fréquence 2.40 GHz [111].

III.4. Conception et optimisation des réseaux d'antennes a encoches par le modèle équivalent à trois ports modifié pour systèmes UMTS

III.4.1. Antenne fonctionnant à la fréquence 1.95 GHz

Au cours de cette section, nous allons exploiter le modèle équivalent amélioré afin de concevoir une antenne à encoche opérant à la fréquence 1.95 GHz pour système UMTS. Le modèle établi procède permet de s'adapter avec n'importe quelle fréquence en jouant sur les dimensions de notre antenne ainsi que sur celle de l'encoche. L'antenne proposée est de forme rectangulaire d'épaisseur 0.05 mm, il sera gravé sur un substrat ayant les caractéristiques suivantes ($\epsilon_r=4.32$, $h=1.6$ mm, $\tan \delta=0.018$). L'antenne est alimentée par une ligne microruban d'impédance d'entrée de 50Ω. La figure III. 21 représente le masque de l'antenne proposée avec ses dimensions ainsi que son modèle équivalent [112].



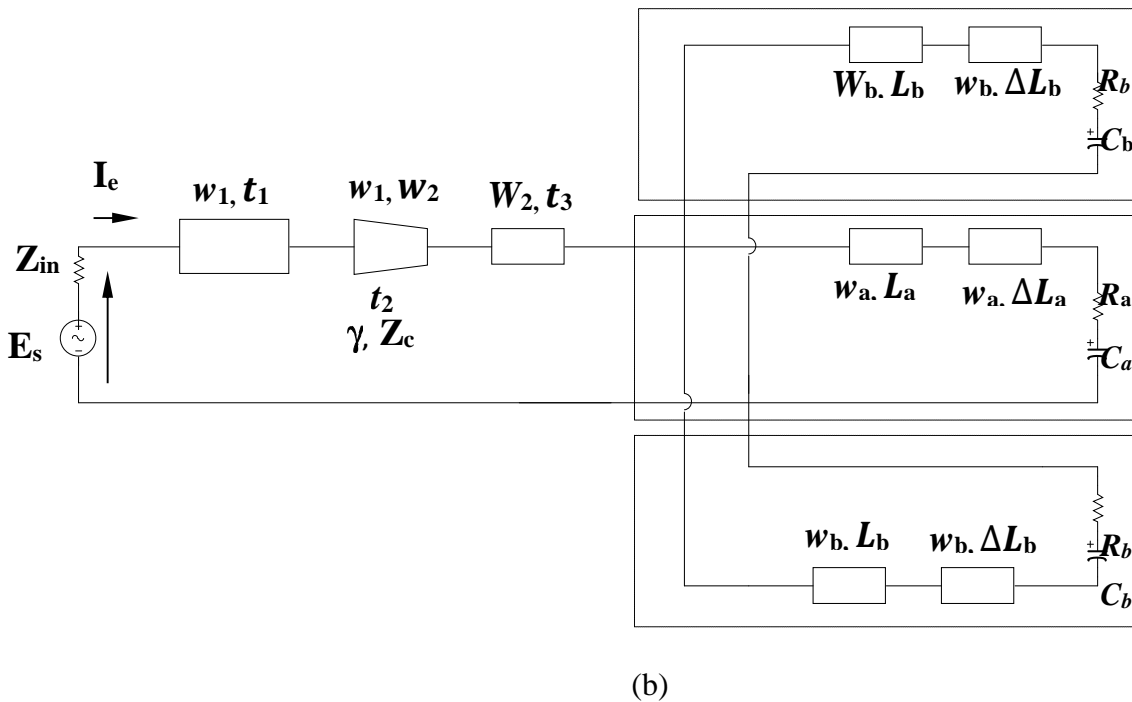


Figure III. 21. (a). Masque de l'antenne fonctionnant à 1.95 GHz pour système UMTS. (b) Schéma électrique équivalent de l'antenne UMTS proposée. Les paramètres de l'antenne sont: $L_a = 20.08 \text{ mm}$, $W_a = 7.37 \text{ mm}$, $L_b = 10.95 \text{ mm}$, $W_b = 15.97 \text{ mm}$, $L_c = 10.95 \text{ mm}$, $W_c = 15.97 \text{ mm}$, $W_f = 3.04 \text{ mm}$ et $y = 45.95 \text{ mm}$.

Nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulations des coefficients de réflexions obtenus par notre modèle et le simulateur Momentum sur la figure III. 22 dans la gamme de fréquences entre 1.4 et 2.4 GHz [112]. Les phases réfléchies obtenues par le modèle équivalent et le simulateur Momentum sont présentées sur la figure III. 23 dans la gamme de fréquences entre 1.4 GHz et 2.3 GHz.

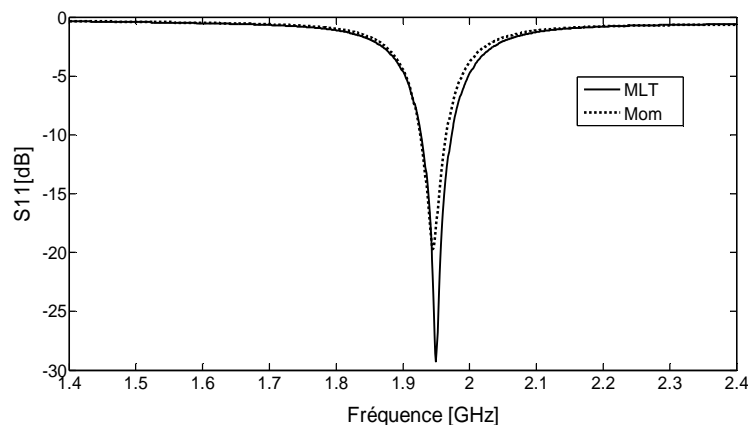


Figure III. 22. Coefficient de réflexion obtenu par simulation issue du modèle équivalent et sous Momentum de l'antenne présenté sur la figure III. 21 (a).

Selon la figure III. 22, nous observons une concordance parfaite entre les deux courbes qui sont tout à fait confondues, la seule différence réside au niveau des pics qui sont légèrement différents, d'ailleurs, nous enregistrons un pic de l'onde de -28 dB par le modèle équivalent et de l'ordre du -21.10 dB par Momentum soit une différence de 6.9 dB.

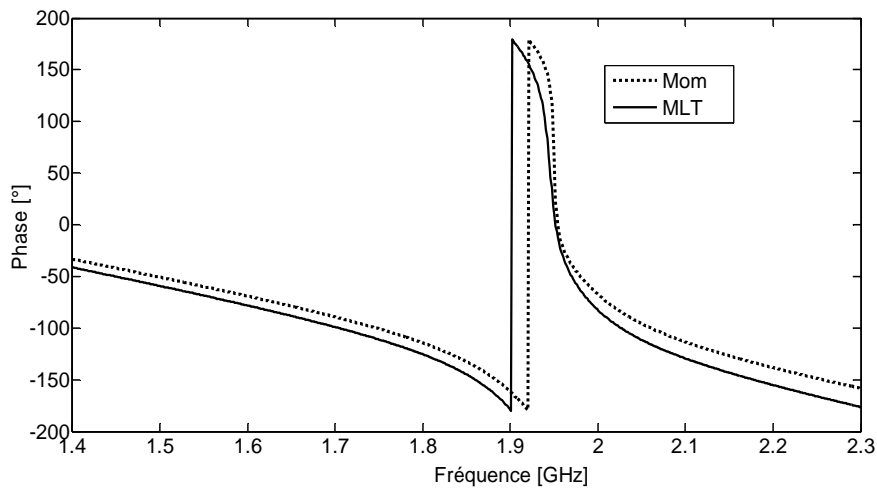


Figure III. 23. Phase réfléchie à l'entrée de l'antenne pour application UMTS présentée sur la figure III. 21. (a).

Concernant les phases réfléchies nous pouvons constater que les deux courbes donnent la même allure sur toute la gamme de fréquences. À la fréquence de fonctionnement optimal, les phases sont nulles avec un décalage très minime. Nous passons maintenant à la présentation des diagrammes de rayonnement de l'antenne seule en 2D dans les deux plans E et H. Il faut rappeler que tous les diagrammes de rayonnement calculés durant cette thèse sont obtenus par le simulateur Momentum. Les deux diagrammes sont présentés sur les figures III. 24 entre -90° et 90° .

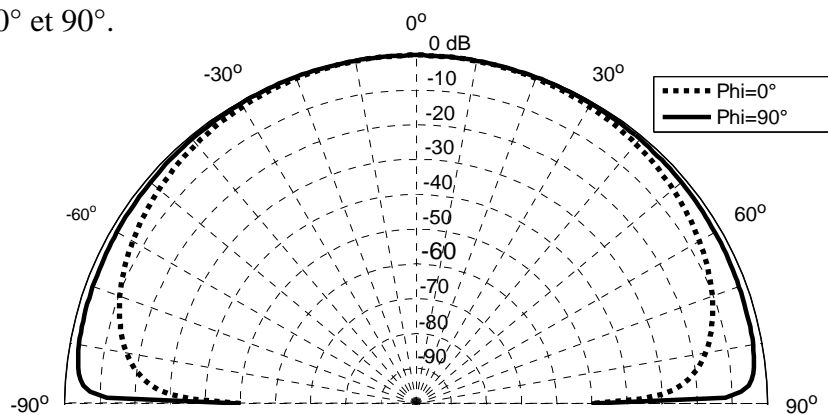


Figure III. 24. Diagramme de rayonnement en 2D de l'antenne seule opérant à la fréquence 1.95 GHz. Simulation obtenue par le simulateur Momentum.

Selon la figure III. 24, nous remarquons que les diagrammes de rayonnements sont similaires à ceux des autres diagrammes des antennes seules tracés précédemment dont le caractère est ainsi directionnel avec une grande ouverture à mi- puissance ($\theta = - 3\text{dB}$). Le gain de l'antenne égale à 1.76 dB et sa directivité égale à 6.3 dB.

III.4.2. Réseaux d'antennes alimentées en série

Dans cette section, l'antenne déjà conçue et simulée sera associée en groupements successifs afin de concevoir un réseau opérant dans la fréquence désirée. Il faut noter que les réseaux ont été optimisés y compris la ligne d'alimentation afin d'assurer un fonctionnement optimal. La distance inter-élément a été fixée, pour éviter le couplage entre les éléments rayonnants. Pour ce réseau [112], le matériau utilisé est le FR-4 (Epoxy) ayant les paramètres physiques et géométriques suivants : $\epsilon_r=4.32$, épaisseur du substrat $h=1.6\text{ mm}$, et une tangente de perte égale à 0.018. Pour l'épaisseur de la métallisation, elle était choisie de l'ordre de 0.05 mm.

Les éléments rayonnants ont été regroupés en cinq et en dix éléments rayonnants. La figure III. 25 présente les masques dans une vue de face de ces réseaux.

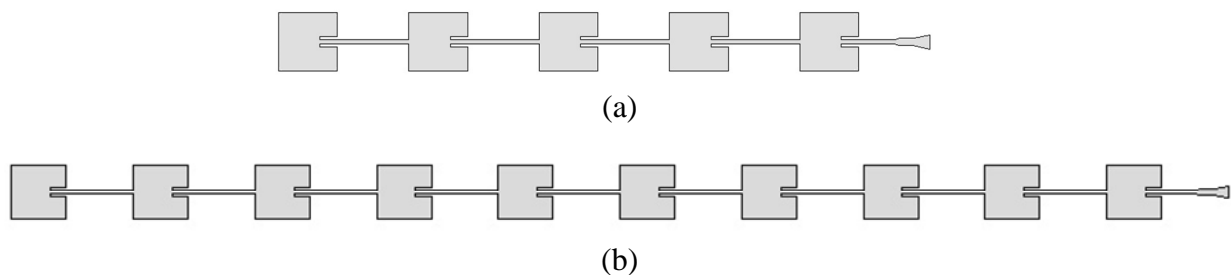
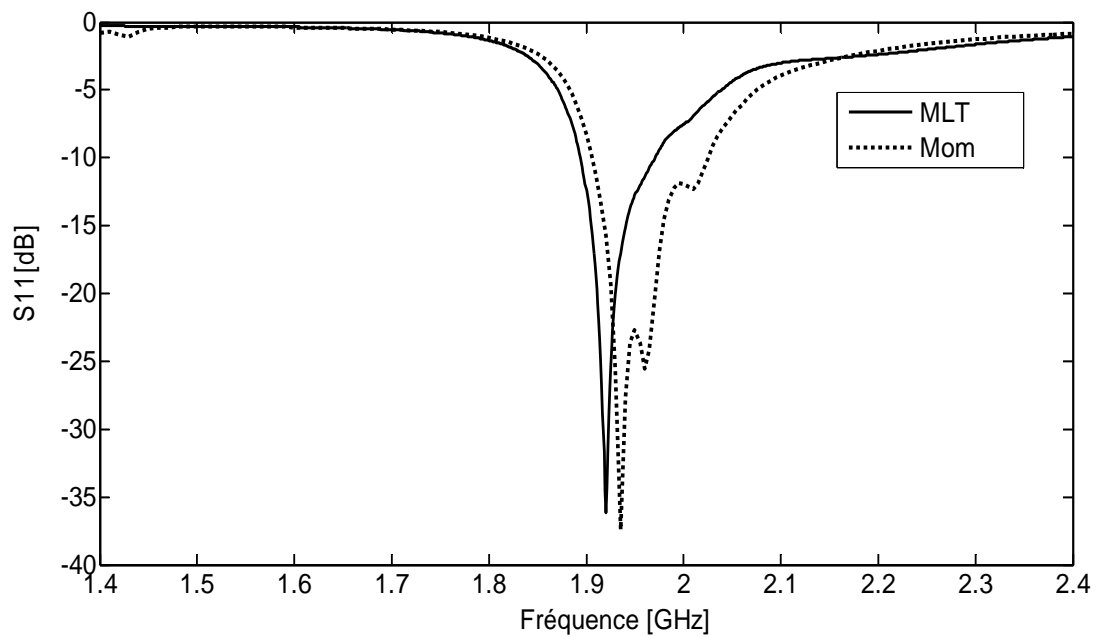
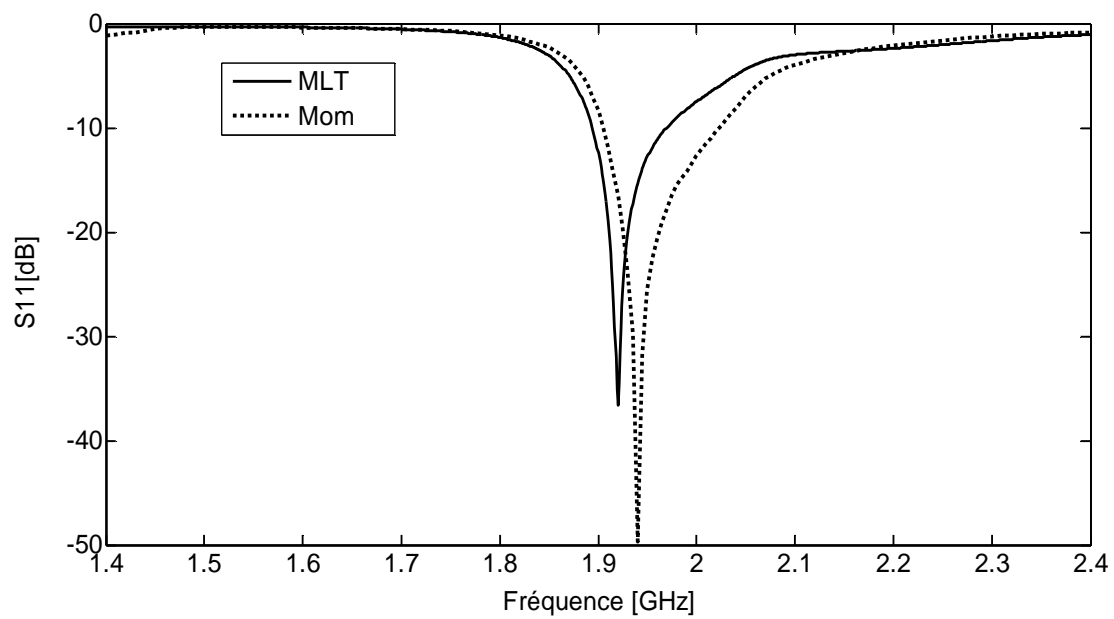


Figure III. 25. Masque des réseaux d'antennes imprimés alimentés en série, (a). Réseau composé en cinq éléments, (b). Réseau composé de dix éléments rayonnants.

Sur les figures III. 26 (a) et (b) nous illustrons successivement les tracés des coefficients de réflexions des réseaux composés en cinq et en dix éléments rayonnants dans la gamme de fréquences qui s'étale entre 1.4 GHz et 2.4 GHz.



(a)

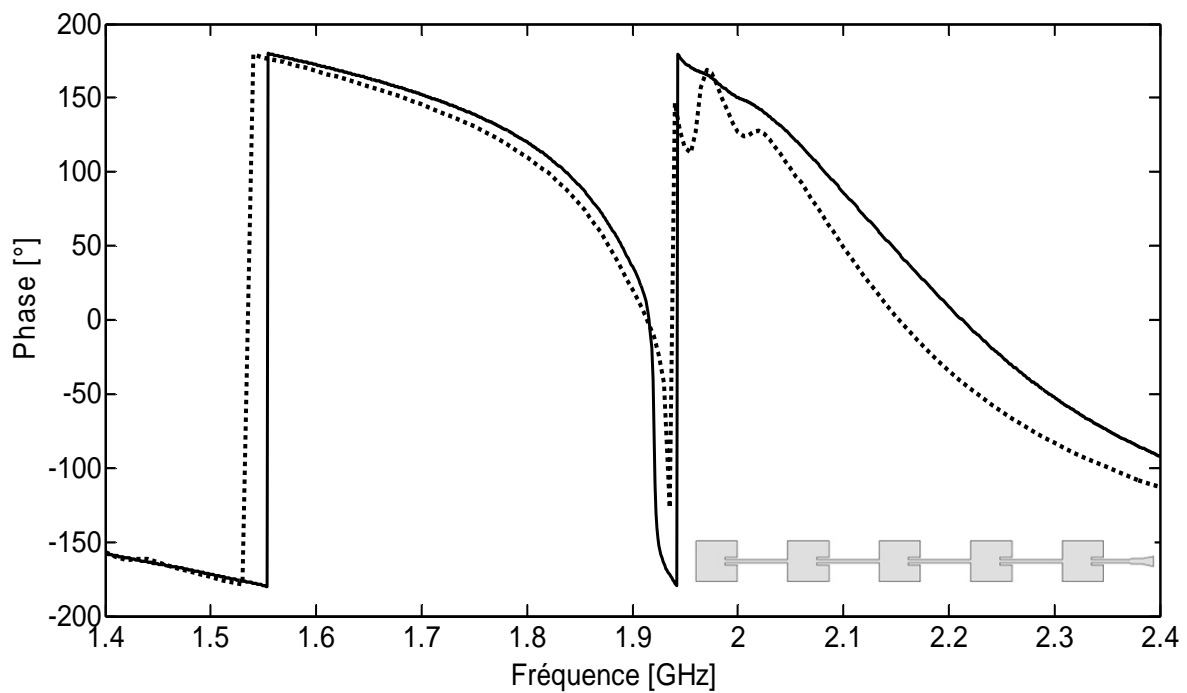


(b)

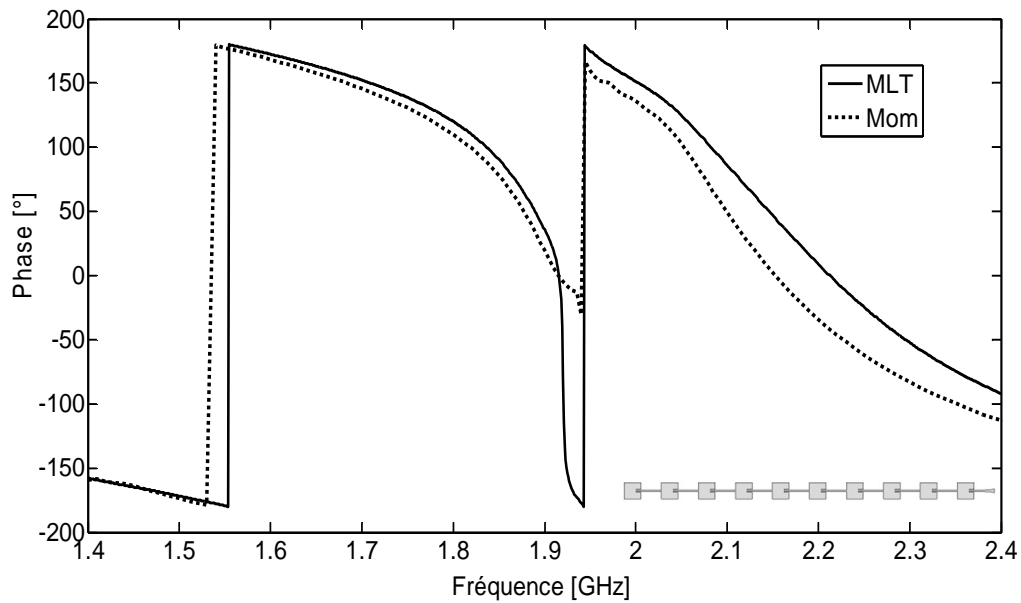
Figure III. 26. Coefficients de réflexions obtenus par simulation sous Momentum et le modèle électrique équivalent (a). Réseaux d'antennes composés de cinq éléments rayonnants. (b). Réseau d'antennes composés de dix éléments rayonnants.

Selon les deux tracés des coefficients de réflexions des deux réseaux de cinq et dix éléments, nous pouvons remarquer les réponses obtenues par les deux méthodes qui sont dues au simulateur Momentum et le modèle électrique équivalent et qui indiquent une l'excellente adaptation puisque nous obtenons des niveaux de pics inférieurs à -37 dB pour les deux techniques. La cohérence entre les deux courbes est très claire avec un décalage très faible. En ce qui concerne les bandes passantes, elles sont de l'ordre de 115 MHz par le simulateur Momentum et de l'ordre de 120 MHz par le modèle électrique équivalent soit un décalage de 2.5 % [112].

Nous passons maintenant à la présentation des phases réfléchies des deux réseaux, pour cela nous illustrons sur les deux figures III. 27 (a) et (b), les phases obtenues par le simulateur Momentum et le modèle électrique équivalent dans la gamme de fréquences qui s'étale entre 1.4 GHz et 2.4 GHz.



(a)



(b)

Figure III. 27. Phase réfléchie obtenues par le simulateur Momentum et le modèle électrique équivalent (a). Réseau d'antenne composé de cinq éléments (b). Réseau d'antennes composé de dix éléments rayonnants.

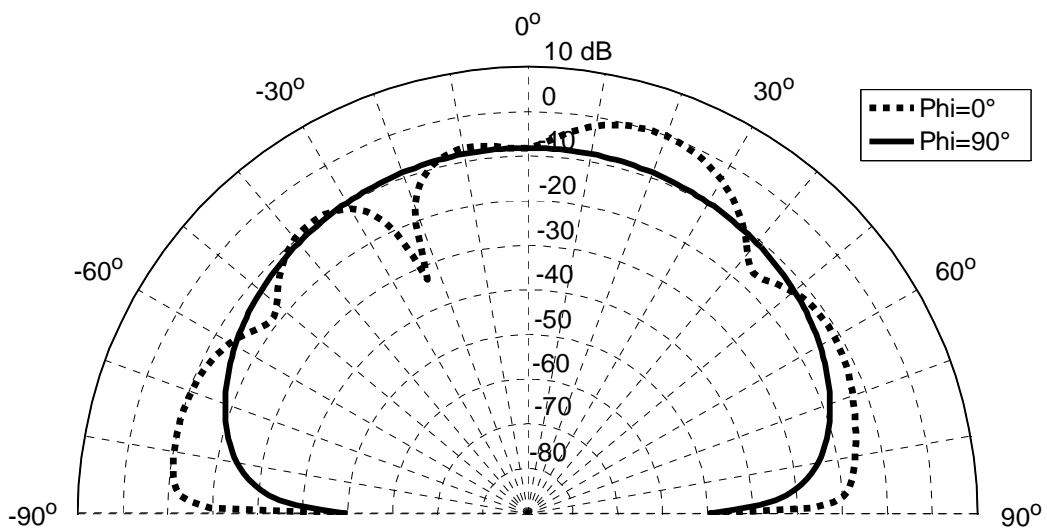


Figure III. 28. Diagramme de rayonnement du réseau d'antennes.

D'après le résultat obtenu, on remarque que le diagramme de rayonnement est constitué d'un seul lobe dans le plan E, il est plus directif suivant la direction $\theta = +20^\circ$, avec un gain de 5.95 dB et une directivité égale à 12.98 dB à la fréquence 1.95 GHz [112].

III. 4. 3 Réseaux d'antennes alimentés en arborescence

Dans cette partie, une attention tout à fait particulière sera donnée au cas d'un réseau plan, il s'agit bien entendu d'un réseau d'antennes de 5×4 éléments alimenté en arborescence. Les éléments rayonnants qui composent ce réseau sont ceux employés dans les sections précédentes, il s'agit des antennes à encoche. Il est à noter que ce réseau a été optimisé afin d'assurer un fonctionnement optimale à la fréquence d'optimisation du système UMTS. La géométrie de ce réseau est plane (5×4) est illustrée sur figure III. 29 dans le repéré $Oxyz$.

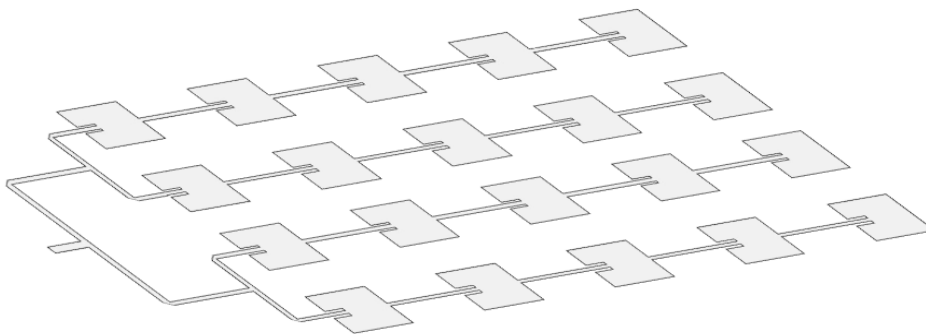


Figure III. 29. Géométrie du réseau 5×4 alimenté en arborescence opérant dans la norme UMTS.

Afin d'analyser les performances de ce réseau en terme d'adaptation, la phase réfléchi ainsi que le rayonnement, nous allons présenter respectivement sur les figures III. 30, III. 31 et III. 32 respectivement la puissance réfléchi, la phase réfléchi ainsi que le diagramme de rayonnement en 2D.

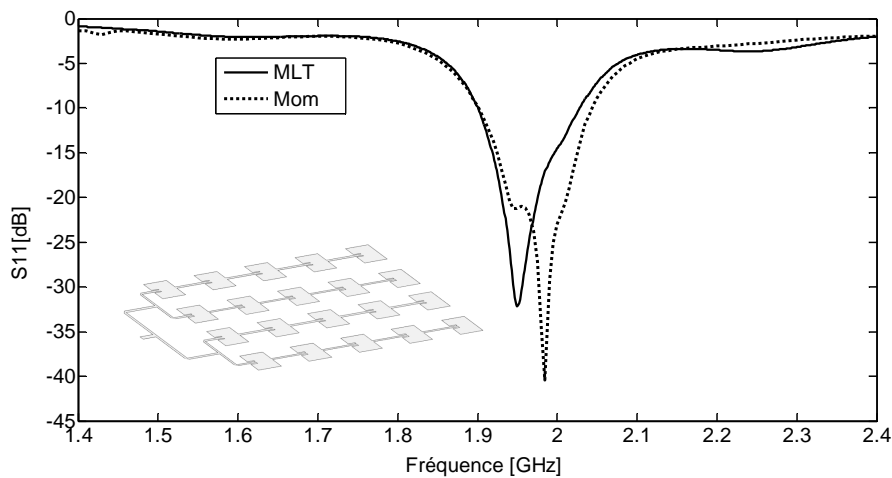


Figure III. 30. Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau plan 5×4 présenté sur la figure III. 29, les courbes sont obtenues par le modèle équivalent et le simulateur Momentum.

D'après la figure III. 30, nous observons que les deux courbes sont à peu près similaires, les pics de résonance sont proches de la fréquence de résonance qui est de l'ordre de 1.9 GHz, d'autre part, on constate que Momentum présente une bande passante de 139 MHz qui couvre la bande passante de l'UMTS qui est de 100 MHz. En ce qui concerne le modèle électrique les bandes passantes, elle est de l'ordre de 126 MHz soit un décalage de 9.35 %, une amélioration nette a été apportée de l'ordre de 25 MHz au niveau de la bande passante par rapport au réseau présenté sur la figure III. 29 [112].

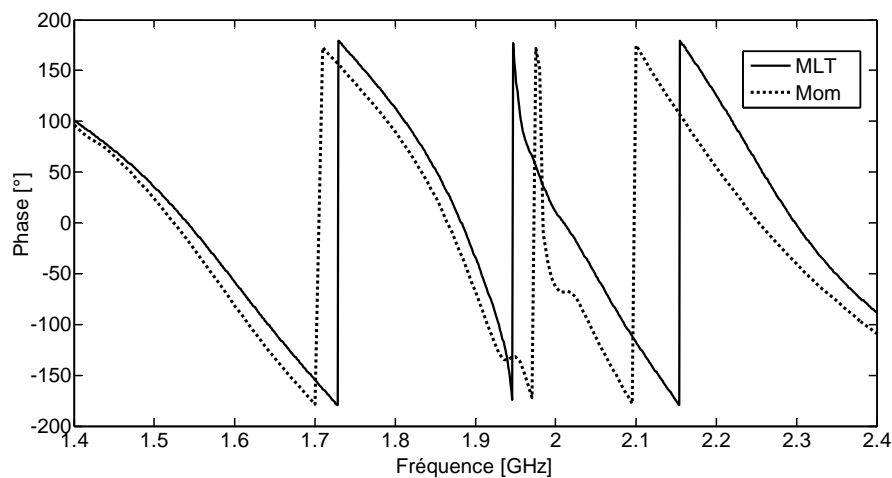


Figure III. 31. Phase réfléchie du réseau plan 5×4 présenté sur la figure III. 29. Les courbes sont obtenues par le modèle équivalent et le simulateur Momentum.

Selon la figure III. 31 nous observons qu'une concordance correcte entre les deux courbes, les phases sont nulles à la fréquence de résonance.

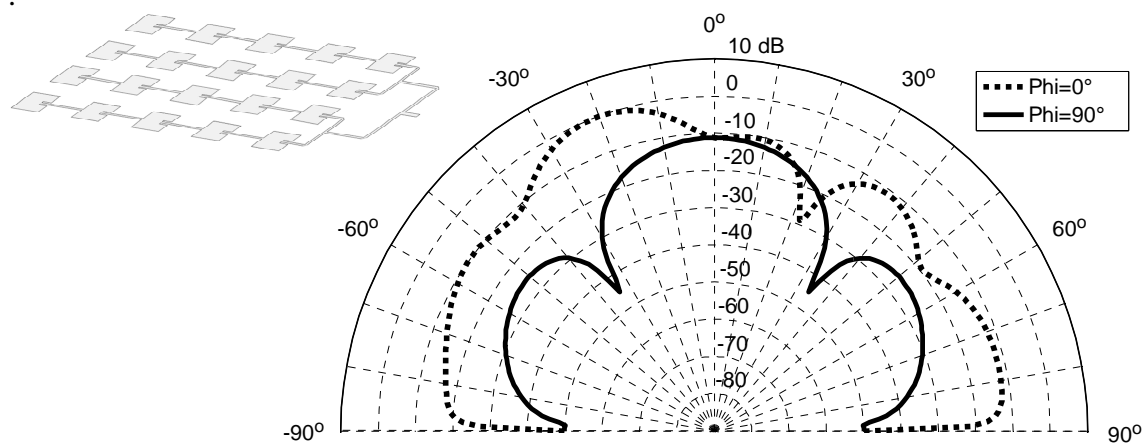


Figure III. 32. Diagramme de rayonnement en 2D du réseau d'antennes (5×4) opérant à la fréquence 1.9 GHz, simulation obtenue par le simulateur Momentum.

Selon les deux diagrammes de rayonnement de notre réseau obtenus par le simulateur Momentum, nous remarquons qu'un effet de réseau qui apparaitre selon le plan Oy pour ($\varphi = 90^\circ$) (direction azimutale) ou un lobe principal est très visible avec deux lobes secondaires dirigés selon $\varphi = 55^\circ$ et -55° dues à l'alimentation déphasée. En ce qui concerne le plan $E(\varphi = 0^\circ)$, nous remarquons qu'un lobe principal est dirigé vers $\varphi = -20^\circ$, également, nous remarquons une amélioration au niveau du gain et la directivité où le gain passe de 7.55 dB à 11.08 dB et la directivité passe de 14 dB à 16.64 dB.

III. 5. Conception et optimisation des réseaux d'antenne à encoche par modèle équivalent à trois ports modifié pour système WIMAX

III. 5. 1. Antenne imprimée fonctionnant à 3.5 GHz

Dans cette partie, nous allons nous intéressons aux réseaux d'antennes pour application WiMax [113]. Pour cela, le modèle électrique équivalent établie au cours de ce chapitre sera largement utilisé au cours de cette section pour la conception de notre antenne. Nous allons utiliser le même substrat des dernières sections. Il s'agit bien sûr l'Epoxy qui est caractérisé par les paramètres suivants : $\epsilon_r=4.32$, $h=1.6$ mm et $\tan \delta=0.018$. L'antenne est alimentée par une ligne d'impédance d'entrée et 50Ω , le masque de l'antenne à encoche ainsi ces dimensions sont données sur la figure III. 33 dans un repère $Oxyz$.

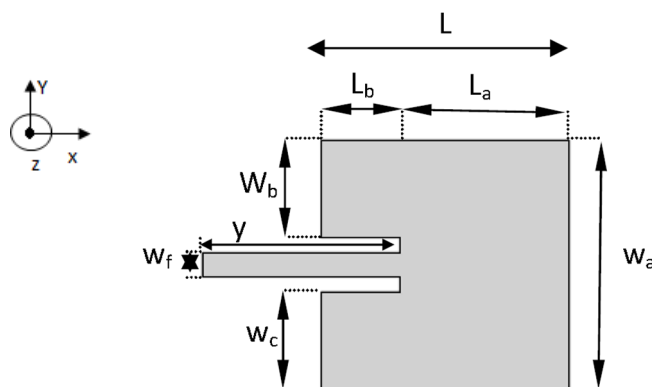


Figure III. 33. Masque de l'antenne opérant à la fréquence 3.5 GHz, les dimensions de l'antenne sont donnée par : $L_a=14.44$ mm, $W_a=20.79$ mm, $L_b=6.46$ mm, $W_b=7.19$ mm, $L_c=6.46$ mm, $W_c=6.40$ mm, $W_f=3.04$ mm et $y=6.46$ mm.

Nous présentons sur la figure III. 34, les coefficients de réflexions de l'antenne WiMax à encoche obtenus par le modèle électrique équivalent est simulateur Momentum d'Agilent software dans la gamme de fréquences entre 3 et 4 GHz.

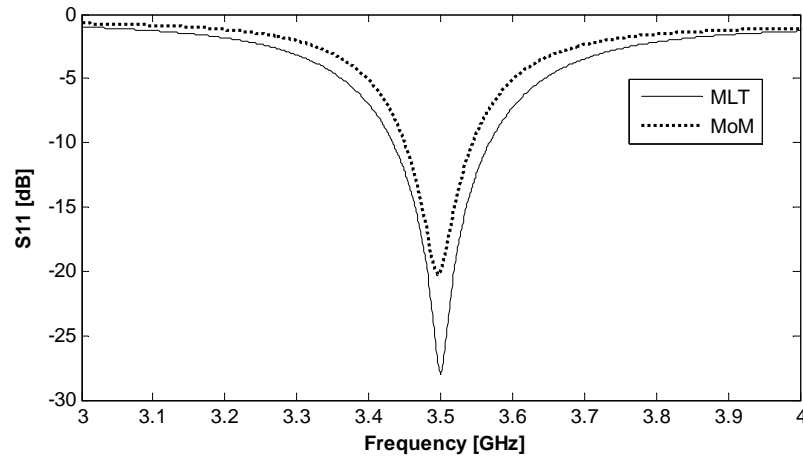


Figure III. 34. Coefficients de réflexions de l'antenne WiMax présentés sur la figure III. 33 obtenus par le modèle électrique équivalent et simulateur Momentum.

Il est évident selon la figure III. 34 qu'une parfaite adaptation est enregistrée à la fréquence de résonance de fonction WiMax qui est de 3.5 GHz. Les niveaux de pics obtenus par les deux méthodes sont de l'ordre de -18 dB par le simulateur Momentum et de l'ordre de -27 dB par le modèle équivalent avec une bonne cohérence entre les deux courbes.

Nous présentons dans ce qui suit, le diagramme de rayonnement de l'antenne seule opérant par la norme WiMax (3.5 GHz) dans les deux plans E et H entre $\phi = -90^\circ$ et $\phi = 90^\circ$, bien entendu, les simulations sont fournies par le simulateur Momentum [113].

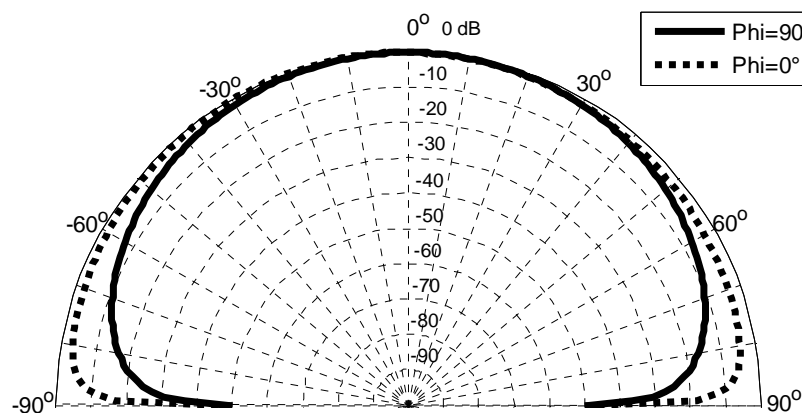


Figure III. 35. Diagramme du rayonnement de l'antenne WiMax présenté sur la figure III. 33 dans les deux plans E et H.

Selon la figure III. 35, on observe que les diagrammes présentent une symétrie parfaite dans les deux plans E ($\varphi = 0^\circ$) et ($\varphi = 90^\circ$) avec une large couverture à -3 dB. Le gain maximum est d'environ 2.54 dB à la fréquence de résonance. La directivité enregistrée est environ 6.56 dB.

III.5.2. Réseaux d'antennes imprimées alimentés en série pour application WiMax

L'antenne imprimée est compensée par l'assemblage des éléments rayonnants. Grâce à cette technique, les diagrammes de rayonnement deviennent plus directifs avec un gain élevé. Pour réaliser cette tâche, nous proposons dans cette section, la conception d'une série des réseaux d'antennes composées respectivement de cinq et de dix éléments rayonnants. Les spécifications des antennes physiques sont caractérisées par : un substrat ayant une permittivité relative de $\epsilon_r = 4.32$, une épaisseur h égale à 1.6 mm, une tangente de perte de 1.8×10^{-3} et 5×10^{-3} mm pour l'épaisseur de métallisation. Les masques des réseaux et leurs dimensions sont donnés sur la figure III. 36. (a) et (b). Pour le système d'alimentation, l'adaptation d'impédance doit être conçue avec soin pour chaque cas. Les courbes présentées sont calculées avec le logiciel Momentum et le circuit équivalent proposé après optimisation dans la gamme des fréquences comprises entre 3 à 4 GHz et les résultats sont affichés sur la figure III. 36[113].

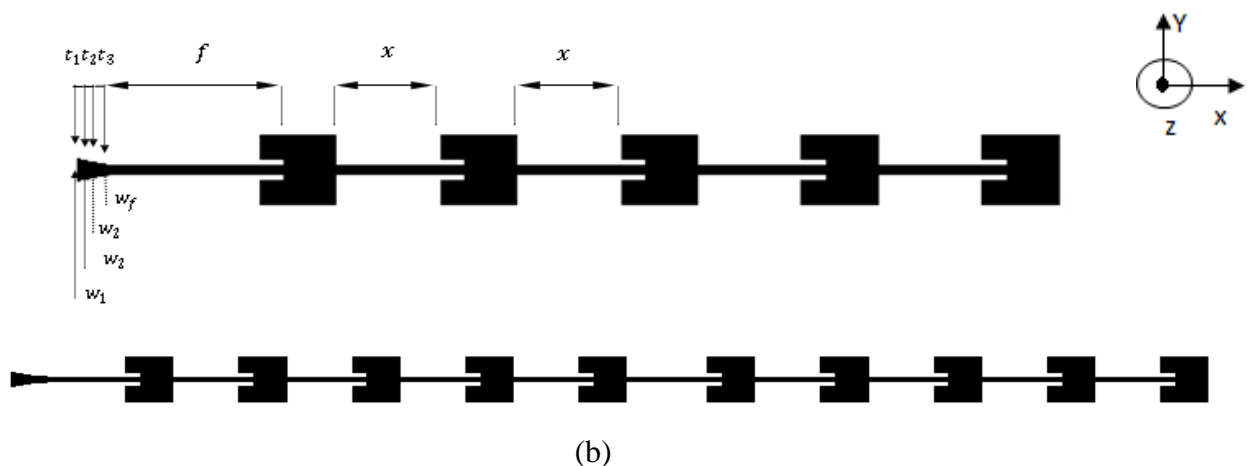


Figure III. 36. Masque des réseaux d'antennes avec ses dimensions. (a). Les dimensions sont donnés par : $x=34.11$ mm, $f=38.61$ mm, $t_1=9.05$ mm, $t_2=2.72$ mm, $t_3=4.98$ mm, $w_f=3.04$ mm, $w_2=3.33$ mm, $w_1=7.03$ mm (b) $x=34.52$ mm, $f=39.42$ mm, $t_1=9.61$ mm, $t_2=2.59$ mm, $t_3=4.20$ mm, $w_f=39.42$ mm, $w_2=3.52$ mm, $w_1=6.99$ mm.

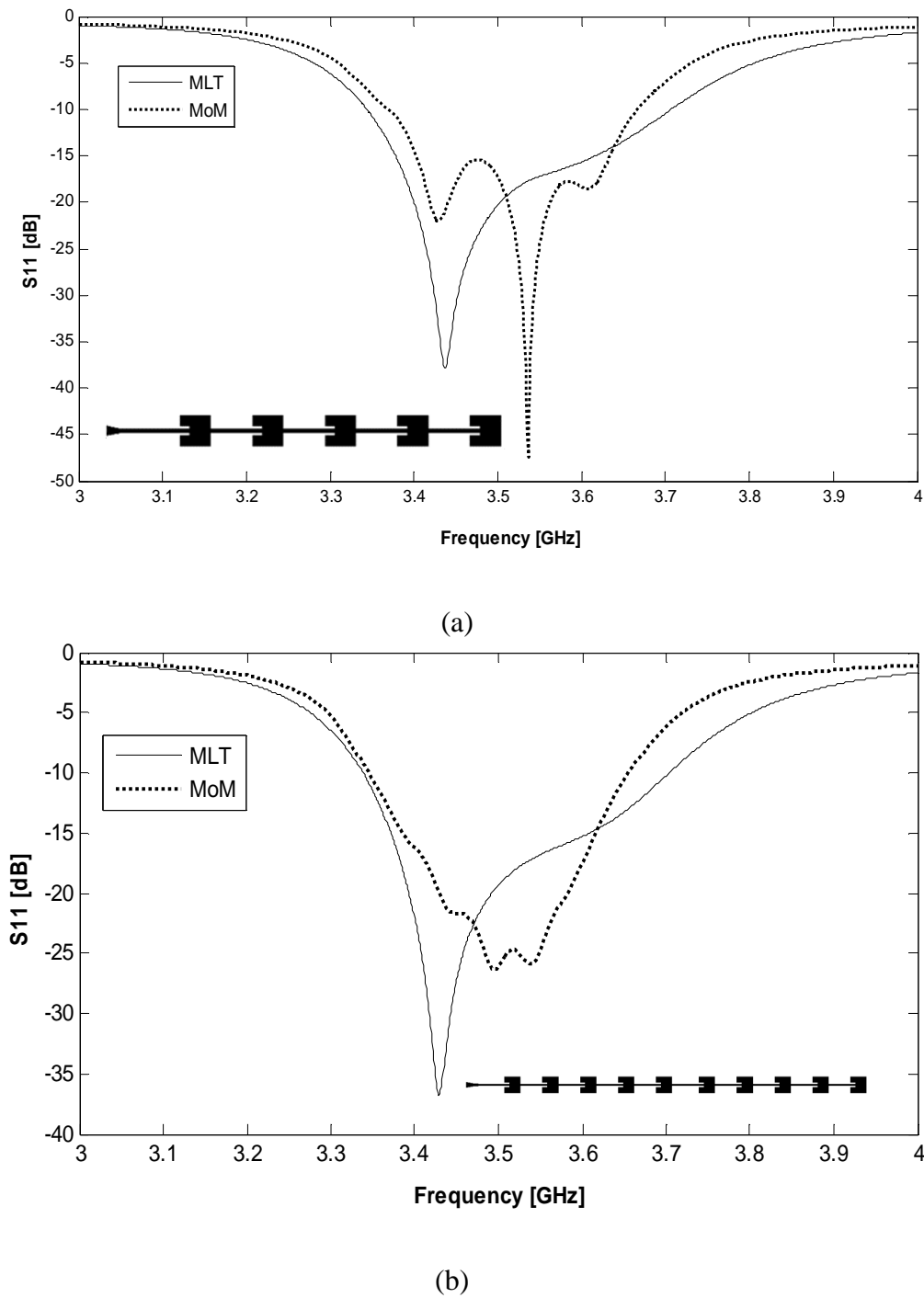


Figure III. 37. Coefficients de réflexions obtenus par le modèle équivalent et le simulateur Momentum : (a). Réseau à cinq éléments. (b). Réseau à dix éléments rayonnants.

D'après la figure III. 37 (a), à la fréquence de 3.5 GHz, on remarque une bonne résonance avec une excellente adaptation par le modèle proposé et le logiciel Momentum.

Notons qu'il y a un pic enregistré d'environ -26.40 dB en utilisant Momentum avec un léger décalage enregistré par circuit équivalent. A la fréquence de 3.52 GHz, nous enregistrons un pic d'environ -37.60 dB. La largeur de bande passante calculée respectivement par le logiciel Momentum et le modèle de circuit équivalent sont respectivement 290 MHz et 350 MHz.

D'après la figure III. 37 (b), nous observons une bonne adaptation enregistrée à la fréquence de résonance : les puissances réfléchies observées sont inférieures à -20 dB. La bande passante WiMax est bien couverte avec les deux modèles.

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne calculée en espace libre sont présentées sur la figure III. 38 dans le plan E et H à la fréquence de résonance 3.5 GHz (WiMax).

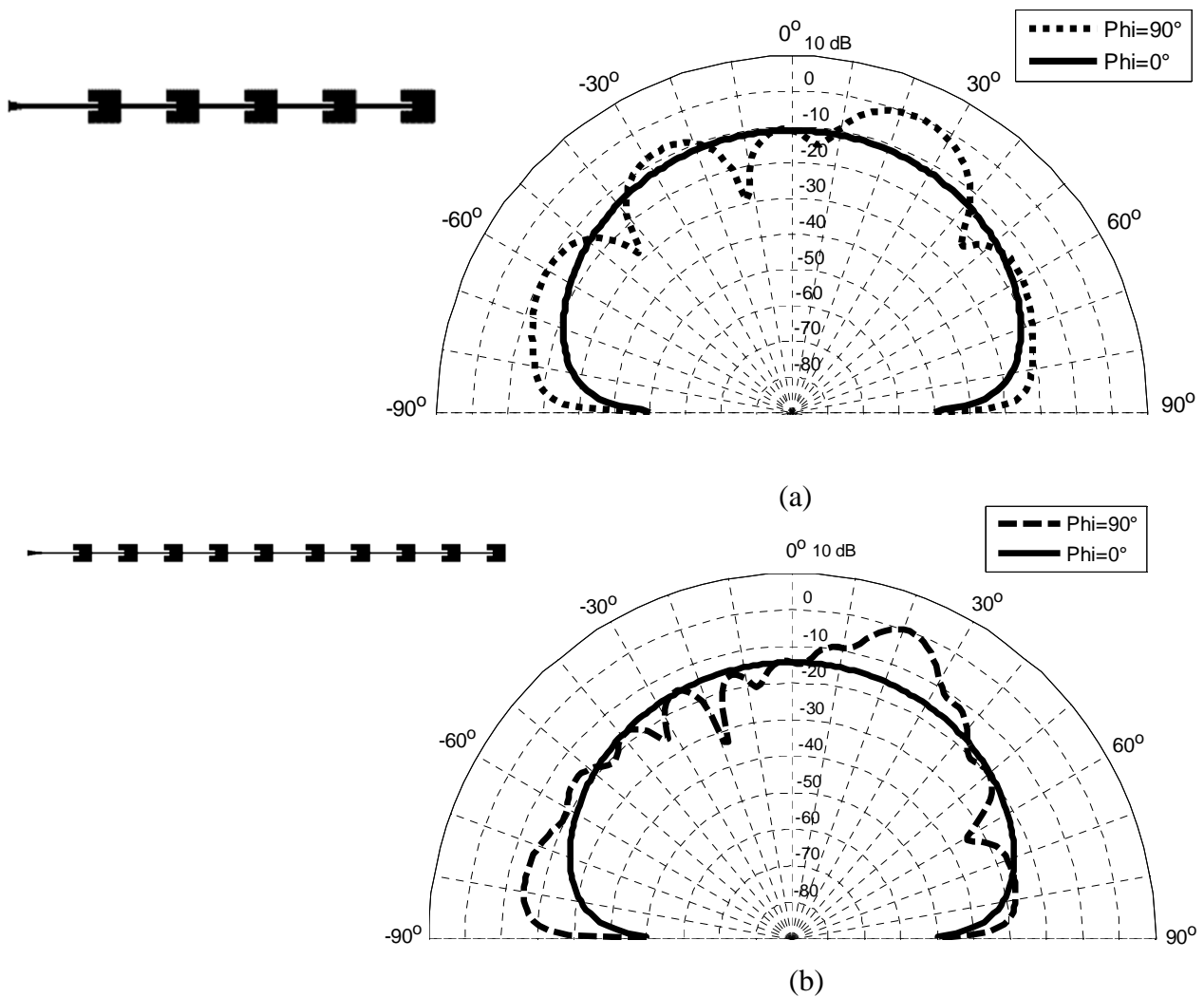
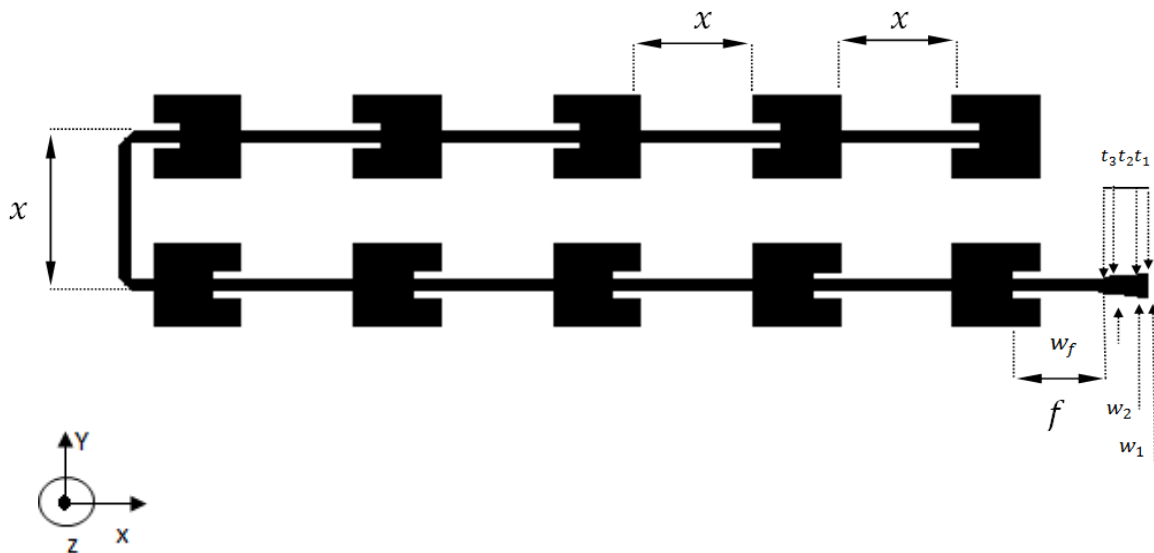


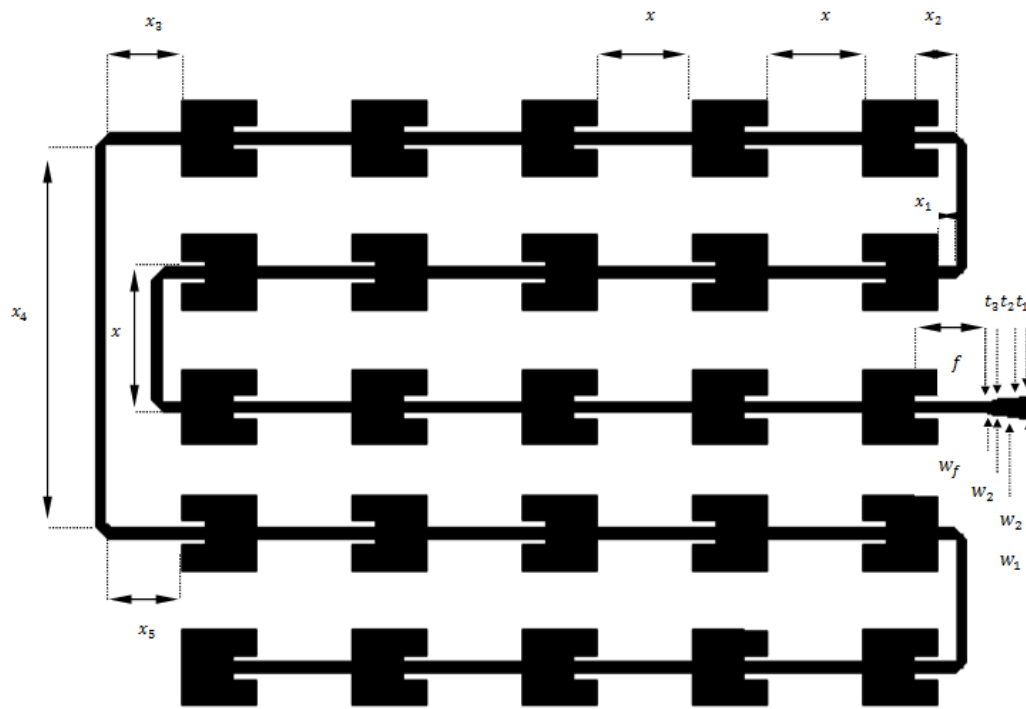
Figure III. 38. Diagrammes de rayonnements calculés à la fréquence de 3.5 GHz pour les deux réseaux respectivement. (a). Réseau à cinq éléments, (b). Réseau à dix éléments.

Selon la figure III. 38, nous constatons que le diagramme de rayonnement présente une asymétrie dans le plan E. Ce résultat est dû à l'asymétrie de l'amplitude et de phase non équilibrés dans l'alimentation. Le gain et la directivité calculés à ces fréquences sont de l'ordre de 7.46 dB et 13.40 dB respectivement pour le réseau à cinq éléments et d'environ 9.30 dB et 15.56 dB pour le réseau d'antennes composé de dix éléments rayonnants.

Dans cette section, les antennes imprimées ont été disposées dans une configuration de réseau de 5x2 et 5x5 éléments rayonnants comme montrés sur la figure III. 39. Cette configuration permet aux réseaux de rayonner avec un gain élevé. Une comparaison des résultats fournis par le circuit équivalent et ceux du simulateur Momentum est effectuée et présentés sur la figure III.39 [113].

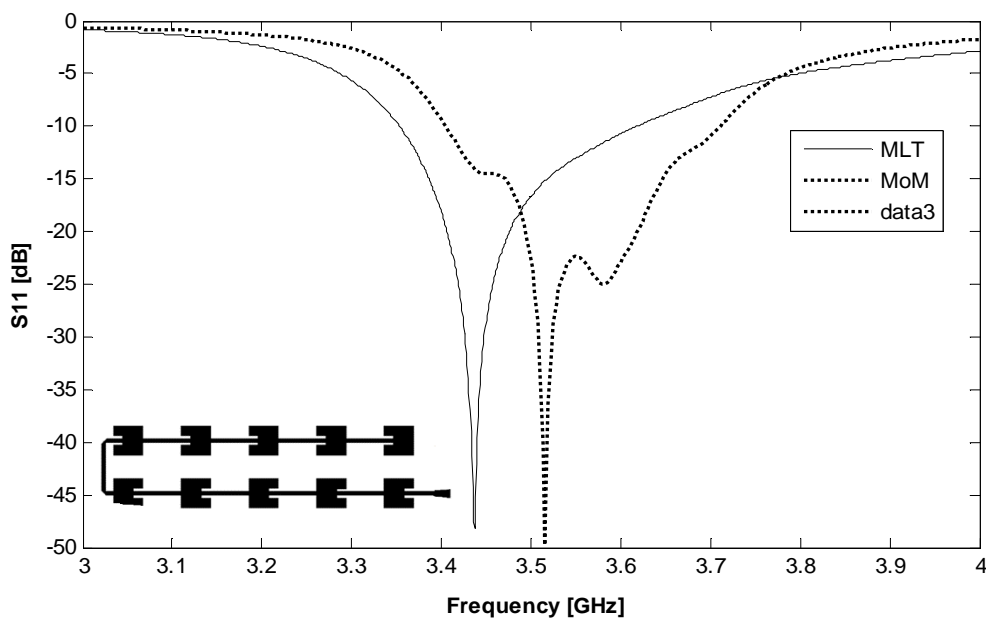


(a)

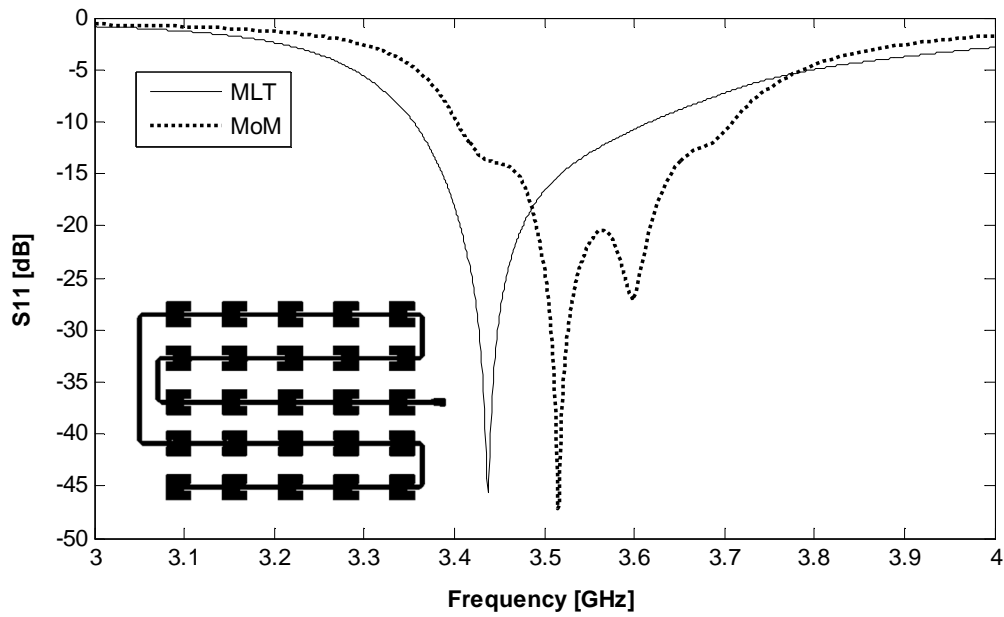


(b)

Figure III. 39. Masque des réseaux d'antennes (a). Réseau d'antennes de 5×2 , (b). Réseau d'antenne 5×4 éléments, les dimensions sont données par : (a) $x=32.57 \text{ mm}$, $f=20.10 \text{ mm}$, $t_1=5.98 \text{ mm}$, $t_2=3.09 \text{ mm}$, $t_3=2.68 \text{ mm}$, $w_f=3.04 \text{ mm}$, $w_2=4.83 \text{ mm}$, $w_1=6.72 \text{ mm}$ (b) $x=32.62 \text{ mm}$, $f=20.13 \text{ mm}$, $t_1=5.99 \text{ mm}$, $t_2=3.04 \text{ mm}$, $t_3=2.69 \text{ mm}$, $w_f=3.04 \text{ mm}$, $w_2=4.83 \text{ mm}$, $w_1=6.72 \text{ mm}$, $x_1=4.32 \text{ mm}$, $x_2=6.46 \text{ mm}$, $x_3=20.11 \text{ mm}$, $x_4=103.94 \text{ mm}$ et $x_5=26.57 \text{ mm}$.



(a)



(b)

Figure III. 40. Coefficients de réflexions obtenus par le circuit électrique et le simulateur Momentum (a). Réseau d'antennes à 5×2 éléments, (b). Réseau d'antennes à 10×5 éléments.

D'après les deux résultats des coefficients de réflexion fournis par le modèle équivalent et le simulateur Momentum d'Agilent Software des deux réseaux 5×2 et 5×5 , nous pouvons facilement observer l'excellence d'adaptation obtenue en termes des pics enregistrés puisque des niveaux inférieurs à 48 dB sont obtenus par les deux techniques. Un décalage très minime est obtenu, comme on peut le constater, les bandes passantes obtenues par le modèle équivalent et le simulateur Momentum d'Agilent Software respectivement sont : 264 MHz par le circuit équivalent, 303 MHz par le simulateur Momentum pour le réseau de 5×2 et 264 MHz par le circuit équivalents et 308 MHz par le simulateur Momentum pour le réseau de 5×5 , donc les deux réseaux couvrent très bien la bande passante WiMax.

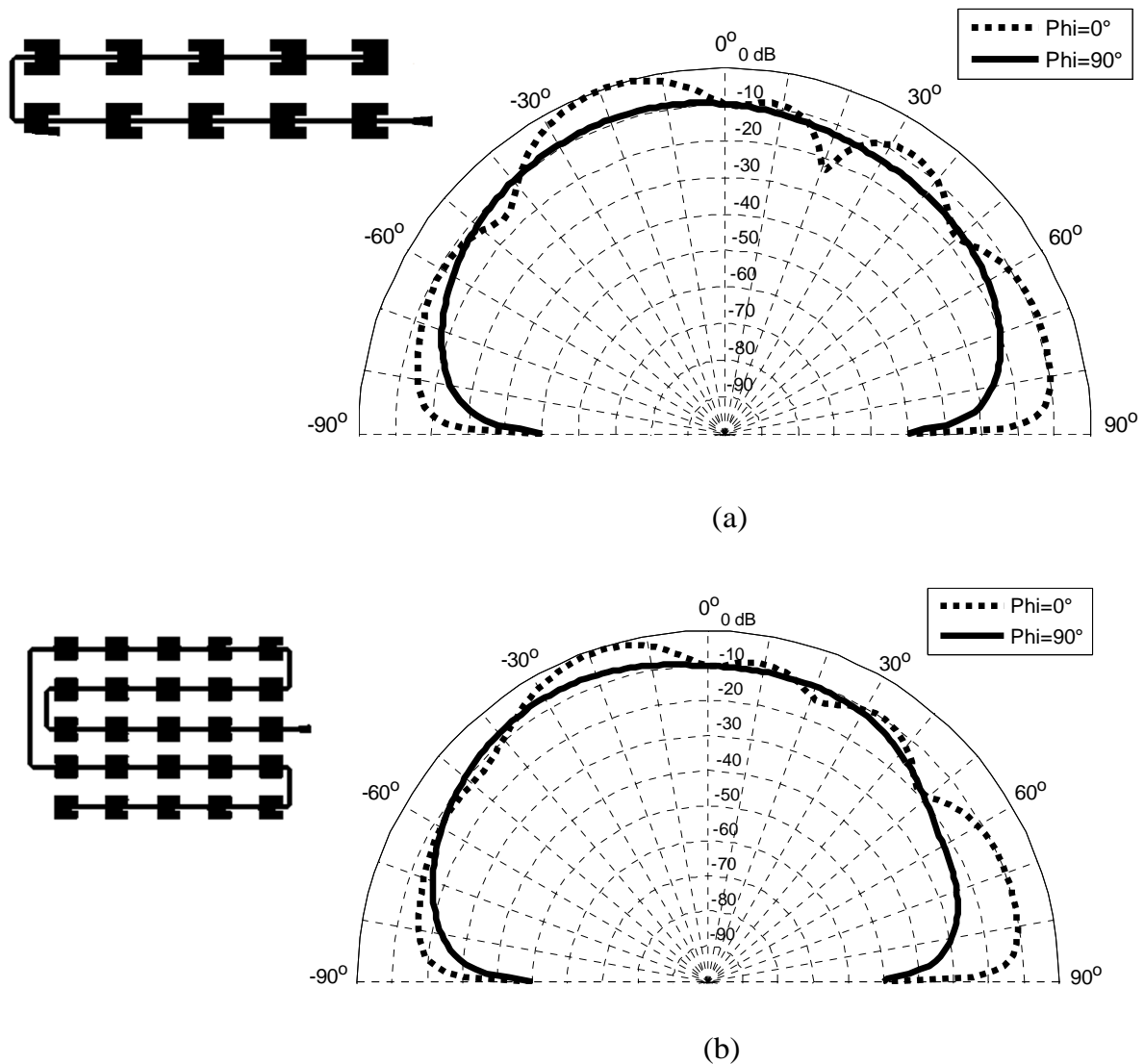


Figure III. 41. Diagramme de rayonnement simulé à la fréquence 3.50 GHz. (a). Réseau à 5×2 éléments rayonnants, (b). Réseau plan de 5×5 éléments rayonnants.

Comme le diagramme de rayonnement est une performance à ne pas négliger lors de l'analyse des réseaux d'antennes nous allons illustrer respectivement sur les figures III. 41 (a) et (b), les diagrammes de rayonnement des deux réseaux 5×2 et 5×5 dans les deux plans E et H entre $\varphi = -90^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$. Selon la figure III. 41 montrant le diagramme de rayonnement pour les deux réseaux 5×2 et 5×5 calculés à la fréquence 3.50 GHz.

Nous observons que dans le plan E, le lobe principal est plus dirigé vers l'angle -15° pour les deux réseaux, cela est principalement dû au système d'alimentation qui est en série. Le diagramme de rayonnement est presque symétrique dans le plan H. Le gain et la directivité

calculés à la fréquence de résonance du réseau de 5×2 sont respectivement de 5.28 et 11.31 dB, et dans le réseau de 5×5 sont respectivement 5.76 et 11.69 dB.

III.5.3. Réseaux d'antennes hybrides pour application WiMax

Généralement le réseau d'alimentation hybride offre au concepteur une plus grande liberté dans le contrôle de l'alimentation de chaque élément en termes d'amplitude et de phase. Bien que cela conduit à une dégradation des performances en raison du rayonnement, sa simplicité de construction et à faible coût lui rendent très attractif pour de nombreuses applications. Il est à noter que la synthèse des réseaux plans permet de réduire considérablement le niveau des lobes latéraux maximaux. Cette réduction significative revient à une double réduction selon Ox et Oy .

Présentons maintenant un réseau d'antennes composées de 5×4 éléments alimentés par une alimentation hybride. Une vue de face des réseaux antennes proposés, est affichée sur la figure III. 40.

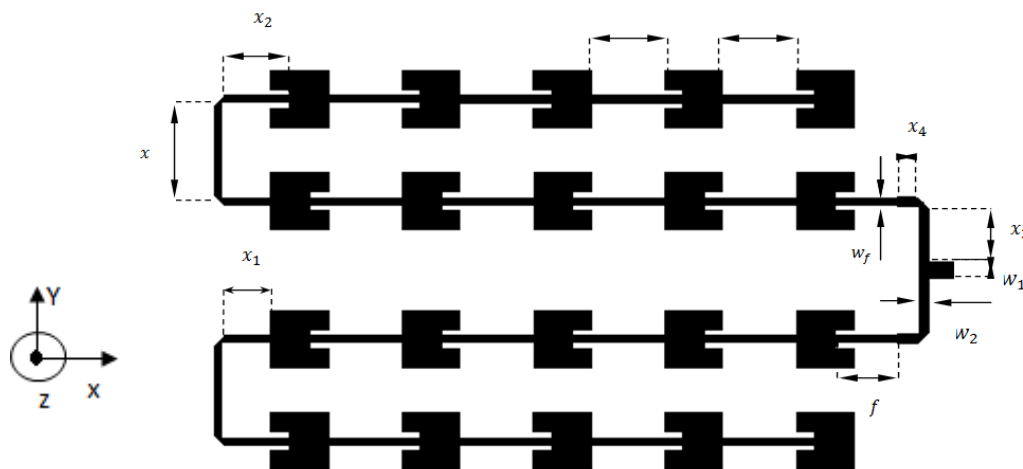


Figure III. 42. Masque du réseau d'antennes hybride. Les paramètres sont donnés par : $x=32.16 \text{ mm}$, $f=21.66 \text{ mm}$, $w_f=3.04 \text{ mm}$, $w_2=3.66 \text{ mm}$, $w_1=6.38 \text{ mm}$, $x_1=16.45 \text{ mm}$, $x_2=16.45 \text{ mm}$, $x_3=18.70 \text{ mm}$, $x_4=6.74$.

Nous simulons maintenant la puissance réfléchie à l'entrée du réseau d'antennes hybride alimenté en série dans la gamme de fréquence entre 3.0 et 4.0 GHz. Les résultats de simulations sont présentés sur la figure III. 43.

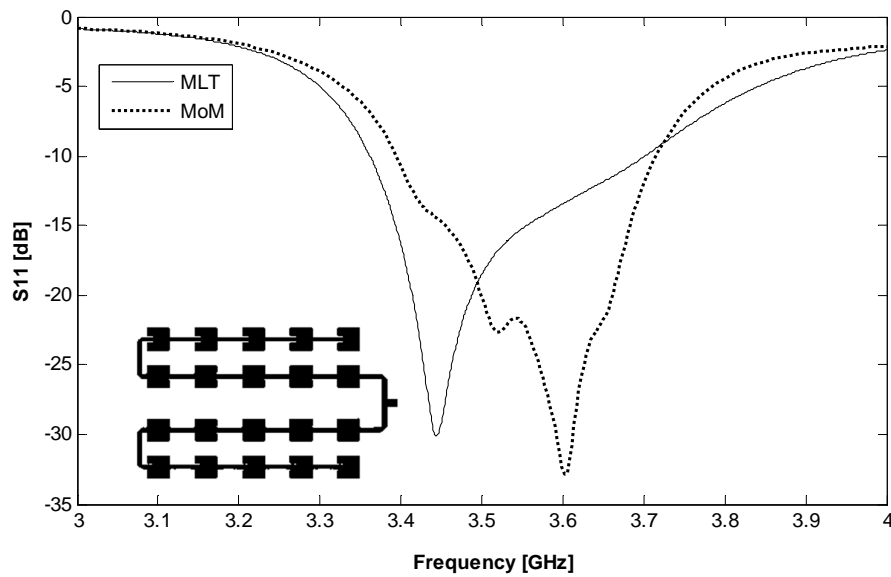


Figure III. 43. Coefficients de réflexions obtenues pour le circuit équivalent et Momentum du réseau d'antennes présenté sur la figure III. 42.

Le diagramme de rayonnement du réseau hybride alimenté en série est présenté sur la figure III. 44 dans les deux plans ($\varphi = 0^\circ$) et H ($\varphi = 90^\circ$).

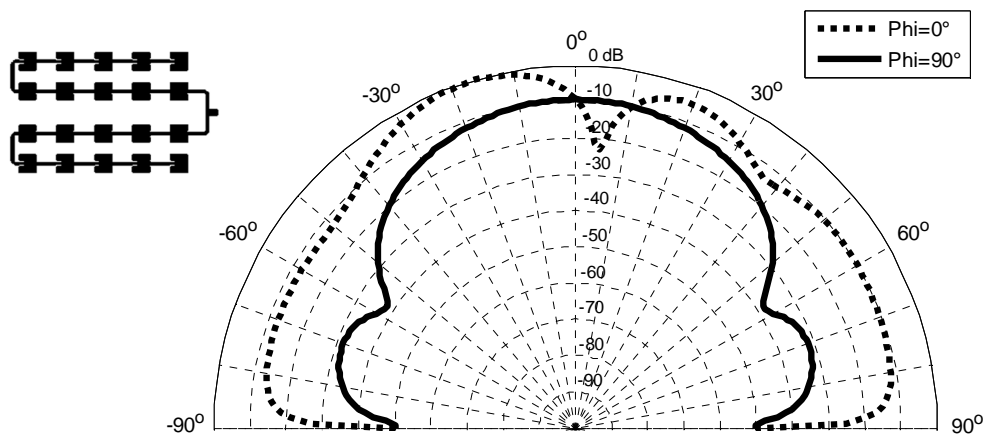


Figure III. 44. Diagramme de rayonnement simulé à la fréquence 3.5 GHz par Momentum au plan E et H du réseau présenté sur la figure III. 42.

Il est évident selon la figure III. 44 représentant le diagramme de rayonnement en plan E et H du réseau 5×4 hybride que le rayonnement en plan E présente deux lobes dépointés suivants $\varphi = -15^\circ$ et $+15^\circ$. Pour le plan H ($\varphi = 90^\circ$), un seul lobe principal est présent dans ce cas avec deux petits lobes secondaire. Pour mieux illustrer les résultats obtenus en termes de performances des différentes structures, une comparaison des résultats en termes de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de résonance entre le modèle équivalent amélioré proposé et la méthode des moments est résumée dans le tableau III. 3.

	Modèle	S_{11} [dB]	Fréquence [GHz]	décalage en fréquence (%)	Gain (dB)	Directivité [dB]																																														
Antenne seule	MLT	-17.00	3.50	0%	2.54	6.56																																														
	MoM	-27.50	3.50				Réseaux d'antennes (5 éléments)	MLT	-38.00	3.42	2.8 %	7.46	13.40	MoM	-48.00	3.52	Réseaux d'antennes série (10 éléments)	MLT	-48.00	3.42	2.2 %	9.30	15.56	MoM	-26.00	3.50	Réseaux d'antennes série (5x2 éléments)	MLT	-45.00	3.42	2.5 %	5.28	11.31	MoM	-46.00	3.51	Réseaux d'antennes série (5x5 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	5.76	11.69	MoM	-32.50	3.60	Réseaux d'antennes hybrides (5x4 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	8.38
Réseaux d'antennes (5 éléments)	MLT	-38.00	3.42	2.8 %	7.46	13.40																																														
	MoM	-48.00	3.52				Réseaux d'antennes série (10 éléments)	MLT	-48.00	3.42	2.2 %	9.30	15.56	MoM	-26.00	3.50	Réseaux d'antennes série (5x2 éléments)	MLT	-45.00	3.42	2.5 %	5.28	11.31	MoM	-46.00	3.51	Réseaux d'antennes série (5x5 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	5.76	11.69	MoM	-32.50	3.60	Réseaux d'antennes hybrides (5x4 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	8.38	14.04	MoM	-33.00	3.60						
Réseaux d'antennes série (10 éléments)	MLT	-48.00	3.42	2.2 %	9.30	15.56																																														
	MoM	-26.00	3.50				Réseaux d'antennes série (5x2 éléments)	MLT	-45.00	3.42	2.5 %	5.28	11.31	MoM	-46.00	3.51	Réseaux d'antennes série (5x5 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	5.76	11.69	MoM	-32.50	3.60	Réseaux d'antennes hybrides (5x4 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	8.38	14.04	MoM	-33.00	3.60																
Réseaux d'antennes série (5x2 éléments)	MLT	-45.00	3.42	2.5 %	5.28	11.31																																														
	MoM	-46.00	3.51				Réseaux d'antennes série (5x5 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	5.76	11.69	MoM	-32.50	3.60	Réseaux d'antennes hybrides (5x4 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	8.38	14.04	MoM	-33.00	3.60																										
Réseaux d'antennes série (5x5 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	5.76	11.69																																														
	MoM	-32.50	3.60				Réseaux d'antennes hybrides (5x4 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	8.38	14.04	MoM	-33.00	3.60																																				
Réseaux d'antennes hybrides (5x4 éléments)	MLT	-30.00	3.42	5.14 %	8.38	14.04																																														
	MoM	-33.00	3.60																																																	

Tableau III. 3. Comparaison les performances des différents réseaux obtenues par le modèle électrique équivalent et le simulateur Momentum.

Le tableau III. 3 montre que la plus grande quantité de décalage de fréquence est produites par le réseau d'antennes de 5×5 et 5×4 éléments rayonnants qui est d'environ 5.14%. Le plus faible décalage de fréquence est obtenu par le réseau d'antennes alimenté en série qui est d'environ 2.2 %. Le gain maximum est enregistré dans le cas du réseau d'antenne à dix éléments alimenté en série qui est de l'ordre de 9.30 dB avec une directivité maximale autour de 15.56 dB. Les pertes générées par toutes les antennes des réseaux qui sont toutes dans les grandeurs de moins de -26 dB à la fréquence de résonance 3.50 GHz, montre qu'une bonne adaptation d'impédance a été atteinte pour les deux modèles [113].

III. 6. Conclusion

Au cours de ce chapitre, le modèle équivalent amélioré a été largement utilisé pour concevoir de nombreuses structures d'antennes seules et en association en réseau opérant dans plusieurs bandes de fréquences : Bluetooth, Wifi, UMTS et WiMax. Une parfaite concordance a été constatée entre les résultats issus de notre modèle et ceux fournis par le simulateur Momentum d'Agilent. Le modèle développé a montré son efficacité à travers de nombreuses comparaisons et se considère comme un vrai outil d'optimisation et de conception offrant ainsi un gain important au niveau de la simulation des différents réseaux conçus qui peuvent être employés pour la télécommunication large bande.

Le chapitre suivant sera consacré à l'association des éléments rayonnants à encoche en architecture log-périodique afin d'augmenter la bande passante.

Chapitre IV

Résultats de simulations pour la conception log-périodique

Résumé - Dans ce chapitre, nous allons exposer les résultats de simulations pour la conception des réseaux log-périodiques pour un système GSM/LTE. On divise ce chapitre en deux parties, pour chaque partie on fait la conception des réseaux d'antennes à base d'élément rayonnants à encoche en se basant sur notre modèle équivalent à trois ports amélioré pour un substrat bien défini. Afin de tester la validité des résultats obtenus, une comparaison des résultats issus de notre modèle avec une méthode rigoureuse a été faite. L'examen des résultats montre une très bonne concordance entre les deux modèles.

IV. 1. Introduction

L'antenne est un élément fondamental de tout dispositif de communication, il est nécessaire à la fois pour la transmission ainsi que pour la réception un signal. Commenant par la transmission radio, télévision ou communication par satellite, que ce soit Wifi ou Bluetooth ou réseau de téléphonie mobile : toutes ces technologies n'auraient pas été possibles sans le développement des antennes. Des systèmes de télécommunications gouvernementales, des applications commerciales comme la communication mobile sans fil, des avions de haute performance, des satellites et des missiles...etc. Où le gain, la bande passante sont les contraintes imposées, pour répondre à ces contraintes imposées par ces nouveaux systèmes de télécommunications, le concept log-périodique est considéré comme une solution idéale.

Les antennes log-périodiques ont été introduites en 1959 par Duhamel et Isabell [109]. Le concept log périodique s'appuie sur des éléments (antennes) dimensionnées pour toutes les fréquences. Ces antennes apportent un caractère périodique plutôt que linéaire aux structures. En effet, les antennes indépendantes de la fréquence ont un phénomène de répétition dans leur structure qui amène une répétition en fréquence de leurs caractéristiques. Cependant cette évolution idéalement linéaire, peut également être périodique, le réseau d'antenne est alors constituée d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions par un facteur $\tau = f_2/f_1$. Ces éléments se répètent ainsi avec une période $\ln(\tau)$ fonction du logarithme de la fréquence, d'où l'appellation d'antennes « log-périodiques ». Leur principe est donc analogue à celui des antennes indépendantes de la fréquence à la différence qu'elles ne sont pas entièrement définissables uniquement par des angles et ne répondent donc pas exactement à leurs définitions. En général, seule l'enveloppe des structures log-périodiques est définissable par un angle constant, mais les formes à l'intérieur de cet espace peuvent varier (dipôles, trapèzes, arcs de cercle, ...etc.). Bien que les performances de ce type d'antennes soient par définition périodiques en fréquence (impédance, rayonnement...etc.), les variations généralement observées sont relativement faibles, ce qui leur vaut d'être habituellement classées tout de même dans la catégorie des antennes indépendantes de la fréquence.

IV. 2. Antenne et réseaux d'antennes à encoche pour système GSM \TLE

Dans notre étude on a deux cas à traiter : réseau à base d'élément rayonnant utilisant un substrat d'Epoxy FR-4 ($\epsilon_r= 4.3$, $\tan \delta =0.025$) et réseau à base d'élément rayonnant utilisant un substrat d'Arlon Iso 917 ($\epsilon_r= 2.2$, $\tan \delta = 0.0013$). On met chaque antenne en réseau afin d'augmenter leur gain et sa bande passante [114].

IV. 2. 1. Antenne fonctionnant à 1.8 GHz pour application GSM \LTE

IV. 2. 1. 1. Antenne constituée avec un substrat du type FR-4

Cette section est destinée pour les applications GSM \LTE, le modèle équivalent déjà établi précédemment présenté dans le chapitre II il a été employé afin d'optimiser cette antenne pour une opération correcte à la fréquence désirée qui est de 1.8 GHz. Notons que ce modèle fonctionne en analyse comme en optimisation. Notre antenne qui est alimentée par une ligne microruban à travers une encoche de forme rectangulaire.

L'antenne proposée est gravée sur un substrat ($\epsilon_r=4.32$, $h=1.6 \text{ mm}$, $\tan \delta=0.018$). L'antenne est alimentée 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 figure IV.1, représente le masque de l'antenne proposée avec ses dimensions dans le repère $Oxyz$.

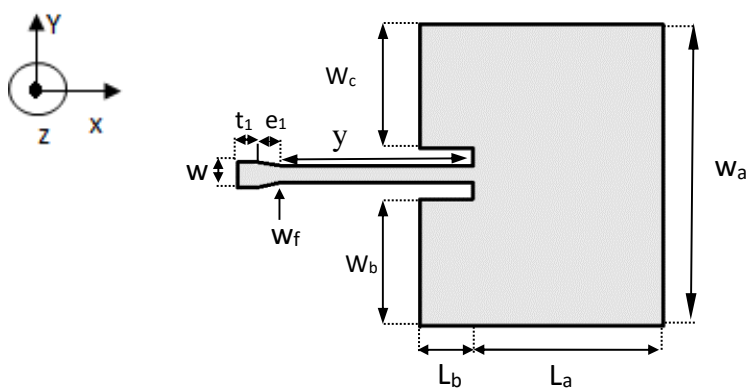


Figure IV. 1. Masque de l'antenne fonctionnant à 1.8 GHz pour système GSM/LTE. Les paramètres de l'antenne sont : $L_a=31.41 \text{ mm}$, $W_a=49.66 \text{ mm}$, $L_b=8.77 \text{ mm}$, $W_b=20.52 \text{ mm}$, $L_c=8.77 \text{ mm}$, $W_c=20.52 \text{ mm}$, $W_f=2.56 \text{ mm}$, $W=3.94 \text{ mm}$, $t_1=1.55 \text{ mm}$, $e_1=6.80$ et $y=39.17$.

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats de simulations des coefficients de réflexions obtenus par notre modèle et le simulateur Momentum sur la figure IV. 2. Dans la gamme de fréquences entre 1.5 et 2.1 GHz. Les phases réfléchies obtenues par le modèle équivalent et le simulateur Momentum sont présentées sur la figure IV. 3 [114]. Dans la gamme de fréquences 1.5 et 2.1 GHz.

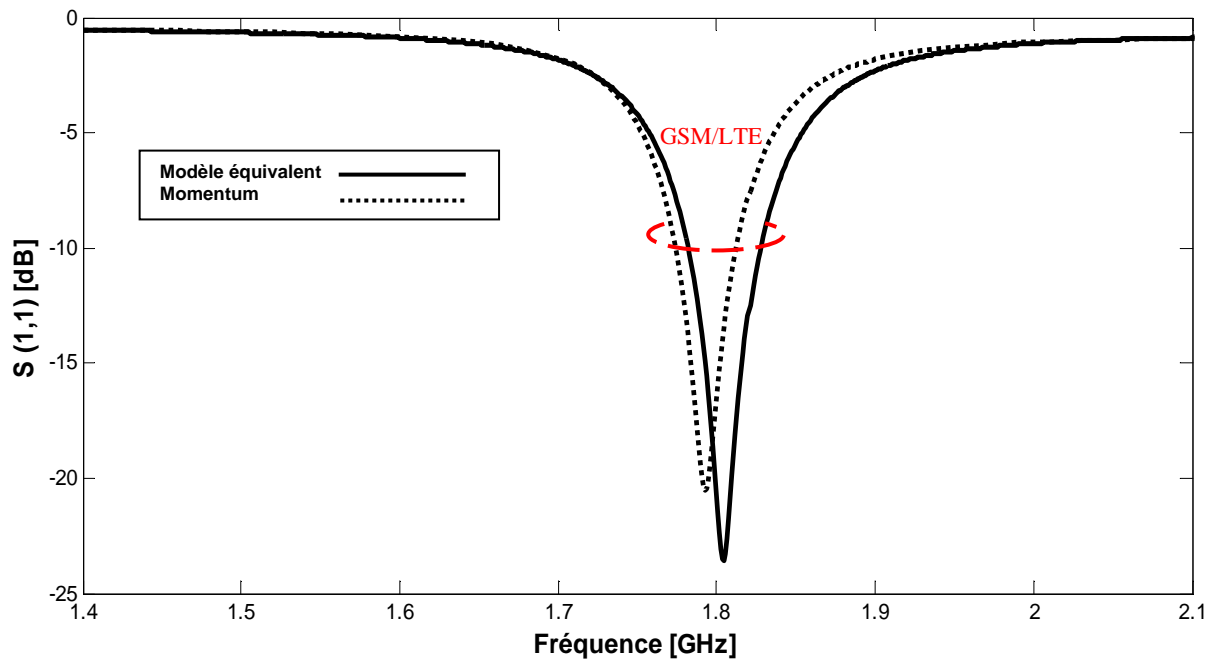


Figure IV. 2. Coefficient de réflexion obtenu pour application GSM/LTE par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l'antenne présentée sur la figure IV. 1.

Selon la figure IV. 2, nous observons une allure assez comparable entre les deux modèles avec une légère différence qui réside au niveau des pics, d'ailleurs, nous enregistrons un pic de l'onde de -24.4 dB par le modèle équivalent et de l'ordre du -21 dB par le logiciel de simulation ADS Momentum donc une différence de 3.4 dB entre les deux modèles.

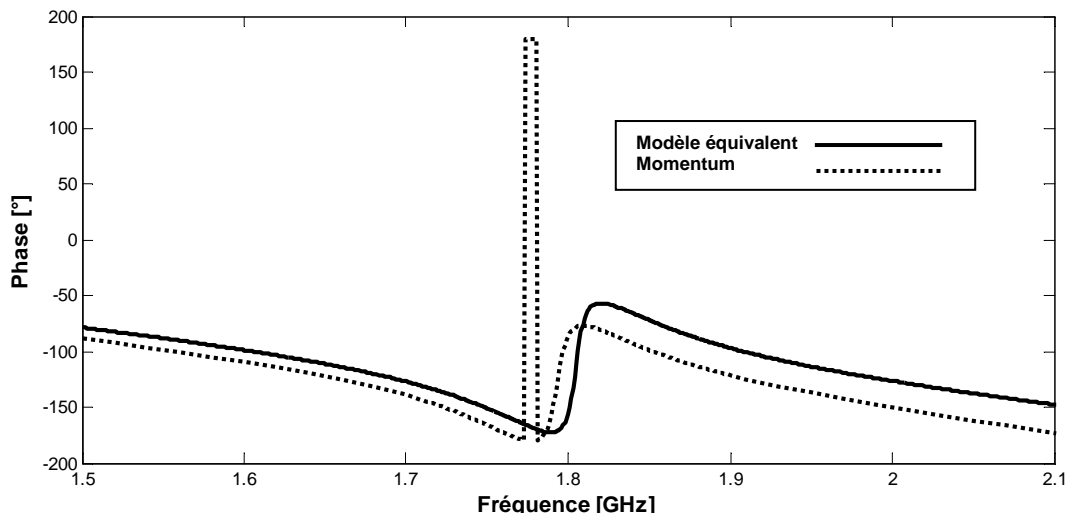


Figure IV. 3. Phase réfléchi à l’entrée de l’antenne pour application GSM/LTE obtenue par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l’antenne présentée sur la figure IV. 1.

D’après la figure IV. 3, on constate que les deux résultats de la phase réfléchi sont une allure assez comparable avec un décalage minime. On remarque aussi que la phase réfléchi est nulle pour le modèle équivalent or la fréquence d’opération sur le logiciel Momentum donne une phase légèrement différente [114].

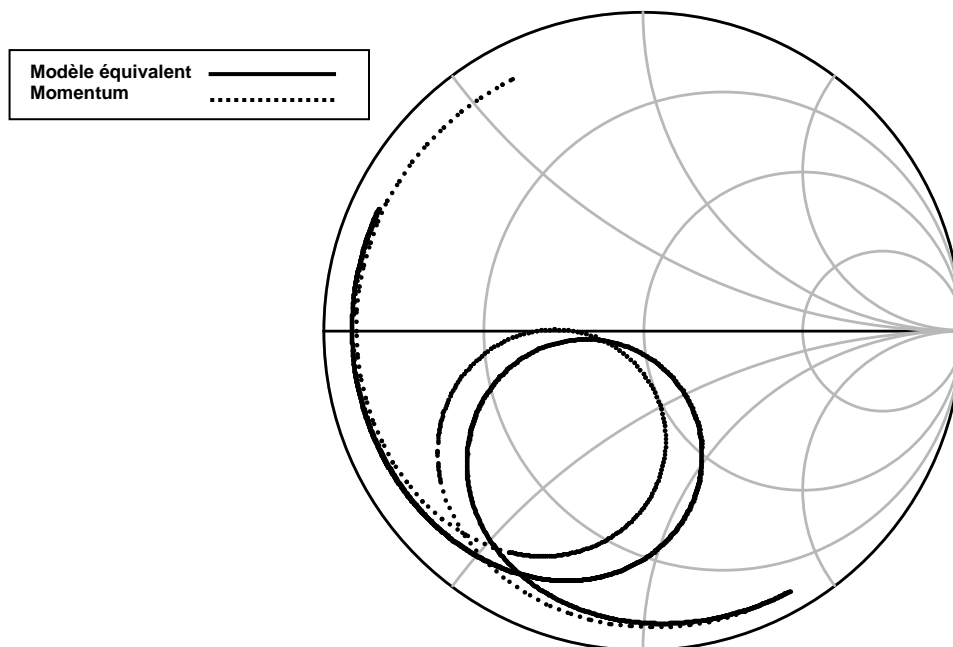


Figure IV. 4. Lieux d’impédances à l’entrée de d’antenne présentées sur la figure IV. 1 pour application GSM/LTE obtenue par simulation issus du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum.

Selon la figure IV. 4, nous constatons que les lieux d'impédances d'entrées montrent un fonctionnement optimal de notre antenne à la fréquence du travail 1.8 GHz. Nous enregistrons d'ailleurs une phase de l'onde proche de 50Ω , par le logiciel Momentum.

IV. 2. 1. 2. Antenne constituée avec un substrat du type (Arlon Iso 917)

Pour la conception de notre antenne, nous allons pris d'autres substrat diélectrique. Il s'agit bien sûr d'Arlon qui est caractérisé par les paramètres suivants : $\epsilon_r=2.2$, $h=1.6 \text{ mm}$ et $\text{tn}g \delta=0.00013$. L'antenne est alimentée par une ligne d'impédance d'entrée et 50Ω , le masque de l'antenne à encoche ainsi ces dimensions sont données sur la figure IV. 5 dans un repère $Oxyz$.

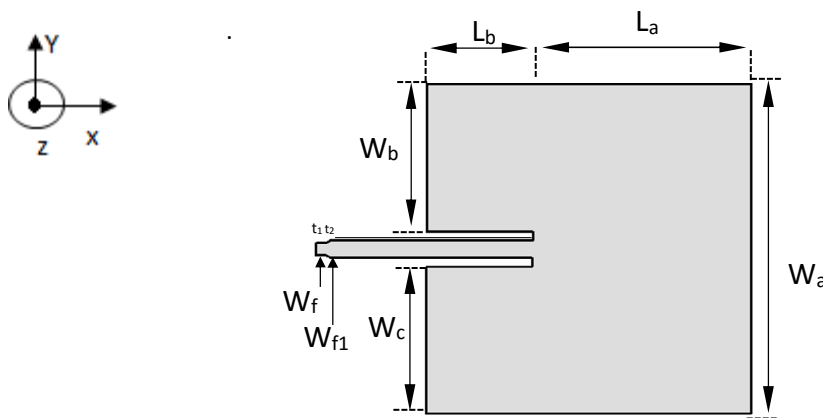


Figure IV. 5. Masque de l'antenne fonctionnant à 1.8 GHz pour système GSM/LTE. Les paramètres de l'antenne sont : $L_a = 20.08 \text{ mm}$, $W_a = 57.11 \text{ mm}$, $L_b = 18.35 \text{ mm}$, $L_a = 37.58 \text{ mm}$, $W_b = 25.64 \text{ mm}$, $W_c = 25.64 \text{ mm}$, $W_f = 2.09 \text{ mm}$, $W_{f1} = 3.43 \text{ mm}$, $y = 45.95 \text{ mm}$, $t_1 = 2.14 \text{ mm}$, $t_2 = 34.17 \text{ mm}$.

Nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulations des coefficients de réflexions obtenus par notre modèle et le simulateur ADS Momentum sur la figure IV. 6. Dans la gamme de fréquences entre 1.4 GHz et 2.2 GHz.

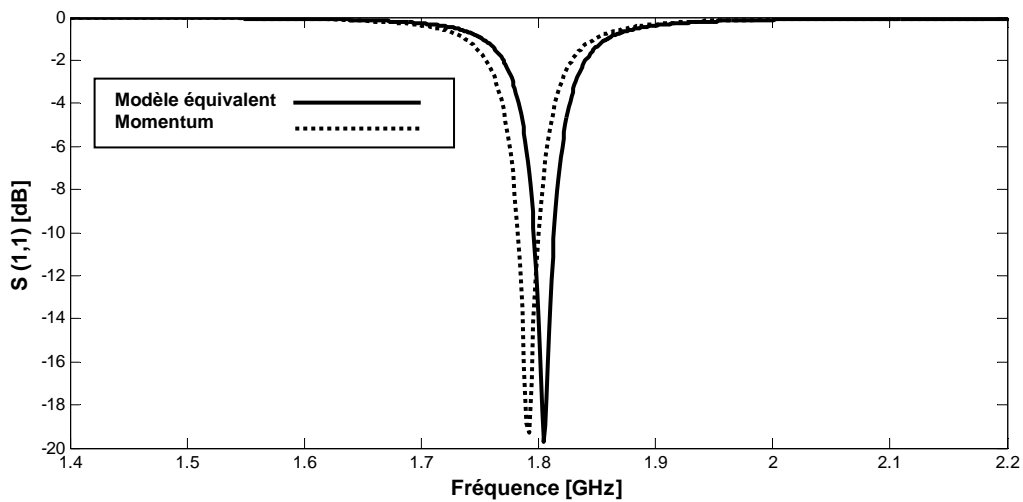


Figure IV. 6. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne pour application GSM/LTE obtenue par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l'antenne présentée sur la figure IV. 5.

D'après le résultat obtenu présentées sur la figure IV. 6, on remarque qu'il y a une bonne concordance entre les deux modèles puisqu'ils ont la même allure. Les deux modèles présentent une bonne adaptation au niveau de la fréquence de résonance qui est de l'ordre de 1.8 GHz. De plus, les deux modèles possèdent le même pic qui est de l'ordre de -19 dB avec un léger décalage au niveau de la fréquence.

Nous présentons dans ce qui suit les phases réfléchies à l'entrée de l'antenne dans la gamme de fréquences entre 1.4 et 2.2 GHz.

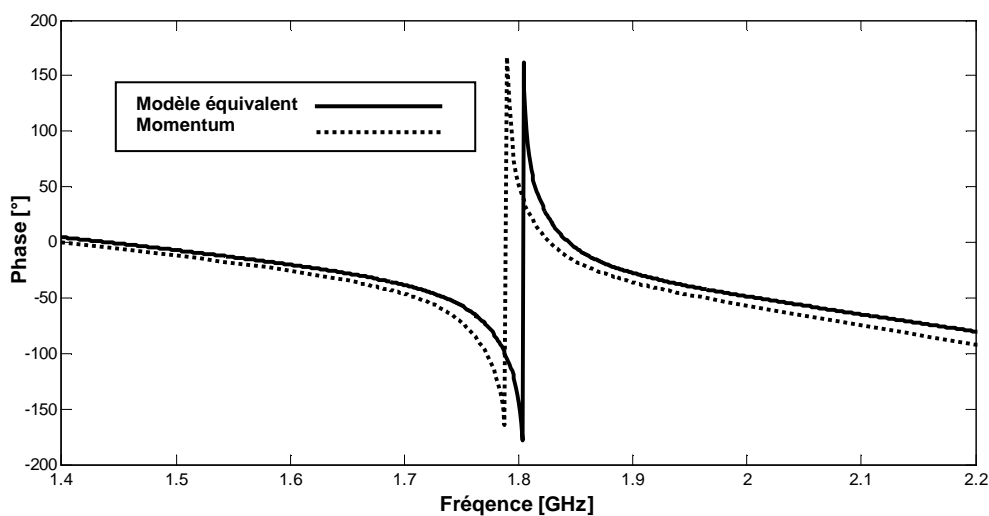


Figure IV. 7. Phase réfléchie à l'entrée de l'antenne pour application GSM/LTE obtenue par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l'antenne présentée sur la figure IV. 5.

Sur les figures ci-dessous, nous présentons les lieux d'impédances d'entrées entre les fréquences 1.4 et 2.2 GHz.

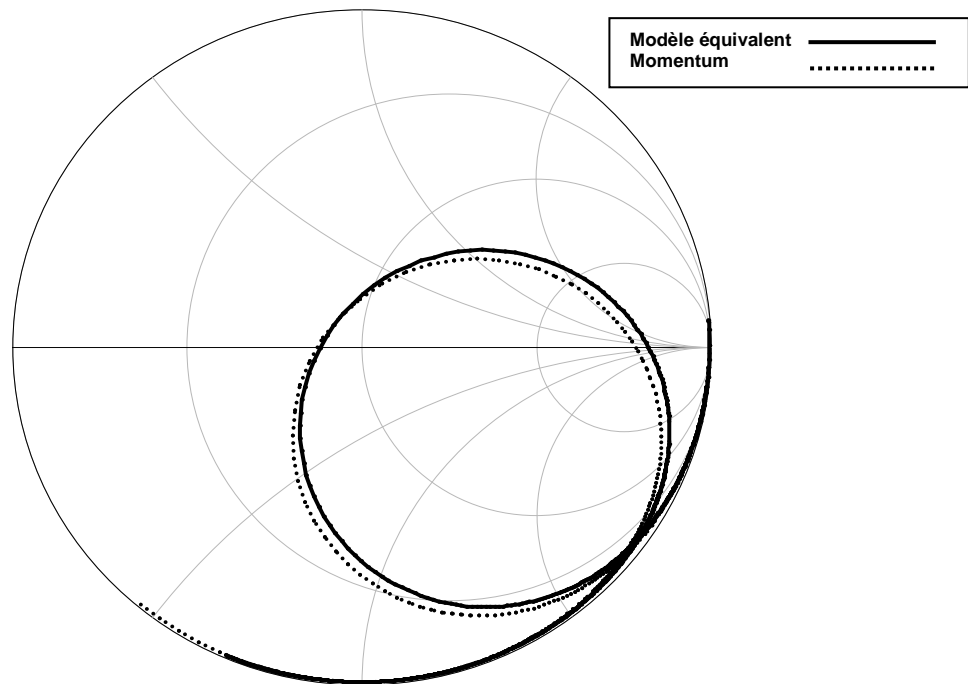


Figure IV. 8. Les Lieux d'impédance de l'antenne pour application GSM/LTE obtenus par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de l'antenne présentée sur la figure IV. 5.

Selon les deux courbes schématisant les lieux d'impédance à l'entrée de l'antenne, on constate une bonne concordance entre les deux courbes, ainsi que ces dernières (deux courbes) sont proches de l'axe de 50Ω à la fréquence de résonance.

IV. 2. 2. Réseaux d'antennes log-périodique imprimées alimenté en série pour application GSM/LTE

L'assemblage des antennes imprimées dans un concept périodique présente des avantages majeurs : comme l'élévation du gain et la directivité. Concernant le concept log-périodique, ce dernier est conçu spécialement lorsqu'on veut augmenter la bande passante ou toute une gamme de fréquences.

Pour réaliser cette tâche, nous proposons dans cette section, la conception d'une série des réseaux d'antennes composés respectivement de six et de quinze éléments. Le réseau antenne est alors constitué d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions par un facteur $\tau = f_2/f_1$ [109]. Les spécifications des antennes

physiques sont caractérisées par deux substrats Epoxy avec une permittivité relative $\epsilon_r = 4.3$, une tangente de perte 1.8×10^{-3} , et Arlon avec une permittivité relative $\epsilon_r = 2.2$, une tangente de perte 13×10^{-5} , pour les deux substrats on a pris une épaisseur h égale à 1.6 mm , les masques des réseaux et leurs dimensions sont illustrées sur les figures IV. 9, IV. 14. Pour le système d'alimentation, l'adaptation d'impédance doit être conçue avec soin pour chaque cas. Les courbes présentées sont calculées avec le logiciel ADS Momentum et le circuit équivalent proposé après optimisation dans la gamme des fréquences comprises entre 1.4 à 2.2 GHz [114].

IV. 2. 2. 1. Réseau à six éléments à base d'élément rayonnant utilisant un substrat diélectrique d'Arlon

On premier lieux, nous commençons par un réseau log-périodique à six éléments rayonnants afin qu'il couvre la bande destinée aux applications GSM/LTE. Sur la figure IV. 9, nous schématisons le masque du réseau d'antennes.

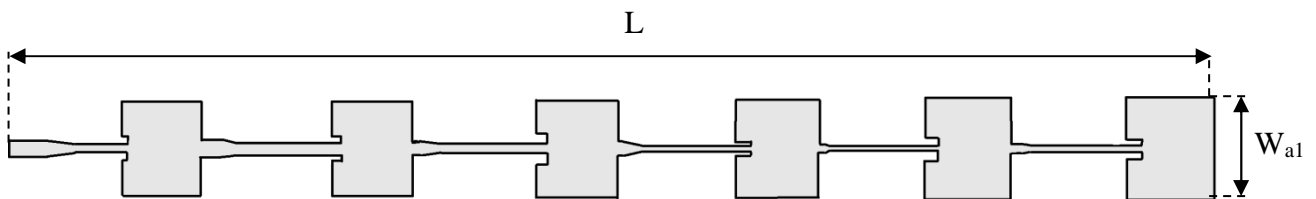


Figure IV. 9. Masque du réseau d'antennes log-périodique à six éléments conçu pour application GSM/LTE obtenue, Les paramètres du réseau d'antenne sont : $L=593.65 \text{ mm}$, $W_a= 49.42 \text{ mm}$

Sur la figure IV. 10, nous schématisons le coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes à six éléments pour application GSM/LTE obtenue par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum du réseau d'antennes.

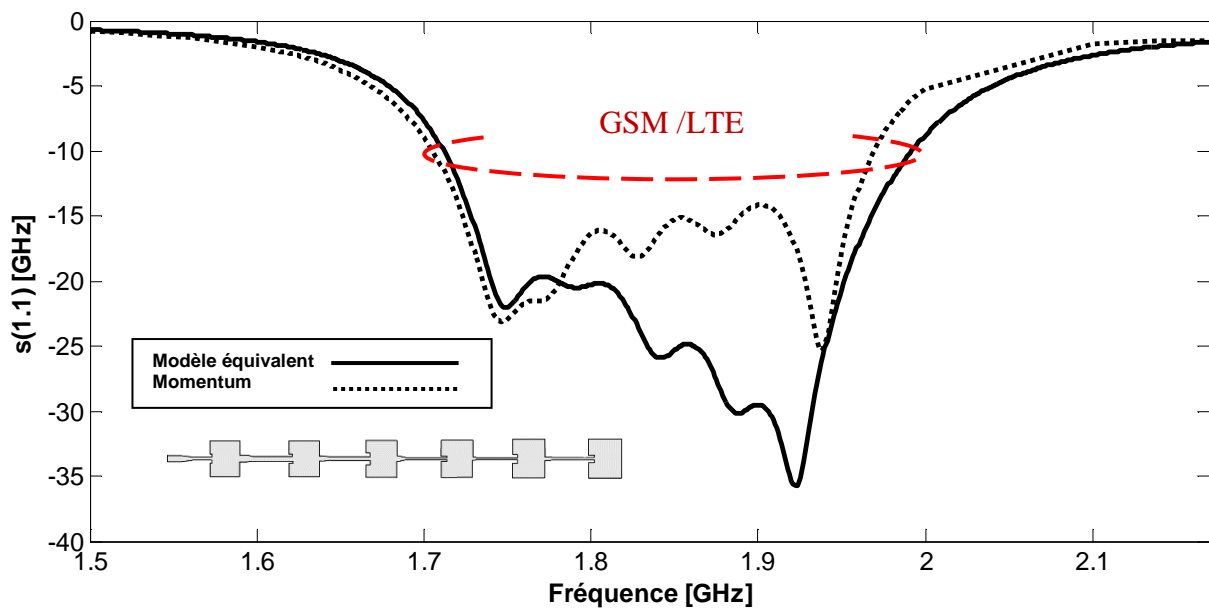


Figure IV. 10. Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes à six éléments pour application GSM/LTE obtenu par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum du réseau d'antenne présenté sur la figure IV. 9.

D'après la figure IV. 10, on remarque que les deux courbes présentent une allure assez comparable, on constate une bonne adaptation par le modèle proposé et le logiciel Momentum vu que les deux courbes couvrent bien la bande de fréquence GSM/LTE. Notons que les deux modèles présentant un décalage au niveau d'atténuation dans la gamme de fréquences entre 1.8 et 1.92 GHz. Pour la bande passante qui présente un paramètre à ne pas négliger lors de l'analyse des performances du réseau, nous pouvons facilement enregistrer une bande passante de l'ordre de 260 MHz, avec des gains de 1.9 dB, 3.71 dB et des directivités de 8.94 dB et 12.67 dB respectivement aux fréquences 1.728 GHz et 1.887 GHz par le logiciel de simulation ADS Momentum (MoM) et une bande passante de l'ordre de 280 MHz enregistrée par le modèle équivalent (MLT) proposé [114].

Nous passons maintenant à la présentation des phases réfléchies du réseau de six éléments. Sur les deux figures IV. 11 (a) et (b), on présente les phases obtenues par le simulateur ADS Momentum et le modèle électrique équivalent dans la gamme de fréquences qui s'étale entre 1.4 GHz et 2.4 GHz.

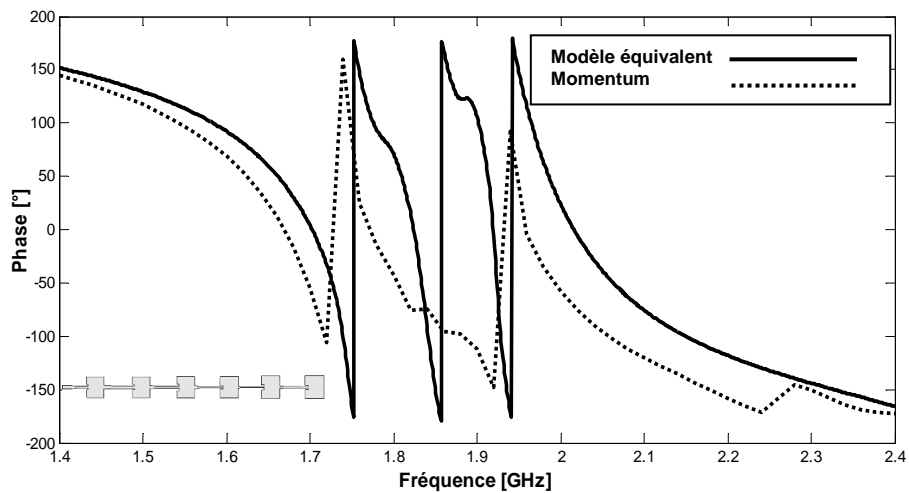


Figure IV. 11. Phases réfléchies à l’entrée du réseau d’antenne pour application GSM/LTE obtenue par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum de réseau d’antenne présenté sur la figure IV. 9.

Nous présentons dans ce qui suit, les lieux d’impédances d’entrée à l’entrée du réseau d’antenne à six éléments dans la gamme de fréquences entre 1.4 et 2.2 GHz, les simulations sont fournis par le simulateur ADS Momentum.

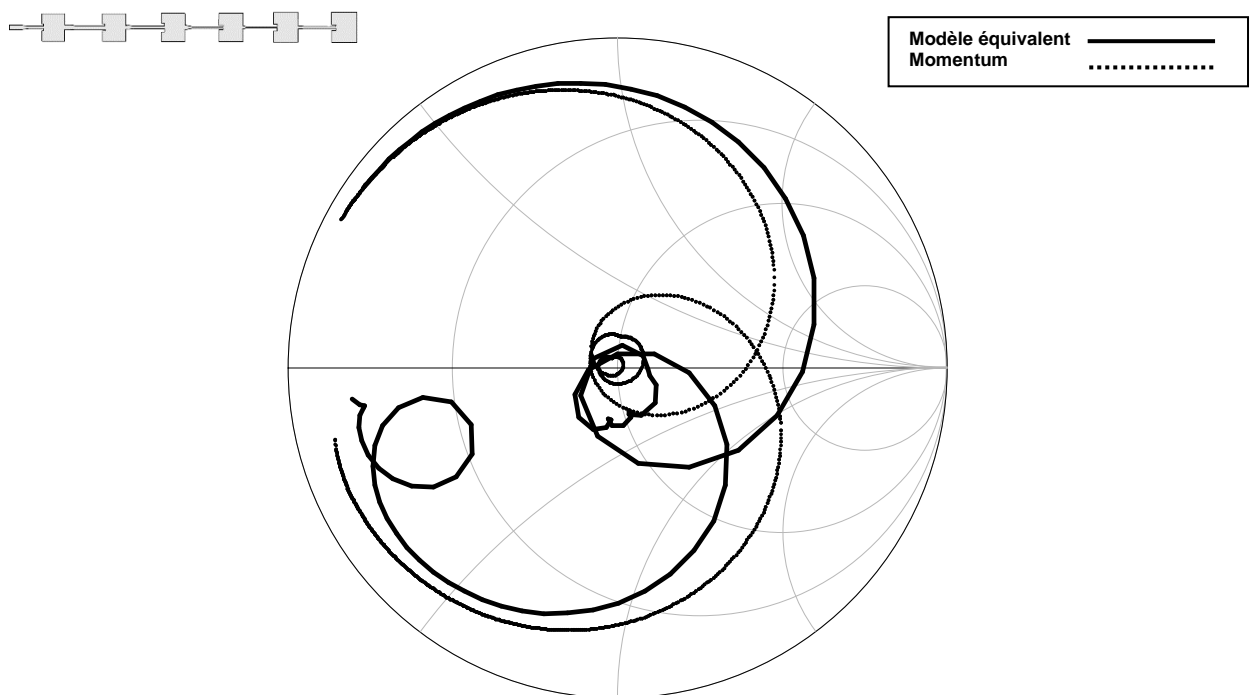


Figure IV. 12. Les lieux d’impédance à l’entrée du réseau d’antennes à six éléments pour application GSM/LTE obtenue par simulation issue du modèle équivalent et sous le logiciel de simulation ADS Momentum du réseau d’antennes présenté sur la figure IV. 9.

Selon la courbe schématisant les lieux d'impédance d'entrée du réseau à six éléments, on remarque qu'il y a une bonne concordance entre les deux modèles puisqu'ils ont la même allure. On remarque aussi qu'à la fréquence de résonance, les deux courbes sont proches de l'axe de 50Ω .

Les diagrammes de rayonnements dans le plan E ($\varphi = 0^\circ$) et H ($\varphi = 90^\circ$) du réseau d'antennes présentés dans la figure IV. 9 dans l'intervalle des angles entre -90° et $+90^\circ$ sont présentés sur la figure IV. 13.

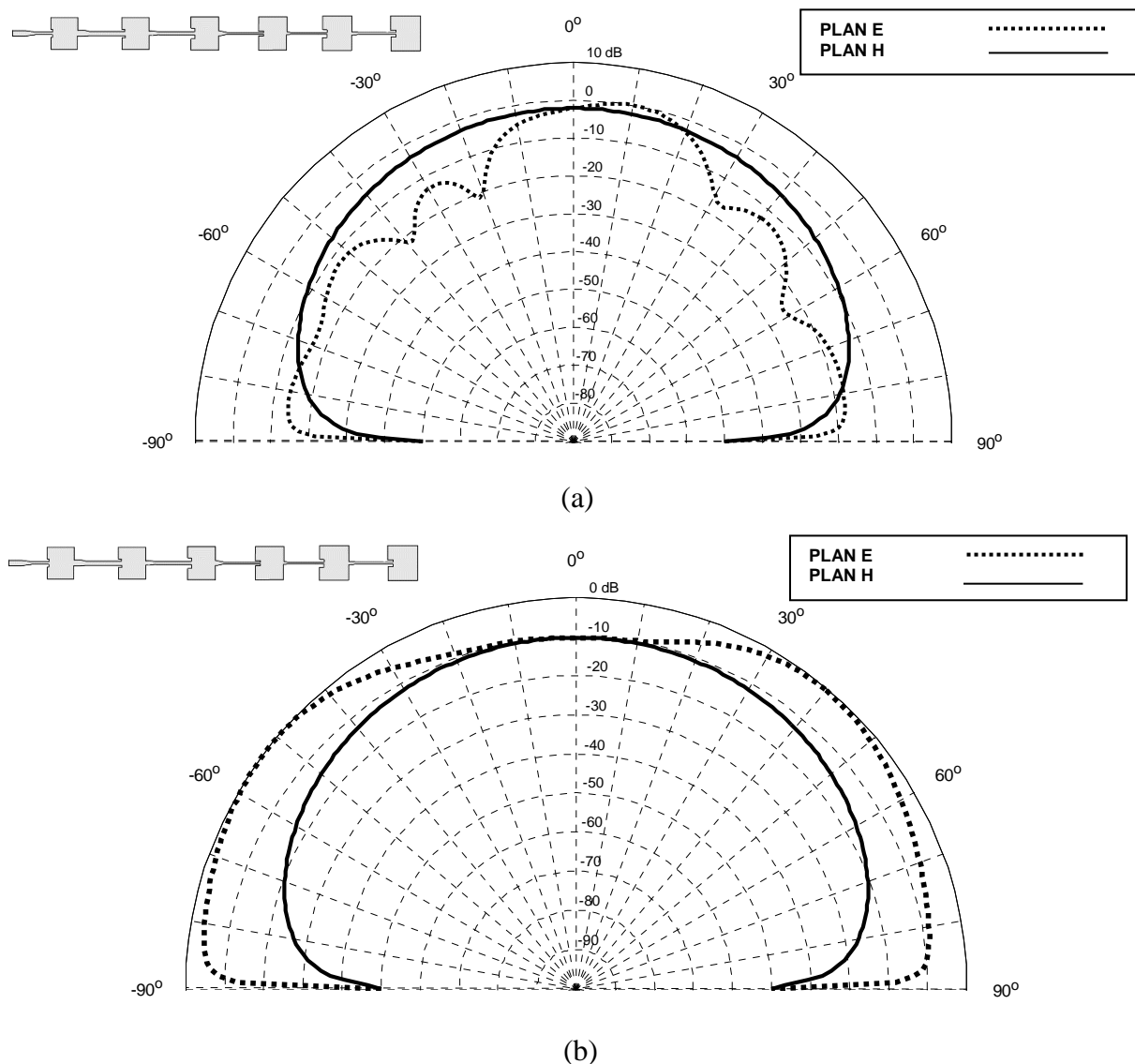


Figure IV. 13. Diagrammes de rayonnement en 2D à l'entrée du réseau d'antennes à six éléments pour application GSM/LTE obtenue par simulation issus du simulateur ADS Momentum du réseau d'antennes présenté sur la figure IV. 9 en plan E et H Pour : (a). Fréquence 1.74 GHz (b). Fréquence 1.94 GHz.

L'examen des résultats du réseau à six éléments pour les deux fréquences mises en évidence une dissymétrie partielle de la courbe de rayonnement en plan E ($\varphi = 0^\circ$) étant donné que le réseau est placé selon l'axe Ox où les éléments rayonnants sont alimentés en phase. Le lobe principal est dirigé selon -15° avec quelques lobes secondaire dont le niveau est inférieur à -10 dB, pour le plan H ($\varphi = 90^\circ$), le diagramme est omnidirectionnel avec une grande ouverture à -3 dB. Le gain calculé du réseau est de l'ordre de 3.71 dB avec une directivité égale à 12.67 dB à la fréquence de résonance 174 GHz [114].

En ce qui concerne la deuxième fréquence 1.94 GHz, les deux diagrammes dans les deux plans E et H sont omnidirectionnels avec une puissance équirépartie, juste au centre $\theta = 0^\circ$, le niveau est de l'ordre -10 dB.

IV. 2. 2. Réseau à quinze éléments à base d'élément rayonnant utilisant un substrat diélectrique d'Arlon

Le masque du réseau d'antennes de quinze à éléments pour application GSM/LTE est présenté sur la figure IV. 14.

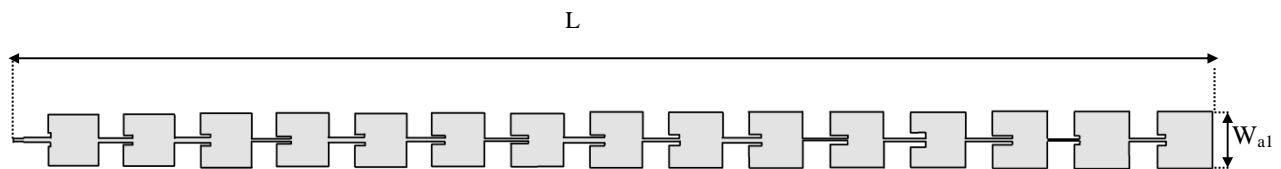


Figure IV. 14. Masque du réseau d'antennes log-périodique à quinze éléments conçu pour application GSM/LTE, les paramètres du réseau d'antennes sont : $L = 1265.89$ mm, 57.50 mm.

Dans ce qui suit, nous présentons les coefficients de réflexions à l'entrée du réseau d'antenne à quinze éléments dans la gamme de fréquence entre 1.4 et 2.4 GHz, les simulations sont fournies par le simulateur ADS Momentum.

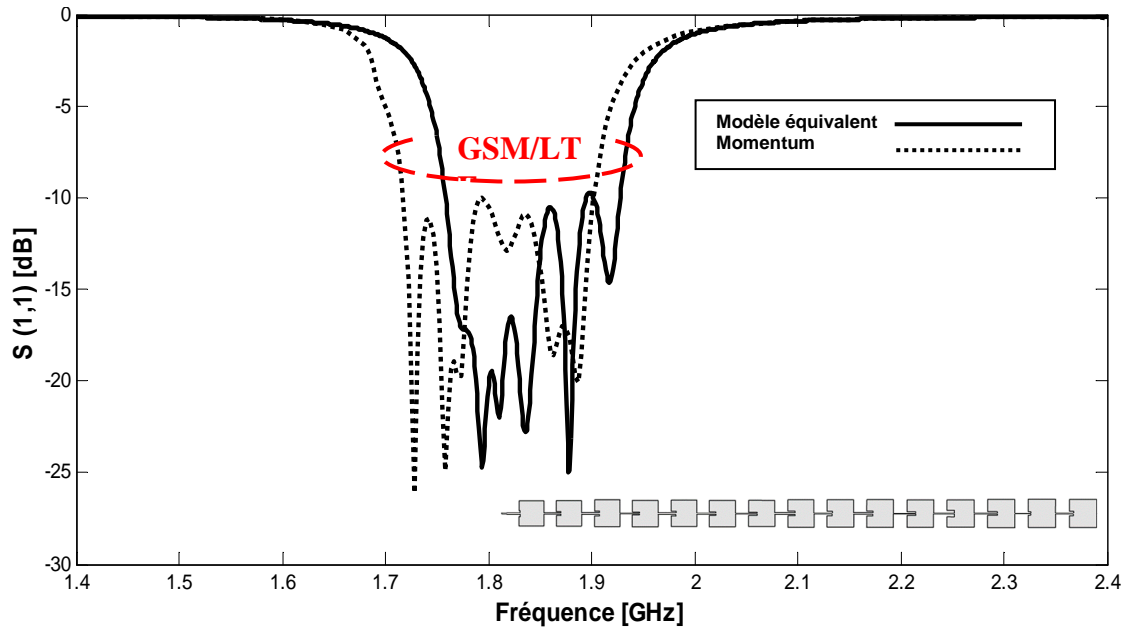


Figure IV. 15. Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau d'antennes à quinze éléments pour application GSM/LTE obtenus par simulation issue du modèle équivalent et le logiciel de simulation ADS Momentum du réseau d'antenne présenté sur la figure IV. 14.

L'observation de résultats de simulations des coefficients de réflexion à l'entrée du réseau à quinze éléments montre clairement une allure assez comparable entre les deux courbes avec un décalage minime. On remarque que la deux courbes du logiciel de simulation Momentume couvre bien la bande passante GSM/LTE (1.71-1.88 GHz) avec un léger dactalage enregistré par la courbe présentée le tracé du modèle équivalent (près de 15 MHz).

Concernant les bandes passantes enregistrées par les deux courbes, ils sont de l'ordre de 190 MHz, avec des gains de l'ordre de 11.98 dB, 13.37 dB et des directivités de l'ordre de 13.79 dB et 12.75 dB enregistrés successivement aux fréquences 1.728 GHz, 1.887 GHz par le logiciel de simulation ADS Momentum et une bande passante de l'ordre de 150 MHz enregistrée par le modèle proposé [114].

Nous passons maintenant à la présentation des phases réfléchies pour le réseau présenté sur la figure IV. 14, les phases obtenues par le simulateur Momentum et le modèle électrique équivalent dans la gamme de fréquences qui s'étale entre 1.4 GHz et 2.4 GHz.

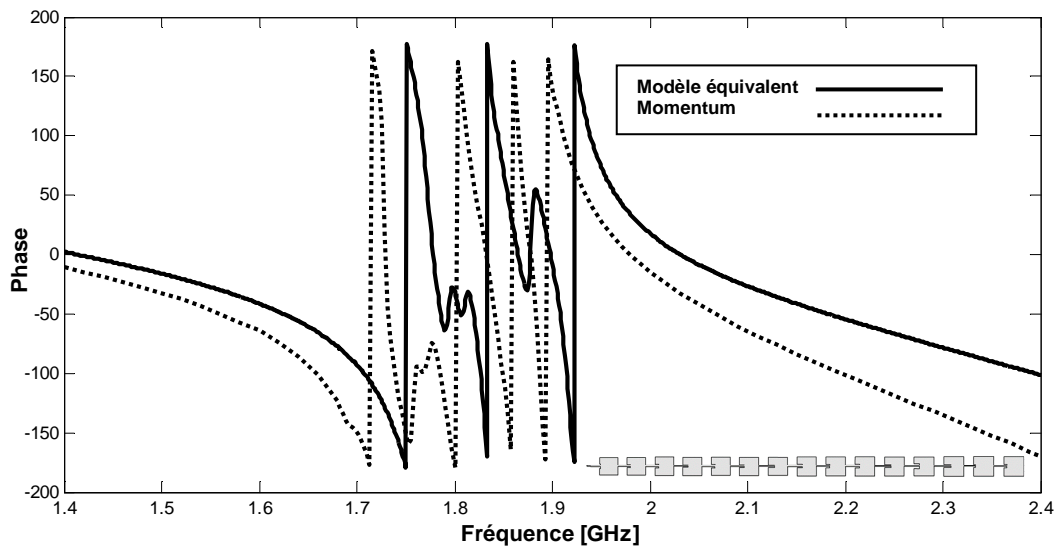


Figure IV. 16. Phases réfléchies obtenues par le simulateur Momentum et le modèle électrique équivalent du réseau composé de quinze éléments.

Les lieux d'impédance d'entrée obtenus respectivement par le modèle équivalent et le simulateur Momentum sont illustrés sur la figure IV. 17.

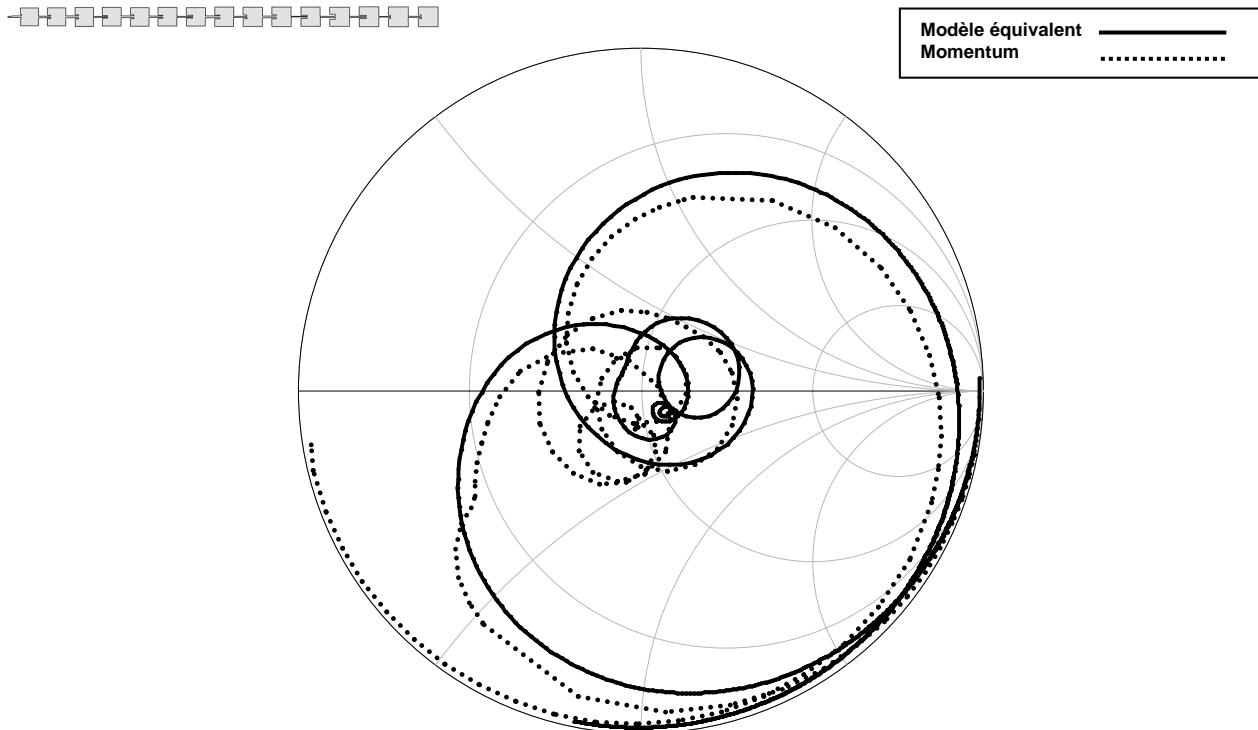


Figure IV. 17. Les lieux d'impédance d'entrée des réseaux d'antennes destinés aux applications Bluetooth présentés sur la figure III. 14.

Selon les deux courbes schématisant les lieux d'impédance d'entrée des réseaux de cinq et dix éléments respectivement, on constate une bonne concordance entre les deux courbes où nous observons qu'à la fréquence de résonance, ils sont proches de l'axe de 50 Ohm. Les diagrammes de rayonnements dans le plan E ($\varphi = 0^\circ$) et H ($\varphi = 90^\circ$) du réseau d'antennes seront présentés dans la figure IV. 18 dans l'intervalle des angles -90° et $+90^\circ$.

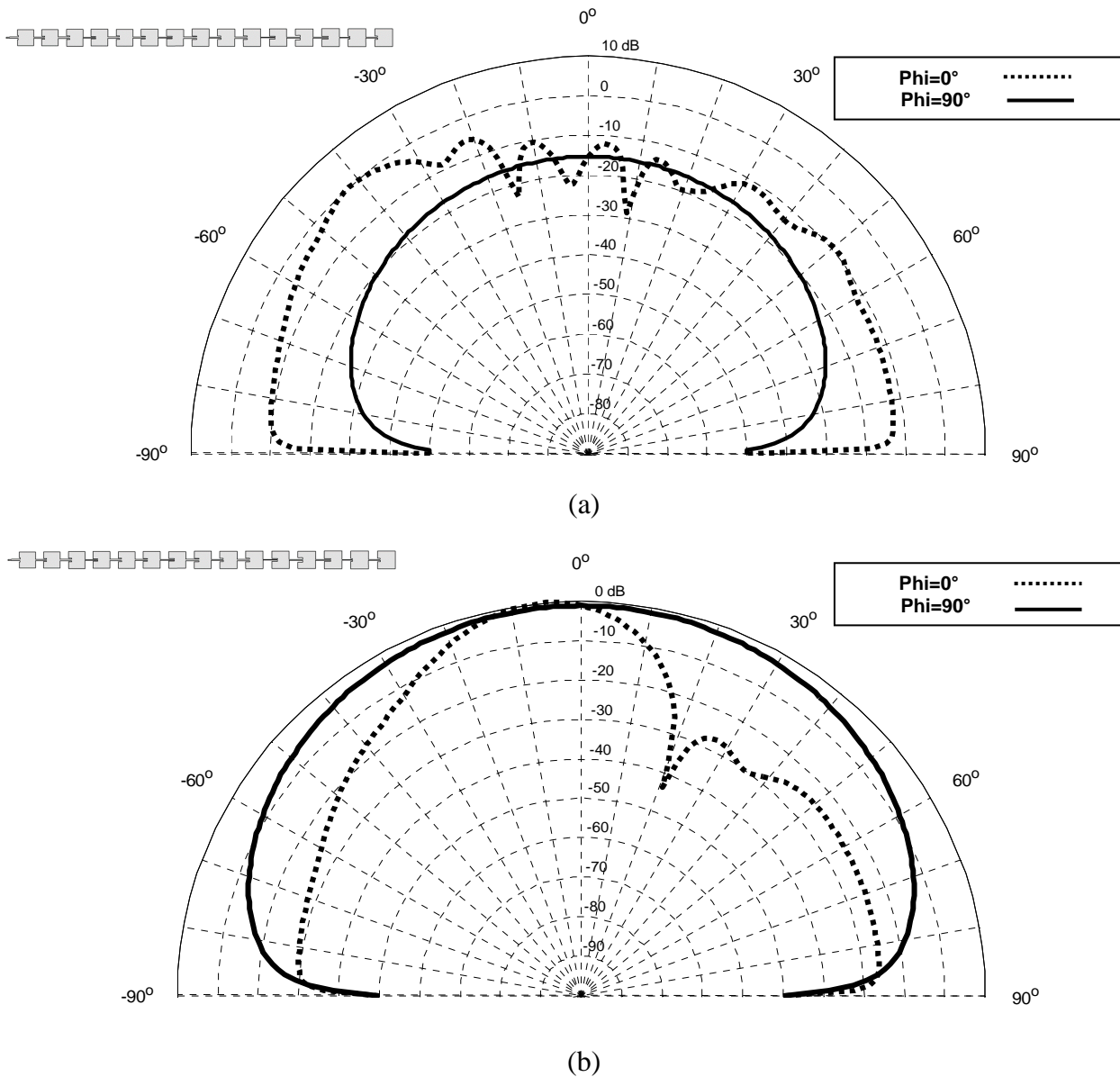


Figure IV. 18. Diagramme de rayonnement en 2D des réseaux d'antennes simulés par le simulateur Momentum. (a). Réseau simulé à la fréquence 1.728 GHz. (b). Réseau simulé à la fréquence 1.887 GHz.

D'après les deux diagrammes du réseau de quinze éléments on remarque que pour le plan E, les courbes manifestent un dépointage du faisceau principal, pour la fréquence 1.72

GHz le lobe pointe vers -40° et pour fréquence 1.88 GHz le lobe pointe vers -5° . Ceci est attendu étant donné que le réseau est placé selon l'axe Ox .

En ce qui concerne le plan H, les diagrammes présentent une grande ouverture à mi-puissance. Il est visible qu'à la fréquence 1.72 GHz, le niveau du faisceau est inférieur à -15 dB pour $\varphi = 0^\circ$.

Sur le tableau ci-dessous nous présentons une comparaison détaillée entre le modèle équivalent et le simulateur Momentum pour les différentes structures illustrées au cours de ce chapitre.

	Modèle	Bande passante [MHz]	Fréquence [GHz]	S11 [dB]	décalage en fréquence (%)	Gain [dB]	Directivité [dB]																																				
Antenne seule	MLT	40	1.805	-23.6	0.66%	0.51	6.25																																				
	MoM	37	1.793	-20.54				Antenne seule	MLT	17	1.805	-27.57	0.72%	2.54	6.56	MoM	20	1.792	-36.62	Réseaux d'antennes (6 éléments)	MLT	280	1.75	-22.01	0.57%	3.71 (à 1.74 GHz)	12.67 (à 1.74 GHz)	MoM	260	1.74	-22.24	1.9 (à 1.94 GHz)	8.94 (à 1.94 GHz)	Réseaux d'antennes série (15 éléments)	MLT	150	1.79	-24.68	3.58%	11.98 (à 1.728 GHz)	12.75 (1.728 à GHz)	MoM	190
Antenne seule	MLT	17	1.805	-27.57	0.72%	2.54	6.56																																				
	MoM	20	1.792	-36.62				Réseaux d'antennes (6 éléments)	MLT	280	1.75	-22.01	0.57%	3.71 (à 1.74 GHz)	12.67 (à 1.74 GHz)	MoM	260	1.74	-22.24	1.9 (à 1.94 GHz)	8.94 (à 1.94 GHz)	Réseaux d'antennes série (15 éléments)	MLT	150	1.79	-24.68	3.58%	11.98 (à 1.728 GHz)	12.75 (1.728 à GHz)	MoM	190	1.728	-26.08	13.37 (1.887 à GHz)	13.79 (1.887 à GHz)								
Réseaux d'antennes (6 éléments)	MLT	280	1.75	-22.01	0.57%	3.71 (à 1.74 GHz)	12.67 (à 1.74 GHz)																																				
	MoM	260	1.74	-22.24		1.9 (à 1.94 GHz)	8.94 (à 1.94 GHz)																																				
Réseaux d'antennes série (15 éléments)	MLT	150	1.79	-24.68	3.58%	11.98 (à 1.728 GHz)	12.75 (1.728 à GHz)																																				
	MoM	190	1.728	-26.08		13.37 (1.887 à GHz)	13.79 (1.887 à GHz)																																				

Tableau IV. 1. Comparaison des performances des différents réseaux obtenus par le Modèle électrique équivalent et le simulateur Momentum [114].

D'après le tableau IV. 1, on remarque que le réseau à base de l'élément rayonnant utilisant un substrat de l'Epoxy FR-4 avec un tangent de perte égale à 0.018 peut couvrir la bande passante du GSM/LTE avec justes six éléments utilisant un concept log-périodique,

mais le problème reste au niveau du gain enregistré qui est de l'ordre de 3.71 dB à la fréquence 1.71GHz, ce dernier présente un gain très faible pour les normes GSM/LTE.

Par contre dans le deuxième cas du réseau à base de l'élément rayonnant utilisant un substrat du type Arlon avec un tangent de perte égale à 0.0013, pour couvrir la bande passante GSM/LTE on est besoin de quinze éléments, mais on peut assurer un gain élevé de l'ordre de 13 dB à la fréquence 1.887 GHz.

On remarque aussi, que la plus grande quantité de décalage de fréquence est produite par le réseau à base d'élément rayonnant utilisant un substrat d'Arlon, presque elle est de l'ordre de 3.58 % en cas du réseau et de l'ordre de 0.72 % en cas d'élément seul.

Par contre on enregistre une très bonne concordance entre le modèle équivalent et le logiciel de simulation par l'utilisation d'un substrat du type Epoxy où elle est de l'ordre de 0.57 % en cas du réseau et de l'ordre de 0.66 % en cas d'élément seul.

IV. 3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés les résultats de simulations pour la conception des réseaux log-périodiques pour un système GSM/LTE (1.7-1.92 GHz) : on a divisé ce chapitre en deux parties, pour chaque partie on a fait la conception des réseaux d'antennes à base de l'élément rayonnants à encoche en se basant sur notre modèle équivalent à trois ports amélioré pour un substrat bien définie. Pour la validation des résultats obtenus, une comparaison avec une méthode rigoureuse qui est celle des Moments a été faite. L'examen des résultats montre une très bonne concordance entre les deux modèles.

Les réseaux de six et quinze éléments conçus par le modèle proposé montrent une bonne couverture de la bande passante avec des pics inférieure à -20dB ce qui leurs permet d'être le candidat potentiels pour les applications ciblées GSM/LTE.

Conclusion Générale

Au cours de cette étude, nous avons porté notre intérêt majeur, et très particulièrement à la conception des réseaux d'antennes imprimées avec différentes topologies d'alimentations à base d'élément rayonnant à encoche en se basant sur le modèle de la ligne de transmission. Pour cela on a divisé notre travail en deux parties :

La première partie a été consacrée à la conception des réseaux d'antennes en arrangement périodique, on a proposé une alimentation en série des réseaux à base d'élément rayonnant à encoche pour différents applications (wifi, WiMax, Bluetooth, UMTS) construit périodiquement, la conception périodique comme nous l'avons déjà vu, fait augmenter le gain et la directivité d'une antenne.

La deuxième partie a été consacrée à la conception des réseaux log-périodiques, dans cette partie nous avons établi la conception de quelques réseaux à base de l'élément rayonnant à encoche avec des substrats différents on se basant sur notre modèle pour application GSM/LTE.

La modélisation des réseaux d'antennes par les outils de CAO (conception par ordinateur), basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell offre une bonne précision lors de la simulation, mais le problème majeur de ces méthodes reste toujours dans le temps de calcul, d'ailleurs ces méthodes prennent beaucoup de temps lors de la simulation, surtout en cas d'augmentation de la précision, c'est-à-dire augmenter le maillage. Donc la modélisation des antennes imprimées utilisant des méthodes simples fournit des résultats comparatifs à ceux des méthodes rigoureuses seront d'un intérêt majeur dans le domaine de télécommunications.

L'objet de cette thèse était de concevoir un modèle équivalent basé sur le modèle de la ligne de transmission, il s'agit bien d'un modèle à trois ports utilisés pour la modélisation des réseaux d'antennes à base d'élément rayonnant à encoche, le modèle offre un avantage de vitesse et de temps de calcul, il est simple et précis, il permet de tenir compte de l'ensemble des caractéristiques géométriques, électriques et technologiques des antennes et de leurs alimentations.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'essentiel de la théorie des antennes imprimées ainsi que leurs technologie, ses différentes formes, les diverses alimentations, ses

avantages et inconvénients et aussi la mise en réseau de ces antennes. Nous avons présenté aussi les différentes méthodes utilisées pour l'analyse.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté une formulation mathématique du modèle proposé pour la caractérisation des réseaux d'antennes à base d'élément rayonnant à encoche pour les deux topologies, périodiques et log-périodique

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les résultats de simulation des antennes à encoche seules et des réseaux d'antennes alimentés par ligne microruban pour différentes applications (Bluetooth, Wifi, UMTS, WIMAX) fonctionnant respectivement aux fréquences 2.4 GHz, 2.44 GHz, 1.95 GHz, 3.5 GHz. Afin de valider notre modèle, nous avons fait appel au logiciel ADS Momentum, ce dernier basé sur la méthode des moments MoM. Les résultats de simulations obtenus par notre modèle proposés ont été comparés avec ceux obtenus par une méthode rigoureuse qui est la méthode des moments, ces résultats ont mis en évidence d'une part une excellente concordance entre le modèle de la ligne de transmission et la méthode des moments (Momentum). D'autre part, les résultats de simulation ont confirmés la validité du modèle proposé dans la mesure où compte tenu sa rapidité.

Le quatrième chapitre a été réservé aux topologies des réseaux d'antennes log-périodique afin d'augmenter la bande passante pour les applications GSM/LTE fonctionnant à la fréquence 1.8 GHz. Dans ce cadre, des réseaux à six et quinze éléments ont été présentés et les résultats issus du modèle équivalent développé ont été comparés avec ceux du simulateur Momentum.

Ces travaux développés au sein du laboratoire de télécommunications, nous ont permis d'approfondir et d'enrichir nos recherches, en particulier dans le domaine de la modélisation des antennes imprimées. Plusieurs perspectives peuvent être envisagées en concordance avec le travail proposé, tout d'abord la réalisation des structures proposées est nécessaire afin de valider le modèle proposé. Egalement, il paraît intéressant de continuer les recherches utilisant notre modèle afin d'entamer d'autres structures.

Annexe

A. 1. Présentation d'ADS Momentum

Momentum est une partie du système **''Advance Design''**, il fournit les outils de simulation nécessaires pour la conception de systèmes de communications modernes. Momentum est un solveur électromagnétique sous forme d'un simulateur qui calcule les paramètres S pour des circuits planaires, ligne à fente, guides d'ondes et beaucoup d'autres topologies. Les circuits de communication et les circuits imprimés peuvent également être simulés sous L'ADS Momentum avec des résultats précis. Momentum est un outil complet pour la prédiction de la performance des circuits à haute fréquence, les antennes et les circuits intégrés.

A. 2. Caractérisation de l'élément étudié

Momentum utilise une méthode fréquentielle. Un calcul est nécessaire pour chaque fréquence désirée dans la bande à déterminer. Ceci peut donc demander un temps de calcul important si le pas fréquentiel est constant. Ainsi, une fonction appelée **'Adaptive Frequency Sampling'**, est un algorithme d'interpolation qui sélectionne automatiquement des fréquences et interpole les données. Des détails sûrs d'importants circuits sont modélisés en échantillonnant plus souvent la réponse quand les paramètres s'évaluent rapidement, tout en minimisant le nombre total d'échantillons. Ceci permet donc des résultats précis à des coûts de calcul moindres. Une fois la simulation terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisés. Pour des lignes microruban, les ports d'accès permettent de déterminer tous les paramètres S_{ij} en module et phase. Dans le cas d'antennes imprimées, en plus des paramètres S, des visualisations de courant animées, un abaque de Smith (ou un tracé séparé des impédances), ainsi que les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus. *MOMENTUM* simule les circuits conçus avec des conditions aux limites ouvertes ou fermées. Ces accès sont générés automatiquement et ne demandent pas de temps de calculs supplémentaires ou une augmentation en place mémoire.

A. 3. Principe de fonctionnement et de simulation.

a. La conception du circuit ;

Dans laquelle on définit les différentes couches du circuit (plan de masse, substrat, élément rayonnant) du circuit.

b. Définition du port

Après la définition de différentes couches de l'antenne, nous allons utiliser l'étalonnage du port. Ce dernier (port) est nécessaire à l'optimisation de la conception, car tout cela sert d'entrée au système.

c. Le maillage

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelée Méthode des Moments. Par cette technique, les conducteurs sont "maillés", divisés en éléments simples triangles ou rectangles. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées. Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaire. Ces coefficients sont les inconnus du problème. Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne microruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense peut alors être utilisé (fonction *Edge Mesh* du logiciel), pour représenter de façon plus précise le courant, tout en minimisant le temps de calcul grâce à un algorithme d'échantillonnage efficace.

De plus, les nouvelles versions de *MOMENTUM* génèrent maintenant automatiquement le maillage des arcs et des cercles.

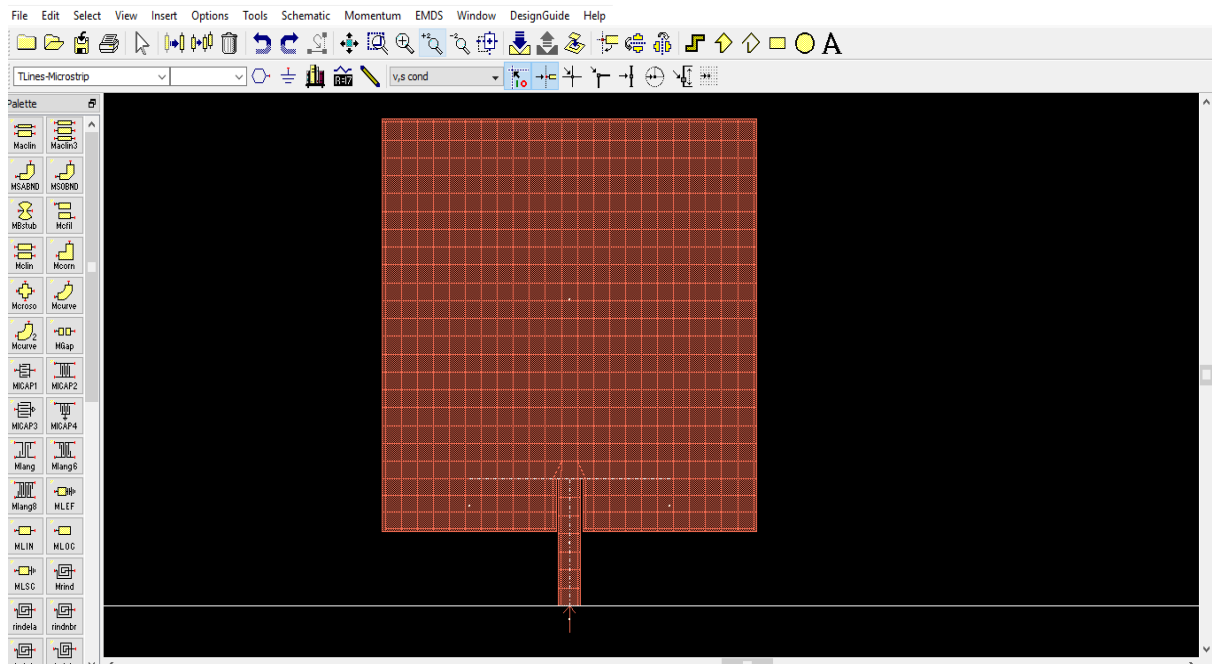


Figure A. 1. Exemple de simulation d'une antenne imprimée sous logiciel ADS Momentum.

On divise le circuit en rectangles ou des triangles (les mailles de surface arbitraire). L'étape suivante consiste à modéliser la surface courante dans chaque cellule courante à savoir distribution linéaire.

d. calculer des paramètres S

Elle représente la dernière étape, elle consiste à résoudre une matrice de maille et calculer les paramètres S, la figure A.2 montre un exemple de courbes de paramètres S calculés par ADS Momentum sortie.

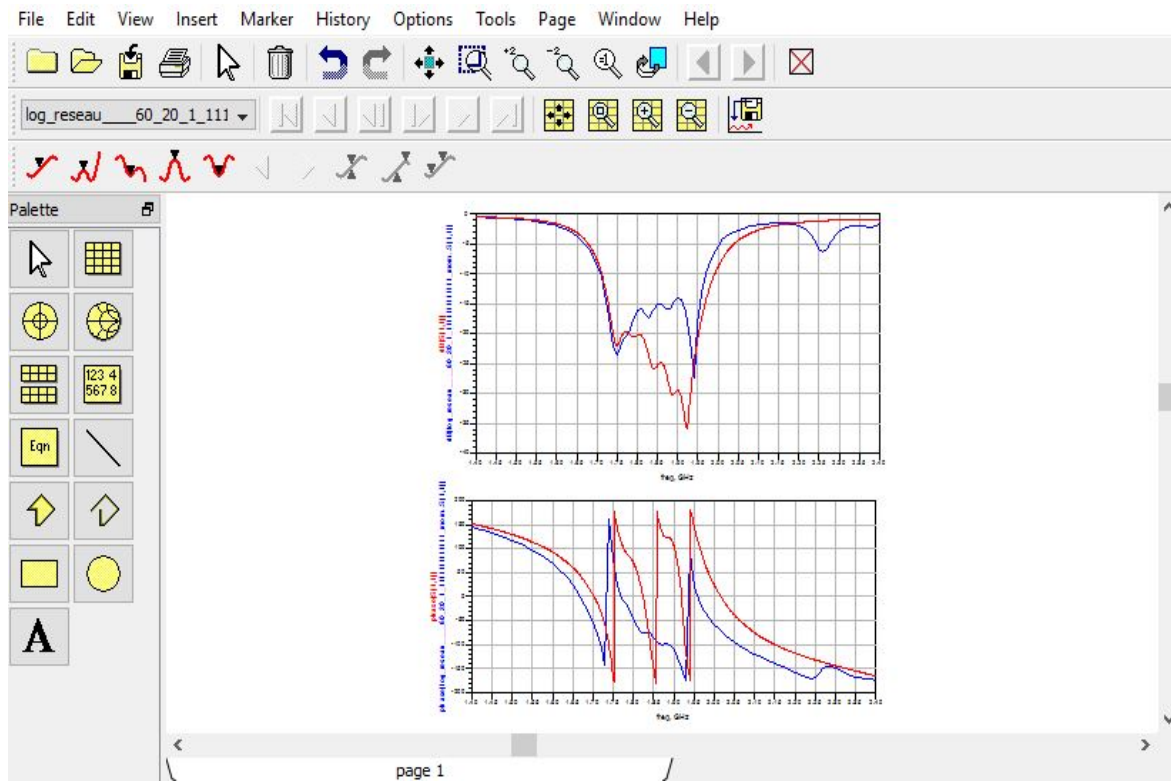


Figure A. 2. Exemple de courbes de paramètres S calculées par ADS Momentum.

Références Bibliographiques

- [1] Terry Niederhauser, “*Dual frequency patch antenna for GPS and Bluetooth applications,*” diplôme maitrise, University of Applied Sciences Western Switzerland, 2009.
- [2] Adil BOUHOUS, “*Utilisation de la méthode de la phase stationnaire et des réseaux de neurones artificiels pour la modélisation d’un résonateur micro-ruban à structure ouverte,*” mémoire de magister, université de Batna, 2012.
- [3] G. A. Deschamps, “*Microstrip Microwave Antennas,*” 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [4] H. Gutton and G. Baissinot, “*Flat Aerial for Ultra High Frequencies,*” French Patent No. 703 113, 1955.
- [5] E. V. Byron, “*A New Flush-Mounted Antenna Element for Phased Array Application*”, in Proc. Phased-Array Antenna Symp. 1970, pp. 187-192.
- [6] R. E. Munson, “*Single Slot Cavity Antennas Assembly*”, U.S. Patent No. 3713 162, Jan. 23, 1973.
- [7] J. Q. Howell, “*Microstrip Antennas*”, in Dig. Int. Symp. Antennas Propagat. SOC., Williamsburg, VA, Dec. 1972, pp. 177-180.
- [8] G. G. Sanford, “*Conformal Microstrip Phased Array for Aircraft Tests with Ats-6*”, in Proc. Nat. Electronics Conf. , vol. 29, Oct.
- [9] D. M. Pozar and D .H. Schaubert, “*Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds,*” IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. AP-32, N°. 10 , pp. 1101-1107, October 1984.
- [10] A. Kazemipour, “*Contribution à l’étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d’antennes et de réseaux d’antennes,*” Telecom Paris, école nationale supérieure de télécommunication .Thèse de doctorat 12 Décembre 2002.
- [11] James Clerk MAXWELL, “*treatise on electricity and magnetism,*” vol. 2, 1873.
- [12] André WASER, “*Notation of Maxwell’s Field Equations*”, Issued: 28.06.2000.
- [13] P. Drude, “*Annalen der Physics and Chemie,*” vol. 36, 1889.

- [14] Hamid CHORFI, “*conception d'un nouveau système d'antenne réseau conforme en onde millimétrique,*” mémoire la maîtrise en ingénierie, université Chicoutimi, Québec, 2012.
- [15] A. BOUFRIOUA “ *contribution à l'étude des antennes a patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant,*” thèse de doctorat, université de Mentouri, Constantine, 2006.
- [16] Mourad HASSAD “ *modélisation d'une antenne patch réalisée sur un substrat à tenseurs de permittivité et de perméabilité diagonaux,*” mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [17] Linda DJOUABLIA “*contribution à l'étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments*”, thèse de doctorat, université de Constantine, 2012.
- [18] I. J. Bahl, P. Bhartia, "*Microstrip Antennas*", Artech House, pp 31-177, 1982.
- [19] AMEZIANE Djamel “*Etude et Optimisation d'Antennes Fractales*” Mémoire de Magister, université de Tlemcen, 2009.
- [20] D. M. Pozar, “*Microstrip Antennas,*” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 80, n°1, pp.79-81, january 1992.
- [21] D. M. Pozar, “*Microstrip Antennas,*” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 80, n°1, pp.79-91, january 1992.
- [22] J. R. James, P. S. Hall et C. Wood, “*Microstrip Antenna Theory and Design,*” IEE, Press, Londres, 1981.
- [23] C.A Balanis, "*Antenna Theory Analysis and Design*", John Willy & Sons, second Edition, Chapter 14, pp.723, 1997.
- [24] Mohammed MESSAOUDENE, “ *Conception des Antennes et des Réseaux d'antennes à Encoche par le Modèle de la Ligne de Transmission*”, Mémoire de l'ingénieur, université de Tlemcen, juillet 2009.
- [25] Abdelhamid BENAKCHA, “*Signaux et Communications : Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes aimprimées,*” mémoire de magister, Université Mohamed, Biskra, 2013.
- [26] Géraldine TROUILLARD “*contribution à l'étude des phénomènes électromagnétiques lies aux futurs systèmes mobiles de réception hertzienne a bord des véhicules automobiles. conception, réalisation et tests des antennes correspondantes,*” thèse de doctorale, université de Limoges, 2003.
- [27] G.M. Rebeiz - L.P.B. Katehi and All. "*Integrated Horn Antennas for Millimeter Wave Application*", I.E.E.E. Antennas and Propagation Magazine - Vol. 34 - 1992 - pp. 7-16.

- [28] <http://docslide.fr/documents/rapport-1.html>
- [29] Tanguy JAFFRE, "*Caractérisation des matériaux a bande interdite électromagnétique multi périodiques et leurs applications aux antennes*", thèse de doctorat, université de limoges, 2005.
- [30] Boualem MEKIMAH "*Fonctionnement en mode bi-fréquence des patches microbandes empilés et excentrés*", Mémoire de Magister, Université Ouargla, 2007.
- [31] N. G. Alexopoulos, D. R. Jackson, "*Fundamental Superstrate (cover) effects on printed circuit antennas*," IEEE trans. Antennas Propagat., vol.32, no.7, pp.550-557, July 1983.
- [32] KEBBAB RADHWANE, "Conception d'antennes ultra large bande en technologie imprimée", Thèse de magister télécommunication, Université de Abou bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.
- [33] Shaubert D. H, Pozar D. M & Adrian A. "*Effects of Microstrip antenna substrate thickness and permittivity: comparison of theories with experiment*", IEEE-trans. AP, vol.37, n0: six, June 1989, p.677-782.
- [34] G. Dubost, "*Forme analytique du rendement d'une antenne plaque rectangulaire à la résonance demi-onde imputable à l'onde de surface du mode dominant TM_{01}* ", Annales des Télécommunications, vol. 45, n0 :7-8, 1990, p.429-436.
- [35] Dahele J. S & Lee K.F, "*On the resonant frequencies of the triangular patch*" Dahele J. S & Lee K.F, '*On the resonant frequencies of the triangular patch antennas*', IEEE-trans. Antenna and propagation, AP-35, pp.100-101, 1987.
- [36] Constantine A. Balanis, "*Antenna theory analysis and design*", A John Wiley & Sons, 3 Edition, p. 813, Hoboken, New Jersey 2005.
- [37] I. J. Bahl and P. Bhartia, "*Microstrip Antennas*", Artech House, Dedham, MA, 1980.
- [38] K. R. Carver and J. W. Mink, "*Microstrip Antenna Technology*," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.
- [39] P. B. Katehi and N. G. Alexopoulos, "*On the Modeling of Electromagnetically Coupled Microstrip Antennas-The Printed Strip Dipole*," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-32, No. 11, pp. 1179–1186, November 1984.
- [40] J. R. James and P. S. Hall, "*Handbook of Microstrip Antennas*," Vols. 1 and 2, Peter Peregrinus, London, UK, 1989.
- [41] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas," *Proc. IEEE*, Vol. 80, No. 1, pp. 79–81, January 1992.
- [42] H. G. Oltman and D. A. Huebner, "*Electromagnetically Coupled Microstrip Dipoles*," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-29, No. 1, pp. 151–157, January 1981.

- [43] G. Gronau and I. Wolff, “Aperture-Coupling of a Rectangular Microstrip Resonator,” *Electronic Letters*, Vol. 22, pp. 554–556, May 1986.
- [44] Leila CHOUTI, “Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage” Mémoire de magister, université mentouri-constantine, 2009.
- [45] K. Bhattacharyya, “Long rectangular patch antenna with a single feed,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, Vol. 38, N°. Seven, pp. 987-993, July 1990.
- [46] C. A. Balanis, “*Antenna theory analysis and design*,” 2^{eme} edition John Wiley and Sons, P. 724, 1997.
- [47] James. J.R, Hall. P. S. & Wood. C. “*Microstrip antenna theory and design*”. IEEE Electromagnetic waves series 12, Ed.P.Peregrinus, Stevenage, UK 1981.
- [48] Abdelkrim GADDA “*Evaluation des caractéristiques d'un résonateur microruban à film mince supraconducteur par la méthode des deux fluides et les réseaux de neurones artificiels*”, mémoire de magister, Université de Batna, 2014.
- [49] M. Diblang “*développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire*,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [50] Constantine A. Balanis, “*Antenna Theory Analysis and Design*”, *third Edition*.” Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. p 813, 2005.
- [51] Kumar, G. and Ray, K.P,”*Broadband Microstrip Antennas*,” Artech House, Inc, 2003.
- [52] H. A. Bethe, “*Theory of Diffractions by Small Holes*,” *Physical Review*, Vol. 66, pp. 163–182, 1944.
- [53] R. E. Collin, ” *Foundations for Microwave Engineering*”, Chapter 6, McGraw-Hill Book Co.,New York, 1992.
- [54] D. M. Pozar and B. Kaufman, “*Increasing the Bandwidth of a Microstrip Antenna by Proximity Coupling*,” *Electronic Letters*, Vol. 23, pp. 368–369, April 1987.
- [55] Fang, D. G. “*Antenna theory and microstrip antennas / author, D.G. Fang. p. cm. A CRC title*.” Includes bibliographical references and index. ISBN 978-1-4398-0727-9 (hardcover alk. paper), Taylor and Francis Group, LLC , 2010
- [56] Djelloul AISSAOUI “*Analyse à l 'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées*,” mémoire de magister, université de Tlemcen, 2007.

- [57] Fang, D. G. “*Antenna theory and microstrip antennas / author, D.G. Fang. P. cm,*” A CRC title,” Includes bibliographical references and index. ISBN 978-1-4398-0727-9 (hardcover : alk. paper) 2010 by Taylor and Francis Group, LLC page 19
- [58] Samia SOLTANE, “*Etude et caractérisation d’antennes imprimées pour systèmes ultra-large bande,*” mémoire de magister, université de Biskra, 2015.
- [59] Fang, D. G. “*Antenna theory and microstrip antennas / author, D.G. Fang. p. cm.*” A CRC title,” Includes bibliographical references and index. ISBN 978-1-4398-0727-9, by Taylor and Francis Group, LLC page 14, 2010.
- [60] Amal HARRABI, “*conception et réalisation d’une antenne plate pour la réception satellite,*” université de Nantes sous le label de l’université Nantes Angers le Mans du grade de docteur de l’Université de Tunis, 2015.
- [61] [http : //www.antennatheory.com/basics/bandwidthphp](http://www.antennatheory.com/basics/bandwidthphp).
- [62] ZHI NING CHEN and MICHAEL Y. W. CHIA. “*Broadband planar antennas: design and applications*”. John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [63] MATS GUSTAFSSON and SVEN NORDEBO. “*Bandwidth, Q factor and resonance models of antennas,*” CODEN: LUTEDX/ (TEAT-7138)/1-16, September 2005.
- [64] Dale M. Grimes and Craig A. Grimes. “*Bandwidth and Q of antennas radiating and tem modes,*” *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, 37(2):217–226, May 1995.
- [65] R.L. Fante. “*Quality factor of general ideal antennas*” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 17(2):151–155, Mar 1969. R.L. Fante. *Quality factor of general ideal antennas. ”Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*”, 17(2):151–155, Mar 1969.
- [66] Sidi Mohammed DJENNAS “*Optimisation Multi-Objectif par Orientation Angulaire d’Antennes Imprimées Implantées sur des Surfaces Conformées,*” mémoire de magister, université de Tlemcen, 2007.
- [67] Balanis, “*C. A. Antenna Theory Analysis and Design, Second Edition.*” John Wiley, United States of America, p 812, 1997.
- [68] G. KUMAR and K.P. RAY, “*Broadband Microstrip Antennas, Artech House*”, Inc, 2003.
- [69] Y. QIAN, “*A Microstrip Patch Antenna using novel photonic bandgap structures*”, *Microwave J.*, Vol 42, Jan 1999, pp. 66-76.
- [70] R. E. Munson, “*Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays,*” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-22, No. 1, pp. 74–78, January 1974.

- [71] Mauricio Sánchez Barbetty “*Design and implementation of a transceiver and a microstrip corporate feed for solid state x-band radar*” Master of sciences in electrical engineering, university of puerto rico mayagüez campus, 2005.
- [72] Hall, P.S., Hall, C.M., “*Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design*”, *IEEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*’, Volume: 135, Issue: 3, June 1988.
- [73] J. Huang, “*Practical Design of Microstrip Arrays and Reflectarrays*”, IEEE International Antennas and Propagation Symposium and USNC/CNC/URSI North American Radio Science Meeting, 2003.
- [74] D. BIDOUE, “*Contribution à l’étude d’antenne fort gain, applications dans le domaine millimétrique*”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, 2003.
- [75] S. A. DJENNAS, “*Analyse et synthèse de structures conformées d’antennes imprimées implantées sur des objets de formes diverses*”, Thèse de Magister, université de Tlemcen, Algérie, 2000
- [76] Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Richards, “*Theory and Experiment on Microstrip Antennas*”, *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. AP-27, No. 2, pp. 137–145, March 1979.
- [77] W. F. Richards, Y. T. Lo, and D. D. Harrison, “*An Improved Theory of Microstrip Antennas with Applications*,” *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. AP-29, No. 1, pp. 38–46, January 1981
- [78] E. H. Van Lil and A. R. Van de Capelle, “*Transmission-Line Model for Mutual Coupling Between Microstrip Antennas*,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-32, No. 8, pp. 816–821, August 1984
- [79] D. H. Schaubert, D. M. Pozar, and A. Adrian, “*Effect of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories and Experiment*,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.* , Vol. AP-37, No. 6, pp. 677–682, June 1989.
- [80] Soufiane TEBACHE “*Méthode de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées*” mémoire de magister, Université de Biskra, 2013.
- [81] Punit. S. NA, “*Design of a Compact Microstrip Patch Antenna for Use in Wireless Cellular Devtces*“, Mémoire de Master de science, Université de Florida, 2004.
- [82] Constantine A. Balanis, “*Antenna Theory Analysis and Design*’’, *third Edition.*” Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. p 831, 2005.
- [83] Daoudi SAMIHA, “*modélisation d’une structure à guide d’onde imprimée sur diélectrique bianisotropique selon la technique de la matrice exponentielle général*”

- appliqué à la résonatrice microonde,*” Mémoire de magister, université de Constantine, Algérie, 2007.
- [84] C. Emmanuelle, “*Propagation électromagnétique en milieu complexe du champ proche au champ lointain*”, Thèse de Doctorat, Institut National de Polytechnique Grenoble, 2005.
- [85] Sabina ORLOWSKA, “*conception et prédiction des caractéristiques diélectriques des matériaux composites a deux et trois phases par la modélisation et la validation expérimentale,*” thèse de doctorat, université de Lyon, France, 2003.
- [86] P. Silvester, “*Finite elements for electrical engineers*”, Cambridge University Press, Cambridge, 1996.
- [87] Debatosh Guha & Yahia M.M. Antar “*Microstrip and printed antennas new trends, techniques and applications*” A John Wiley and Sons, Ltd, Publication, Canada.
- [88] Redouane BENHAMOUD, “*Analyse par la méthode FDTD de structures guidantes contenant un substrat composite diélectrique-ferrite,*” mémoire de magister, université de Constantine, 2008.
- [89] M. Bonnet, “*Equations intégrales et éléments de frontières : applications en mécanique des solides et des fluides,*” Eyrolles, CNRS Editions, 1995.
- [90] Sven-Erik, “*Design and Simulation of Microstrip Phase Array Antenna using ADS Supervisor*” Master in Electrical Engineering Specialized , university of Linnaeus, 2011.
- [91] 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.
- [92] 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.
- [93] Salima AZZAZ RAHMANI, “*analyse et conception des antennes imprimées multi bandes en anneaux concentriques pour les réseaux de télécommunications*”, thèse de doctorat, université de Tlemcen, 2013.
- [94] Hichem CHAKER, “*conception et optimisation de réseaux d’antennes imprimées a faisceaux multiples application des réseaux de neurones*”, Thèse de doctorat, université de Tlemcen, 2012.

- [95] Gabriel Cormier, “*Propagation d’ondes,*” GELE5223 Chapitre I, Université de Moncton, 2010.
- [96] Dominic Grenier, “*Electromagnétisme et transmission des ondes*”, GEL-2900 /GEL-3002, université Laval, Québec, (QC), G1V 0A6, 2015.
- [97] Janson de Saily, “*Ondes mécaniques et électriques Notes de cours*”, Janson de Saily, 2014.
- [98] Marc LE ROY, “*Analyse et optimisation de lignes de transmission à variation continue d’impédance : application au filtrage,*” thèse doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 1999.
- [99] Mohamed OUMRI, “*diagnostic de défauts des réseaux électriques filaires par la réflectométrie,*” thèse de doctorat, université de paris-sud, 2014.
- [100] Mostafa KAMEL SMAIL, “*Développement d’une méthodologie dédiée à la réflectométrie en vue du diagnostic filaire*”, thèse de doctorat, université de paris, 2009.
- [101] C. Brielmann, “*Transmission sur lignes,*” Leitungstheorie, G. S. Moschytz, U. Brugger et J. Rosenblatt, 1998.
- [102] R. A. Chipman, “*Theory and problems of Transmission Lines*”, John Wiley & Sons, Inc, New York, 1968.
- [103] AISSAOUI Djelloul, “*Analyse à l ’Aide de modèles équivalents d’antennes imprimées alimentées par lignes adaptées,* ” mémoire de magister, université de Tlemcen, 2007.
- [104] C. A. Balanis, “*Advanced Engineering Electromagnetics,*” JohnW iley & Sons, New York, 1989.
- [105] E. O. Hammerstad, “*Equations for Microstrip Circuit Design,*” Proc. Fifth European Microwave Conf., pp. 268–272, September 1975.
- [106] E. O. Hammerstad, “*Equations for Microstrip Circuit Design,*” Proc. Fifth European Microwave Conf., pp. 268–272, September 1975.
- [107] I. J. Bahl and P. Bhartia, “*Microstrip Antennas*”, Artech House, Dedham, MA, 1980.
- [108] M. Fawzi Bendahmane, M.Abri, F. Tarik Bendimerad and Nouredine Boukli-Hacene, “*A Simple Modified Transmission Line Model for Inset Fed Antenna Design*”. IJCSI International Journal of Computer Science Issues, Vol. 7, Issue 5, September 2010.
- [109] N. Fortino, “*Conception et caractérisation d’antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionnels,*” thèse de doctorat, université de université de Nice-Sophia Antipolis UFR sciences, 2006.

- [110] M. MESSAOUDENE et M. ABRI, '*Conception des Réseaux d'antennes à Encoche par Modèle Equivalent à Trois ports pour Système Bluetooth*', International conference on electrical engineering, CIGE'2013, 17-19 Novembre 2013, Bechar, Algeria.
- [111] M. Messaoudene and Abri Mehadji, '*series and corporate inset fed antennas array modeling using modified equivalent model for WiFi Systems*', The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, CEECA'14 Constantine 18-20 November 2014, Algeria.
- [112] M. Messaoudene and Abri Mehadji and H. Abri Badaoui, '*Conception et Optimisation des Réseaux d'Antennes à Encoches Par un Modèle Equivalent Rigoureux à Trois Ports Modifié Pour Systèmes UMTS*', 9^{ème} Conférence sur le Génie Electrique, EMP, Bordj El Bahri, Alger 14-15 avril ,2015.
- [113] Mohammed Messaoudene, Mehadji Abri, '*Series and Corporate Inset Fed Antennas Array Design For Wimax Applications Based on Modified Three Port Transmission Line Model*', international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 274-281, 2014.
- [114] M. MESSAOUDENE, M. ABRI and H. ABRI BADAOU, '*Accurate Modelling of Log-periodic Microstrip Inset-fed Antennas Arrays LPA using Fast Computational Improved Equivalent Circuit Model for GSM and 4G\TLE Applications*', International Conference of ICT and Telecommunication, ICTTELECOM2015, 16-18 May 2015, Oran, Algeria. <http://ictt.ito.dz/>.

Résumé : Ces dernières années nous ont montré un intérêt tout particulier des utilisateurs pour des notions comme la facilité d'accès, un débit élevé, le support multimédias et la mobilité. Pour répondre à ces attentes, les techniques de transmission radio ont été considérablement développées pour connecter divers utilisateurs professionnels et particuliers. Ainsi, les systèmes de transmission en espace libre utilisant des antennes présentent de nombreux avantages. Les antennes sont utilisées en réseau GSM, télé-localisation radar ainsi que pour nos besoins de la vie courante, elles se présentent sous différentes formes selon le but d'utilisation. Les technologies modernes s'orientent vers la miniaturisation de ces antennes tout en essayant de garder les meilleures performances. L'antenne imprimée est conçue pour satisfaire ces besoins. L'intérêt des systèmes large bande se confirme jour après jour. En effet la multiplication des standards des futurs terminaux de télécommunication, l'exploitation des signaux hyperfréquence dans le domaine médical, ...etc. nécessite l'usage d'antenne à large bande. De nombreuses antennes utilisent une large gamme de fréquences, parmi celles-ci les antennes log-périodiques. 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 demande l'emploi des logiciels utilisant des méthodes numériques rigoureuses comme les équations intégrales résolues par la méthode des moments. De telles simulations EM coûtent très cher en temps CPU et qui augmente dramatiquement avec le nombre d'inconnus issus de discrétisation de la structure étudiée. Depuis quelques années, des modèles ou des algorithmes rapides appliqués en électromagnétique font l'objet de plusieurs travaux de recherche. L'avantage du modèle équivalent utilisé est la simplicité d'implémentation et la facilité d'optimisation du réseau sans aucune difficulté.

L'objectif de cette thèse est de concevoir des réseaux d'antennes imprimées périodique et log périodiques à base d'éléments rayonnants à encoche par un modèle équivalent amélioré pour les applications aux télécommunications large bande et d'apporter une ou plusieurs originalités. Afin de valider les résultats obtenus, ces derniers seront confrontés avec ceux obtenus par la méthode des moments.

Mots clés :

Antennes Log périodiques, Modèle équivalent amélioré, éléments rayonnants à encoche, Télécommunications Large Bande, Optimisation, Méthode des moments.

Abstract : Over the last few years, we have seen a particular interest of users to concepts such as access facility, high throughput, multimedia support and mobility. To meet these expectations, radio transmission techniques are considerably developed to connect various professional and home users. Thus, the free-space transmission systems, that use antennas, have many advantages. Antennas are used in GSM network, radar- and tele- location for our needs. They are represented in different shapes depending on the usage purpose daily. Modern technologies are aimed at miniaturization of these antennas while trying to keep the best performance. The printed antenna is designed to meet these needs. The advantage of broadband systems is confirmed day after day. Standards multiplication of future telecommunication terminals, exploitation of microwave signals in the medical field etc. require the use of the broadband antenna. Many antennas use a wide frequency range, among them are log-periodic antennas. These antennas are notable for their frequency characteristic namely by a broad bandwidth, a constant impedance across the entire frequency range, the maximum gain and a good directivity.

Furthermore, the antennas analysis requires the utilisation of a software using rigorous numerical methods as integral equations solved by the Moments method. Such EM simulations are very expensive in CPU time, which dramatically increases with the number of unknowns from discretizing the studied structure.

In recent years, models or fast algorithms applied in electromagnetics have become the subject of several research works. The advantage of using the equivalent model is the implementation simplicity and the ease of optimizing the network. The objective of this thesis is to design a printed log-periodic antenna network based on notched radiant elements using an improved equivalent model for the applications in Broadband Telecommunications and to provide one or more novelties. To validate the results, they will be compared with the ones obtained by the Moments method.

Key words:

Log periodic antennas, improved equivalent model, inset-fed radiators; wide band Telecommunications, Optimization, and Method of moments.

ملخص : في السنوات الأخيرة أظهرنا اهتماما خاصا للمستخدمين لمفاهيم جديدة مثل سهولة التواصل، إنتاجية عالية، ودعم الوسائط المتعددة المتنقلة. لتلبية هذه التوقعات، تم تطوير تقنيات البث الإذاعي بشكل كبير في شركات والمنازل لمختلف المستخدمين. وهكذا، فإن نظم الاتصالات في الفضاء استخدام هوائيات لها العديد من المزايا. تستخدم الهوائيات في شبكة النقال، الرادار والتلفزيون لتلبية احتياجاتنا من الحياة اليومية. في هذه الأخيرة في أشكال مختلفة. بعد للاستخدام المقصود. التقنيات الحديثة توجه نحو قلب حجم هذه الهوائيات مع الحفاظ على أفضل أداء لها. تصميم الهوائي المطبوعة لتلبية هذه الاحتياجات والاستفادة من أنظمة في كل يوم مثل محطات الاتصالات السلكية واللاسلكية، تشغيل إشارات الميكروويف في المجال الطبي، الخ... تتطلب هذه الأخيرة استخدام هوائيات ذات نطاق عريض. العديد من الهوائيات تستخدم نطاق تردد واسعة، من أين هذه الهوائيات: الهوائيات اللوغاريتمية. يتم التعبير عن هذه الهوائيات ذات النطاق الترددي الواسعة، ومقاومة مستمرة عبر كامل النطاق الترددي، والحد الأقصى للكسب. دراسة هذه الهوائيات تتطلب استخدام البرمجيات استخدام طرق عددية ودالك واسطة حل معادلات ماكسويل، مميزات هذه الطرق: هي الوقت المستهلك لحل هذه المعادلات وهذا الأخير يزيد بشكل كبير مع زيادة عدد المجاهيل عند عملية التجزئة. في السنوات الأخيرة، ضميره نماذج أو خوارزميات سريعة مقترحة من قبل العديد من الباحثين، مميزات استخدامها نموذج معادل يتميز ببساطة التنفيذ وسهولة الاستفادة المثلى من الشبكة دون أي صعوبة. الهدى من هذا البحث هو تصميم شبكات هوائيات دورية مطبوعة على أساس نموذج معادل للطرق الأخرى للتطبيقات في مجال الاتصالات اللاسلكية ذات النطاق العريض. للتحقق من صحة النتائج، سيتم مقارنة التي تم الحصول عليها مع النتائج المتحصل عليها من خلال طريقة المومنتون .

كلمات بحث:

هوائيات ذات غذية مقحمة، شبكات هوائيات، شبكات هوائيات اللوغاريتمية، نموذج النقل الخطي، طريقة العزوم