

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –



**THESE**

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTEUR EN SCIENCES**

**En** : Télécommunication

**Spécialité** : Télécommunication

**Par** : Bahloul Mohammed Salim

**Sujet**

**ÉTUDE ET CONCEPTION DE RÉSEAUX D'ANTENNES IMPRIMÉES  
LARGES BANDES À POLARISATION DIVERSE PAR L'UTILISATION  
D'ARCHITECTURES LOG PÉRIODIQUES**

Soutenue publiquement en Février 2017 devant le jury composé de :

KAMECHE Samir	Maitre de conférences (A)	Univ. Tlemcen	Président
ABRI Mehadji	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur
DJEBBOURI Mohammed	Professeur	Univ. Sidi Bel abbes	Examineur
KADRI Boufeldja	Maitre de conférences (A)	Univ. Bechar	Examineur
HASNI Abdelhafid	Maitre de conférences (A)	Univ. Bechar	Examineur
BENAISSA Mohammed	Maitre de conférences (A)	CU. Ain Temouchent	Examineur
BAHRI Sidi Mohammed	Maitre de conférences (B)	Univ. Tlemcen	Invité

## **Dédicaces**

*À mes parents*

*À mes frères*

*À ma sœur*

*À tous mes amis*

*À tous ceux qui me sont chers*

# Remerciements

Tout d'abord, mes remerciements vont vers ALLAH le tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté et la patience de mener à terme le présent travail.

Je tiens à remercier, ensuite, l'ensemble de mon jury de thèse, mes maîtres, que je considère comme des exemples et des références en rigueur scientifique de la recherche qualitative.

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Télécommunication de Tlemcen sous la direction de Monsieur ABRI Mehadji, Maitre de Conférences (A) à l'Université de Tlemcen. Je veux lui exprimer ma profonde reconnaissance d'avoir accepté d'orienter ces travaux de recherches durant les années de réalisation de cette thèse. Je le remercie pour son soutien et son aide aussi bien sur le plan professionnel que sur le plan humain. Ses conseils et remarques constructifs ont été très bénéfiques pour mon travail. Son soutien permanent ainsi que sa disponibilité pour l'achèvement de cette thèse m'ont été très favorables.

J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur KAMECHE Samir, Maitre de Conférence (A) à l'Université du Tlemcen, pour avoir accepté d'assurer la présidence de mon jury de thèse. J'aimerais lui exprimer ma profonde gratitude pour sa disponibilité et son attention.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur DJEBBOURI Mohammed, Professeur à l'Université de Sidi Bel Abbes d'avoir accepté de participer à ce 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.

Je remercie également Monsieur KADRI Boufeldja, Maitre de Conférence (A) à l'Université de Bechar, d'en être le rapporteur 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 remercie Monsieur HASNI Abdelhafid, Maitre de Conférence (A) à l'Université du Tlemcen de m'avoir fait l'honneur d'évaluer, d'examiner, et d'enrichir notre modeste travail.

Je remercie également Monsieur BENAÏSSA Mohammed, Maitre de Conférences (A) au Centre Universitaire de Ain Temouchent. Je lui suis extrêmement reconnaissant d'avoir

accepté de participer à ce jury, ainsi que pour la patience et le temps qu'il a consacrés pour l'évaluation de ce travail.

J'ai l'honneur d'inviter Monsieur BAHRI Sidi Mohammed, Maitre de Conférences (B) à l'Université de Tlemcen, à assister à ma soutenance de thèse de doctorat. En effet ce sera un grand plaisir pour moi de le retrouver dans l'assistance, dans ce moment important qui marque la fin de mon parcours académique.

Mes remerciements, les plus vifs, vont également à mes parents qui m'ont offert l'environnement idéal durant toute mon enfance et ils m'ont enseigné l'humilité et l'honnêteté qui m'ont permis de mener à terme ce travail scientifique.

Enfin j'adresse mes remerciements les plus sincères à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.



## Résumé

Les systèmes de transmission en espace libre utilisant des antennes imprimées présentent de nombreux avantages. Ces systèmes répondent aux contraintes de mobilité, à la facilité d'accès et selon la fréquence utilisée, ils peuvent avoir une portée suffisante sans amplification. Le choix de ces antennes se fait en fonction des contraintes de l'application telles que : bande passante, gain, cout, couverture, poids, etc. L'intérêt des systèmes large bande se confirme jours après jours. La multiplication des standards des futurs terminaux de télécommunications, l'exploitation des signaux hyperfréquences dans le domaine médical, etc nécessitent l'usage des antennes large bandes. De nombreuses antennes utilisent une large gamme de fréquence, telles que les antennes log périodiques. Ces antennes répondent à deux concepts, l'un se réduit à des antennes définies par des angles et l'autre se définit par des antennes à éléments multiples dont la longueur et l'intervalle entre les éléments s'accroissent de façon régulière en progression géométrique. Ces antennes s'expriment par leurs caractéristiques indépendantes de la fréquence, à savoir par une large bande passante, une impédance constante sur toute la gamme de fréquence, un gain maximum et bonne directivité. Ce travail porte sur l'étude et la conception de réseaux d'antennes imprimées large bande mono-couche et multi-couches à polarisations diverses, utilisant un concept log périodique pour les besoins de télécommunications. Plusieurs structures seront proposées et simulées afin d'élargir la bande passante en employant un modèle électrique équivalent. Une méthode rigoureuse d'analyse qui est la méthode des moments sera utilisée pour l'analyse de ces réseaux d'antennes. La technique d'alimentation utilisée est celle par ligne micro ruban. Les réseaux conçus d'antennes doivent présenter de bonnes performances en qualité d'adaptation et de polarisation.

**Mots clés :** réseau d'antennes imprimées, concept log périodique, analyse, conception, optimisation, polarisation circulaire, méthode des moments, modèle équivalent.

## **Abstract**

Free space transmission systems using printed antennas have many advantages. These systems meet the mobility constraints, accessibility and they may have sufficient range without amplification depending on the used frequency. Choosing these antennas is based on the application constraints such as bandwidth, gain, cost, coverage, weights, etc. The advantage of broadband systems is confirmed day after day. Standard multiplication of future telecommunications terminal, the operation of microwave signals in the medical field, etc. require the use of broadband antennas. Many antennas use a wide frequency range, such as log-periodic antennas. These antennas correspond to two concepts, one is reduced to antennas defined by angles and the other is defined by multiple elements antennas whose length and interval between the elements are increasing steadily in a geometric progression. These antennas are expressed by their frequency independent characteristics, namely by a wide bandwidth, a constant impedance across the entire frequency range, a maximum gain and a good directivity. This work focuses on the study and design of broadband printed antenna arrays monolayer and multilayer at various polarization, using a log periodic concept for telecommunications needs. Several structures are proposed and simulated in order to expand the bandwidth using an equivalent electrical model. A rigorous method of analysis which is the method of moments will be used for the analysis of these antenna arrays. The used feeding technique is the microstrip line feeding. The designed antenna arrays should have good performance of adaptation and polarization quality.

**Keywords:** antenna array printed, log periodic concept, analysis, design, optimization, circular polarization, method of moments, equivalent model.

## ملخص

أنظمة الإرسال في الفضاء الحر باستخدام الهوائيات المطبوعة تعطي العديد من المزايا. هذه النظم تلبى قيود التنقل وإمكانية الوصول و قد يكون لديها المدى اللازم دون الحاجة إلى التضخيم حسب الترددات المستخدمة. ويستند إختيار هذه الهوائيات على قيود التطبيقات مثل عرض النطاق الترددي، والربح، والتكلفة، والتغطية، والأوزان، الخ. وقد تأكدت الإستفادة من أنظمة النطاق العريض يوما بعد يوم. تضاعف مقاييس أطراف الاتصالات المستقبلية، استغلال إشارات الميكروويف في المجال الطبي، الخ... تتطلب إستخدام الهوائيات واسعة النطاق.

العديد من الهوائيات تستخدم نطاق الترددات الواسعة، مثل الهوائيات ذات السجل الدوري. هذه الهوائيات تتوافق مع مفهومين، الأول يعتمد على الهوائيات المعرفة بالزوايا والآخر يعرف بالهوائيات ذات العناصر المتعددة و التي طولها و المسافة الفاصلة بين العناصر تتزايد بشكل مطرد في متوالية هندسية. يتم التعبير عن هذه الهوائيات عن طريق الخصائص المستقلة عن التردد، و نذكر هنا عرض النطاق الترددي الواسع، ومقاومة مستمرة عبر كامل النطاق الترددي، والحد الأقصى للربح والاتجاهية الجيدة.

يركز هذا العمل على دراسة وتصميم شبكة من الهوائيات المطبوعة واسعة النطاق ذات طبقة واحدة ومتعددة الطبقات بمختلف الإستقطابات، وذلك باستخدام مفهوم الهوائيات ذات السجل الدوري للاجابة عن احتياجات الاتصالات. و اقترح العديد من الهياكل التي تمت محاكاتها من أجل توسيع عرض النطاق الترددي باستخدام نموذج كهربائي مكافئ. و هناك طريقة ممتازة للتحليل ألا و هي طريقة العزم والتي سوف تستخدم لتحليل هذه الشبكة من الهوائيات. تقنية التغذية المستخدمة هي تقنية الخط الميكرو-شرائطي. شبكة الهوائيات المصممة لديها الأداء الجيد من حيث جودة التكيف و الاستقطاب.

**كلمات البحث:** شبكة الهوائيات المطبوعة، مفهوم السجل الدوري، تحليل، تصميم، تطوير، طريقة الاستقطاب الدائري، طريقة العزم، النموذج المكافئ.

# Table des matières

Dédicaces .....	i
Remerciements .....	ii
Résumé .....	iv
Table des matières .....	vii
Liste des figures .....	xi
Liste des tableaux .....	xix
Introduction générale.....	1

## Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées

<b>I. 1.</b> Introduction .....	6
<b>I. 2.</b> Définition .....	6
<b>I. 3.</b> Description d'une antenne microruban .....	7
<b>I. 3. 1.</b> Forme des antennes imprimées.....	9
<b>I. 3. 2.</b> Choix du matériau de patch .....	10
<b>I. 3. 2. 1.</b> Les matériaux diélectriques utilisés .....	11
<b>I. 3. 2. 2.</b> Critères de choix du substrat.....	11
<b>I. 4.</b> Alimentation par contact .....	11
<b>I. 4. 1.</b> Alimentation par ligne microruban.....	11
<b>I. 4. 2.</b> Alimentation par sonde coaxiale .....	12
<b>I. 4. 3.</b> Alimentation par fibre optique .....	13
<b>I. 5.</b> Alimentation par proximité .....	14
<b>I. 5. 1.</b> Alimentation par couplage à travers une fente .....	14
<b>I. 5. 2.</b> Alimentation par couplage.....	15
<b>I. 5. 3.</b> Alimentation par guides d'ondes coplanaires.....	15
<b>I. 6.</b> Mécanisme du rayonnement.....	16
<b>I. 7.</b> Caractéristiques du rayonnement d'une antenne imprimée .....	18
<b>I. 7. 1.</b> Directivité .....	18
<b>I. 7. 2.</b> Gain .....	19
<b>I. 7. 3.</b> Diagramme de rayonnement.....	20

<b>I. 7. 4.</b>	La polarisation .....	23
<b>I. 7. 4. 1.</b>	La polarisation linéaire .....	24
<b>I. 7. 4. 2.</b>	La polarisation circulaire .....	25
<b>I. 8.</b>	Facteur de qualité .....	26
<b>I. 9.</b>	Problématique au niveau de la bande passante d'une antenne patch .....	26
<b>I. 10.</b>	Réseau d'antennes .....	28
<b>I. 10. 1.</b>	Analyse des réseaux d'antennes .....	28
<b>I. 10. 2.</b>	Type des réseaux d'antennes .....	28
<b>I. 11.</b>	Concept périodique .....	29
<b>I. 11. 1.</b>	Cas d'un réseau linéaire .....	29
<b>I. 11. 2.</b>	Réseau bidimensionnel (2D) .....	30
<b>I. 11. 3.</b>	Techniques d'alimentation d'un réseau linéaire.....	31
<b>I. 12.</b>	Concept log-périodique .....	33
<b>I. 12. 1.</b>	Antenne log périodique pour les applications de télésurveillance .....	33
<b>I. 12. 2.</b>	Antenne imprimée log-périodique basée sur des éléments d'arbres fractales .....	34
<b>I. 12. 3.</b>	Nouveau réseau d'antenne bowtie linéaire log-périodique en utilisant le model équivalent opérant dans la bande C et la bande Ku.....	37
<b>I. 12. 4.</b>	Conception d'un réseau d'antenne imprimée Log-périodique Dipôle avec gain élevé pour les applications à ondes millimétriques .....	40
<b>I. 13.</b>	Diviseur d'impédance .....	42
<b>I. 13. 1.</b>	Utilisation .....	43
<b>I. 14.</b>	Les coupleurs.....	44
<b>I. 14. 1.</b>	Coupleurs directifs (branche Line).....	44
<b>I. 14. 2.</b>	Le coupleur de Lange .....	45
<b>I. 14. 3.</b>	Coupleurs 0-180° en anneau.....	45
<b>I. 15.</b>	Spectre électromagnétique .....	46
<b>I. 15. 1.</b>	La bande S .....	48
<b>I. 15. 1. 1.</b>	Communication par satellite .....	49
<b>I. 15. 1. 2.</b>	Autres utilisations .....	49
<b>I. 15. 2.</b>	La bande C.....	50
<b>I. 15. 2. 1.</b>	L'IEEE C-BAND .....	50
<b>I. 15. 3.</b>	La bande X .....	51
<b>I. 15. 3. 1.</b>	Communication par satellite .....	51
<b>I. 15. 3. 2.</b>	Radar .....	51
<b>I. 15. 3. 3.</b>	Autres utilisations .....	51
<b>I. 16.</b>	Exemple des antennes fonctionnants dans les bandes du système GPS .....	52

<b>I. 17. Conclusion.....</b>	<b>54</b>
-------------------------------	-----------

## **Chapitre II : Modèle équivalent de l'antenne et réseaux d'antennes mono-couches log-périodiques : Analyse et résultats**

<b>II. 1. Introduction .....</b>	<b>62</b>
<b>II. 2. Modèle équivalent de l'antenne de forme carrée seule .....</b>	<b>62</b>
<b>II. 3. Modèle équivalent des réseaux log-périodiques .....</b>	<b>65</b>
<b>II. 4. Validation du modèle .....</b>	<b>68</b>
<b>II. 4. 1. Réseau d'antennes périodiques mono-couches .....</b>	<b>68</b>
<b>II. 4. 2. Réseau d'antennes log-périodiques mono-couches.....</b>	<b>69</b>
<b>II. 4. 2. 1. Réseau d'antennes fonctionnant dans la bande S .....</b>	<b>69</b>
<b>II. 4. 2. 1. Réseau d'antennes log-périodiques fonctionnant dans la bande C.....</b>	<b>74</b>
<b>II. 4. 2. 3. Réseau d'antennes log-périodiques fonctionnant dans la bande X.....</b>	<b>79</b>
<b>II. 5. Conclusion.....</b>	<b>84</b>

## **Chapitre III : Réseaux d'antennes Multi-couches log-périodiques : Résultats et Discussions**

<b>III. 1. Introduction .....</b>	<b>88</b>
<b>III. 2. Résultats de simulation.....</b>	<b>88</b>
<b>III. 2. 1. Réseau d'antennes fonctionnant en bande C.....</b>	<b>90</b>
<b>III. 2. 1. 1. Réseau d'antennes à 5 éléments.....</b>	<b>90</b>
<b>III. 2. 1. 2. Réseau d'antennes à 7 éléments.....</b>	<b>95</b>
<b>III. 2. 1. 3. Réseau d'antennes à 9 éléments.....</b>	<b>99</b>
<b>III. 2. 2. Réseau d'antennes fonctionnant en bande X.....</b>	<b>104</b>
<b>III. 2. 2. 1. Réseau d'antennes à 5 éléments.....</b>	<b>105</b>
<b>III. 2. 2. 2. Réseau d'antenne à 7 éléments .....</b>	<b>109</b>
<b>III. 2. 2. 3. Réseau d'antennes à 9 éléments.....</b>	<b>114</b>
<b>III. 2. 3. Réseaux log-périodiques linéaire 1×18 et plan 2×9 alimentés aux centre opérants en bande C et X .....</b>	<b>119</b>
<b>III. 2. 3. 1. Conception du diviseur .....</b>	<b>120</b>

III. 2. 3. 2.	Réseau log-périodique linéaire 1×18 alimenté au centre opérant en bande C et X.....	123
III. 2. 3. 3.	Réseaux log-périodique plan 2×9 alimenté au centre opérant en bande C et X.....	126
III. 3.	Comparaison entre les différents résultats .....	130
III. 4.	Conclusion.....	132

## **Chapitre IV : Conception des réseaux d’antennes multi-couches log-périodiques à polarisation circulaire pour système GPS**

IV. 1.	Introduction .....	136
IV. 2.	Le système GPS .....	136
IV. 2. 1.	Description du système GPS .....	136
IV. 2. 2.	La structure du signal GPS .....	137
IV. 3.	Réseau d’antennes log-périodique à polarisation circulaire pour système GPS .....	138
IV. 3. 1.	Procédure de conception .....	138
IV. 3. 2.	Réseaux d’antennes log-périodiques à polarisation circulaire pour système GPS par l’association des antennes multi-couches de forme carrée.....	140
IV. 3. 2. 1.	Polarisation circulaire droite RHCP.....	142
IV. 3. 2. 2.	Polarisation circulaire gauche LHCP.....	144
IV. 3. 3.	Réseaux d’antennes log-périodiques à polarisation circulaire pour système GPS par l’association des antennes multi-couches de forme en anneau .....	147
IV. 3. 3. 1.	Polarisation circulaire droite RHCP.....	149
IV. 3. 3. 2.	Polarisation circulaire gauche LHCP.....	151
IV. 4.	Conclusion.....	154
	Conclusion générale .....	156
	Annexe I.....	158
	Annexe II.....	164
	Annexe III .....	166
	Liste des travaux scientifiques .....	172

# Liste des figures

## Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées

<b>Figure. I. 1.</b>	Antennes dans un environnement urbain.....	6
<b>Figure. I. 2.</b>	Schéma descriptif d'une structure imprimée .....	7
<b>Figure. I. 3.</b>	Schéma descriptif d'une structure imprimée .....	8
<b>Figure. I. 4.</b>	Les différentes formes d'une antenne imprimée .....	9
<b>Figure. I. 5.</b>	Alimentation par ligne microruban, (a) Axiale, (b) Décalée, (c) Axiale avec encoche.....	12
<b>Figure. I. 6.</b>	Alimentation par sonde coaxiale .....	13
<b>Figure. I. 7.</b>	Alimentation par fibre optique .....	13
<b>Figure. I. 8.</b>	Alimentation par fente .....	14
<b>Figure. I. 9.</b>	Alimentation par couplage.....	15
<b>Figure. I. 10.</b>	Alimentation par guides d'ondes coplanaires.....	16
<b>Figure. I. 11.</b>	Mécanisme de rayonnement .....	17
<b>Figure. I. 12.</b>	Couverture en fonction des diagrammes de rayonnement d'antennes .....	18
<b>Figure. I. 13.</b>	Différents types de liaisons.....	19
<b>Figure. I. 14.</b>	Vue 3D du diagramme de rayonnement et coupes d'un dipôle .....	21
<b>Figure. I. 15.</b>	Diagramme de rayonnement d'une antenne directive .....	22
<b>Figure. I. 16.</b>	Rotation d'une onde électromagnétique.....	23
<b>Figure. I. 17.</b>	Onde elliptique .....	24
<b>Figure. I. 18.</b>	Techniques d'élargissement de la bande passante .....	27
<b>Figure. I. 19.</b>	Réseau d'antennes linéaire .....	29
<b>Figure. I. 20.</b>	Antenne réseau bidimensionnel .....	30
<b>Figure. I. 21.</b>	Alimentation parallèle de $2^2$ éléments rayonnants pour étages de diviseurs de puissance .....	32
<b>Figure. I. 22.</b>	Combinaisons de deux types d'alimentations .....	32
<b>Figure. I. 23.</b>	Géométrie de l'antenne. (a) Vue de face, (b) Vue arrière .....	33
<b>Figure. I. 24.</b>	Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne .....	34
<b>Figure. I. 25.</b>	Antenne imprimé log-périodique conventionnelle pour les applications UHF avec un gain de 7 dBi .....	35
<b>Figure. I. 26.</b>	Antenne imprimé log-périodique basée sur les éléments fractales.....	35



<b>Figure. I. 27.</b>	Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés à 480 MHz entre l'antenne imprimée log périodique classique et l'antenne imprimée log périodique fractale.....	36
<b>Figure. I. 28.</b>	Prototype de l'antenne imprimée log périodique à base d'éléments fractals ..	36
<b>Figure. I. 29.</b>	Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne : résultat simulé et mesuré ..	37
<b>Figure. I. 30.</b>	Prototype du réseau d'antenne bowtie fabriqué log-périodique. (a) réseau en bande C (liaison descendante). (b) réseau en bande Ku.....	38
<b>Figure. I. 31.</b>	(a) Résultats de mesure et de simulation obtenus par CST Microwave studio, Momentum et l'approche de circuit équivalent du réseau présenté sur la figure I. 30 (a). (b) Variations S11 en fonction de la fréquence (théorique, simulé et mesuré) du réseau présenté dans la Figure I. 30 (b).....	39
<b>Figure. I. 32.</b>	Schéma de l'antenne PLPDA proposée. (a) en vue de dessus, (b) vue de dessous, et (c) photographie du prototype de l'antenne PLPDA fabriquée ....	41
<b>Figure. I. 33.</b>	Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne : résultat simulé et mesuré ..	42
<b>Figure. I. 34.</b>	Diviseur de puissance à $n$ étages et $2^n$ voies.....	43
<b>Figure. I. 35.</b>	Schéma d'un coupleur directif.....	44
<b>Figure. I. 36.</b>	Coupleur hybride en anneau ou coupleur rat-race.....	45
<b>Figure. I. 37.</b>	Spectre électromagnétique.....	46
<b>Figure. I. 38.</b>	Géométrie de l'antenne double couche. (a) antenne supérieure, (b) combinaison des deux antennes, (c) antenne inférieure.....	52
<b>Figure. I. 39.</b>	(a) Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence. (b) Impédance d'entrée .....	53

## **Chapitre II : Modèle équivalent de l'antenne et réseaux d'antennes mono-couches log-périodiques : Analyse et résultats**

<b>Figure II. 1.</b>	(a) Configuration de la ligne microrubans les lignes du champ électrique correspondantes. (c) le circuit équivalent correspondant de la ligne microruban d'alimentation sous le simulateur ADS .....	63
<b>Figure II. 2.</b>	(a) Géométrie 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 micro-ruban d'alimentation .....	64
<b>Figure II. 3.</b>	(a) La géométrie du réseau d'antennes log-périodiques mono-couches à éléments rayonnant de forme carrée. (b) Circuit équivalent du réseau log-périodique.....	67
<b>Figure II. 4.</b>	Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes .....	68

<b>Figure II. 5.</b>	(a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par : $W_1=46.07$ mm, $W_2=42.26$ mm, $W_3=38.71$ mm, $W_4=35.57$ mm, $W_5=32.67$ mm, $W_6=29.91$ mm, $W_7=27.42$ mm, $W_8=25.10$ mm et $W_9=23.03$ mm.....	70
<b>Figure II. 6.</b>	Coefficients de réflexion à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande S obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	71
<b>Figure II. 7.</b>	Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande S obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	72
<b>Figure II. 8.</b>	Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure II. 5 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	72
<b>Figure II. 9.</b>	Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure II. 5 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	73
<b>Figure II. 10.</b>	(a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par : $W_1=20.29$ mm, $W_2=19.43$ mm, $W_3=18.61$ mm, $W_4=17.78$ mm, $W_5=17.06$ mm, $W_6=16.30$ mm, $W_7=15.69$ mm, $W_8=14.93$ mm et $W_9=14.37$ mm.....	75
<b>Figure II. 11.</b>	Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	76
<b>Figure II. 12.</b>	Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	77
<b>Figure II. 13.</b>	Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure II. 10 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	77
<b>Figure II. 14.</b>	Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure II. 10 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.....	78
<b>Figure II. 15.</b>	(a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par : $W_1=10.23$ mm, $W_2=9.98$ mm, $W_3=9.74$ mm, $W_4=9.49$ mm, $W_5=9.26$ mm, $W_6=9.03$ mm, $W_7=8.80$ mm, $W_8=8.59$ mm et $W_9=8.37$ mm.....	80
<b>Figure II. 16.</b>	Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	81
<b>Figure II. 17.</b>	Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments présenté sur la figure II. 15 fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.....	82
<b>Figure II. 18.</b>	Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure II. 15 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	82
<b>Figure II. 19.</b>	Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure II. 9 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	83

## Chapitre III : Réseaux d'antennes Multi-couches log-périodiques : Résultats et Discussions

<b>Figure III. 1.</b>	Configuration de l'antenne utilisée. (a) Vue de coupe. (b) Vue dessus .....	89
<b>Figure III. 2.</b>	Coefficients de réflexion de chaque antenne .....	91
<b>Figure III. 3.</b>	(a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à cinq (5) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par : $W_1=26.12$ mm, $W_2=23.96$ mm, $W_3=21.98$ mm, $W_4=20.17$ mm et $W_5=18.50$ mm.....	92
<b>Figure III. 4.</b>	Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à cinq (5) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	93
<b>Figure III. 5.</b>	Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à cinq (5) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	93
<b>Figure III. 6.</b>	Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 3 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	94
<b>Figure III. 7.</b>	Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 3 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	95
<b>Figure III. 8.</b>	Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne .....	96
<b>Figure III. 9.</b>	(a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à sept (7) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par : $W_1=26.12$ mm, $W_2=24.66$ mm, $W_3=23.28$ mm, $W_4=21.98$ mm, $W_5=20.07$ mm, $W_6=19.59$ mm et $W_7=18.49$ mm .....	96
<b>Figure III. 10.</b>	Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à sept (7) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	97
<b>Figure III. 11.</b>	Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à sept (7) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	98
<b>Figure III. 12.</b>	Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 9 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	98
<b>Figure III. 13.</b>	Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 9 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	99
<b>Figure III. 14.</b>	Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne .....	100
<b>Figure III. 15.</b>	(a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par : $W_1=26.12$ mm, $W_2=25.01$ mm, $W_3=23.96$ mm, $W_4=22.95$ mm, $W_5=21.98$ mm, $W_6=21.06$ mm, $W_7=20.17$ mm, $W_8=13.32$ mm et $W_9=18.50$ mm .....	101
<b>Figure III. 16.</b>	Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	102

<b>Figure III. 17.</b>	Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	103
<b>Figure III. 18.</b>	Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 15 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	103
<b>Figure III. 19.</b>	Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 15 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.....	104
<b>Figure III. 20.</b>	Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.....	105
<b>Figure III. 21.</b>	(a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à cinq (5) éléments. (b) Masque du réseau d'antennes à 5 éléments sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par : $W_1=13.17$ mm, $W_2=12.52$ mm, $W_3=11.91$ mm, $W_4=11.32$ mm et $W_5=10.77$ mm .....	106
<b>Figure III. 22.</b>	Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à cinq (5) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	107
<b>Figure III. 23.</b>	Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à cinq (5) éléments fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	108
<b>Figure III. 24.</b>	Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 21 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	108
<b>Figure III. 25.</b>	Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 21 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.....	109
<b>Figure III. 26.</b>	Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.....	110
<b>Figure III. 27.</b>	(a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à sept (7) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par : $W_1=13.17$ mm, $W_2=12.74$ mm, $W_3=12.32$ mm, $W_4=11.91$ mm, $W_5=11.52$ mm, $W_6=11.14$ mm et $W_7=10.78$ mm .....	111
<b>Figure III. 28.</b>	Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à sept (7) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	112
<b>Figure III. 29.</b>	Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à sept (7) éléments fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	113
<b>Figure III. 30.</b>	Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 27 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	113
<b>Figure III. 31.</b>	Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 27 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.....	114
<b>Figure III. 32.</b>	Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.....	115
<b>Figure III. 33.</b>	(a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à sept (7) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par : $W_1=13.17$ mm, $W_2=12.84$ mm, $W_3=12.52$ mm, $W_4=12.21$ mm, $W_5=11.91$ mm, $W_6=11.61$ mm, $W_7=11.32$ mm, $W_8=11.05$ mm et $W_9=10.77$ mm .....	116

<b>Figure III. 34.</b>	Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	117
<b>Figure III. 35.</b>	Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	117
<b>Figure III. 36.</b>	Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 33 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software .....	118
<b>Figure III. 37.</b>	Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 33 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.....	119
<b>Figure III. 38.</b>	(a) Modèle équivalent du diviseur d'alimentation de réseaux log-périodiques linéaire 1×18 opérants en bande C et X. (b) Masque du diviseur d'alimentation de réseaux log-périodiques linéaire 1×18 opérants en bande C et X .....	120
<b>Figure III. 39.</b>	(a) Modèle équivalent du diviseur d'alimentation de réseaux log-périodiques plan 2×9 opérants en bande C et X. (b) Masque du diviseur d'alimentation de réseaux log-périodiques linéaire 2×9 opérants en bande C et X.....	121
<b>Figure III. 40.</b>	Coefficient de réflexion et de transmission du diviseur de puissance pour l'alimentation de réseau log-périodique linéaire 1×18 opérant en bande C et X .....	122
<b>Figure III. 41.</b>	Coefficient de réflexion et de transmission du diviseur de puissance pour l'alimentation de réseau log-périodique plan 2×9 opérant en bande C et X .....	122
<b>Figure III. 42.</b>	(a) Schéma équivalent du réseau log-périodique linéaire 1×18 alimenté au centre opérant en bande C et X. (b) Masque du réseau log-périodique linéaire 1×18 alimenté au centre opérant en bande C et X.....	123
<b>Figure III. 43.</b>	Coefficients de réflexion obtenus par simulation du réseau log-périodique linéaire 1×18 alimenté au centre opérant en bande C et X respectivement par notre modèle équivalent et Momentum.....	124
<b>Figure III. 44.</b>	Rapport d'ondes stationnaires obtenues par simulation du réseau log-périodique linéaire 1×18 alimenté au centre opérant en bande C et X respectivement par notre modèle équivalent et Momentum .....	125
<b>Figure III. 45.</b>	Phases réfléchies obtenus par simulation issues respectivement par notre modèle équivalent et Momentum du réseau présenté sur la figure III. 42 ...	125
<b>Figure III. 46.</b>	Lieux d'impédances d'entrée obtenus par simulation issues respectivement par notre modèle équivalent et Momentum du réseau présenté sur la figure III. 42 .....	126
<b>Figure III. 47.</b>	(a) Schéma équivalent du réseau log-périodique plan 2×9 alimenté au centre opérant en bande C et X. (b) Masque du réseau log-périodique plan 2×9 alimenté au centre opérant en bande C et X.....	127
<b>Figure III. 48.</b>	Coefficients de réflexion obtenus par simulation du réseau log-périodique plan 2×9 alimenté au centre opérant en bande C et X respectivement par notre modèle équivalent et Momentum.....	128

<b>Figure III. 49.</b>	Rapports d'ondes stationnaires obtenus par simulation du réseau log-périodique plan $2 \times 9$ alimenté au centre opérant en bande C et X respectivement par notre modèle équivalent et Momentum .....	129
<b>Figure III. 50.</b>	Phases réfléchies obtenus par simulation issues respectivement par notre modèle équivalent et Momentum du réseau présenté sur la figure III. 47 ...	129
<b>Figure III. 51.</b>	Lieux d'impédances d'entrée obtenus par simulation issues respectivement par notre modèle équivalent et Momentum du réseau présenté sur la figure III. 47 .....	130

## **Chapitre IV : Conception des réseaux d'antennes multi-couches log-périodiques à polarisation circulaire pour système GPS**

<b>Figure IV. 1.</b>	Schéma bloc du circuit d'alimentation pour l'obtention de la polarisation circulaire.....	139
<b>Figure IV. 2.</b>	(a) Masque du circuit à polarisation circulaire droite.(b) Masque du circuit à polarisation circulaire gauche.....	140
<b>Figure IV. 3.</b>	Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.....	141
<b>Figure IV. 4.</b>	Masque du réseau d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire droite RHCP .....	142
<b>Figure IV. 5.</b>	Coefficient de réflexion pour le réseau à polarisation circulaire droite RHCP. ....	143
<b>Figure IV. 6.</b>	Rapport axial ( $f = 1.227$ GHz). (a) Plan E; (b) Plan H.....	143
<b>Figure IV. 7.</b>	Rapport axial ( $f = 1.575$ GHz). (a) Plan E; (b) Plan H.....	144
<b>Figure IV. 8.</b>	Masque du réseau d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire gauche LHCP.....	145
<b>Figure IV. 9.</b>	Coefficient de réflexion pour le réseau à polarisation circulaire gauche LHCP .....	145
<b>Figure IV. 10.</b>	Rapport axial ( $f = 1.227$ GHz). (a) Plan E; (b) Plan H.....	146
<b>Figure IV. 11.</b>	Rapport axial ( $f = 1.575$ GHz). (a) Plan E; (b) Plan H.....	146
<b>Figure IV. 12.</b>	Géométrie de l'antenne en anneau.....	147
<b>Figure IV. 13.</b>	Coefficient de réflexion à l'entrée de chaque antenne .....	148
<b>Figure IV. 14.</b>	Masque du réseau d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire droite RHCP .....	149
<b>Figure IV. 15.</b>	Coefficient de réflexion pour le réseau à polarisation circulaire droite RHCP. ....	149
<b>Figure IV. 16.</b>	Rapport axial ( $f = 1.227$ GHz). (a) Plan E; (b) Plan H.....	150
<b>Figure IV. 17.</b>	Rapport axial ( $f = 1.575$ GHz). (a) Plan E; (b) Plan H.....	150

<b>Figure IV. 18.</b> Masque du réseau d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire gauche LHCP.....	151
<b>Figure IV. 19.</b> Coefficient de réflexion pour le réseau à polarisation circulaire gauche LHCP.....	152
<b>Figure IV. 20.</b> Rapport axial ( $f = 1.227$ GHz). (a) Plan E; (b) Plan H.....	152
<b>Figure IV. 21.</b> Rapport axial ( $f = 1.575$ GHz). (a) Plan E; (b) Plan H.....	153

# Liste des tableaux

## Chapitre I : Généralités sur les antennes imprimées

<b>Tableau I. 1.</b> Les bandes de fréquences IEEE.....	48
<b>Tableau I. 2.</b> Caractéristiques de l'antenne GPS <sub>1</sub> -GPS <sub>2</sub> .....	53

## Chapitre II : Modèle équivalent de l'antenne et réseaux d'antennes mono-couches log-périodiques : Analyse et résultats

<b>Tableau II. 1.</b> Fréquences et dimensions des éléments rayonnants .....	69
<b>Tableau II. 2.</b> Fréquences et dimensions des éléments rayonnants .....	74
<b>Tableau II. 3.</b> Fréquences et dimensions des éléments rayonnants .....	79

## Chapitre III : Réseaux d'antennes Multi-couches log-périodiques : Résultats et Discussions

<b>Tableau III. 1.</b> Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.....	91
<b>Tableau III. 2.</b> Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.....	95
<b>Tableau III. 3.</b> Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.....	100
<b>Tableau III. 4.</b> Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.....	105
<b>Tableau III. 5.</b> Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.....	110
<b>Tableau III. 6.</b> Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.....	115
<b>Tableau III. 7.</b> Comparaison entre les différents résultats.....	131

## Chapitre IV : Conception des réseaux d'antennes multi-couches log-périodiques à polarisation circulaire pour système GPS

<b>Tableau IV. 1.</b> Caractéristiques des signaux GPS L1, L2, des codes P(Y), C/A et du message de navigation .....	138
<b>Tableau IV. 2.</b> Fréquences et dimensions des éléments rayonnants .....	141
<b>Tableau IV. 3.</b> Fréquences et dimensions des éléments rayonnants .....	148



# Introduction Générale

Depuis peu de temps, le domaine des télécommunications connaît un essor sans précédent et des services de plus en plus variés (services multimédia interactif, téléphonie mobile...etc) se voient proposés par de nombreux systèmes (systèmes satellitaires, GSM, GPS) permettant ainsi au grand public d'accéder à ces nouvelles technologies.

La transmission et la réception des données se font à travers des supports de communication, parmi ceux utilisés on a la fibre optique, les câbles coaxiaux et les lignes de cuivre. Mais ils s'avèrent coûteux à l'installation. Un autre moyen plus souple, plus rapide et économique est la communication sans-fil par faisceaux hertziens dans laquelle la transmission des informations se fait en espace libre à travers des antennes.

L'incroyable essor des télécommunications et les avancées dans le domaine de l'intégration des circuits radiofréquences ont conduit au cours des dernières années au développement rapide de multiples technologies sans-fil telles que wifi, Bluetooth, RFID, Wimax, téléphonie mobile. 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.

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.

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

Pour répondre aux exigences de l'industrie de développement des télécommunications pour des applications aérospatiales, militaires et aéronautiques, plusieurs recherches ont été menées pour arriver à une antenne microruban optimale. Ce type

d'antennes s'adapte facilement aux surfaces planes et non planes et présentent une grande robustesse et flexibilité lorsqu'il est monté sur des surfaces rigides.

Les antennes imprimées sont également très performantes en matière de résonance, d'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement. Les inconvénients majeurs des antennes imprimées résident dans leur faible pureté de polarisation et une bande passante étroite. Ainsi, les études et les réalisations s'intensifient et visent de nombreuses utilisations dans les domaines civils, militaires et médicaux. Plusieurs études de structures imprimées ont été réunies dans un numéro spécial de D. M. POZAR et dans deux livres, celui d'I. J. BAHL et P. BHARTIA et celui de J. R. James et al.

Pour répondre aux nombreuses contraintes commandées par les nouveaux systèmes de télécommunications, comme : un gain moyen ( $\sim 30$  dB pour les réseaux), une limitation des puissances transmises à quelques dizaines de watts. L'association en réseau de plusieurs éléments rayonnants permet de répondre à ces limitations et l'amélioration de ses performances. Elle a été démontrée par les résultats des travaux présentés par HOWELL et SANFORD, qui ont prouvé que l'élément microbande peut être utilisé pour la conception de réseaux d'antennes.

Malheureusement, ce type d'antennes présente certains inconvénients : ils provoquent un encombrement du spectre fréquentiel (le nombre, le volume et l'interactivité grandissante des services applications multimédia et Internet obligent à utiliser des nombres et des bandes de fréquences utiles plus larges et donc à se positionner vers des plages de fréquences toujours plus élevées). Une importante quantité d'informations (parole, vidéo, images ...) doit être rapidement transmise, nécessitant des débits de communications de plus en plus élevé (170 Kbits/s pour le GPRS, 2 Mbits/s pour l'UMTS, 11 Mbits/s pour le WLAN imposant un fonctionnement sur de larges de fréquences (quelques centaines de mégahertz à quelques gigahertz). Pour répondre à cette contrainte de l'augmentation de la bande passante, il existe plusieurs techniques. Celle adoptée, dans les travaux de cette thèse est la multicouches.

L'autre méthode utilisée est l'association en réseau de plusieurs éléments rayonnants dans un concept log-périodique. Le réseau est alors constitué d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions par un facteur. Ces éléments se répètent ainsi avec une période 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.

Ces antennes et réseaux d'antennes requièrent des méthodes de modélisation afin de permettre une analyse de leurs performances en termes d'adaptation en particulier et de rayonnement de façon générale. Ces méthodes d'analyses sont classées en deux catégories : les méthodes simples et les méthodes rigoureuses. Ces dernières (la méthode des moments, la méthode des éléments finis, FDTD, FIT, WCP...etc) sont très employées dans la plupart des outils de CAO (Conception Assisté par Ordinateur), en raison de leur précision en terme des résultats en comparaison avec les méthodes classiques. Malheureusement, pour la conception des réseaux d'antennes avec des géométries complexes, ces dernières deviennent obsolètes. Afin de préconiser une solution convenable et adéquate donnant un compromis entre l'exactitude et la précision, nous proposons une méthode opérant en analyse et synthèse basée sur les modèles équivalents.

Effectivement, ce travail de thèse qui constitue une suite de celui de thèse de magister et contribution aux développement des modèles équivalents pour l'optimisation et la conception des topologies innovants destinées aux applications de télécommunications spatiales. Différentes topologies des réseaux log-périodiques mono-couches et multi-couches ont été optimisées pour une opération adéquate dans les bandes des fréquences souhaitées. Il s'agit des bandes les plus répandue dans le domaine spatial à savoir la bande S, C et X en polarisation linéaire et circulaire pour système GPS par une configuration d'une antenne carré et en anneau multi-couches.

Cette thèse est scindée en quatre chapitres. Le premier chapitre proposera un état de l'art des antennes imprimées. Tout d'abord, on abordera ce chapitre par la description des antennes imprimées, leurs formes, le matériau utilisé. Ensuite nous allons exposer les différentes techniques d'alimentations. Le mécanisme de rayonnement sera également illustré au cours de ce chapitre. Nous allons, par la suite, présenter les caractéristiques de rayonnement de l'antenne ainsi que les différents types de polarisation. Nous allons également passer en revue les techniques d'amélioration de la bande passante. Puis, la théorie des réseaux d'antennes sera présentée, suivie par le concept log-périodique. Des exemples de la littérature seront également illustrés. Un bref panorama sur les coupleurs, les bandes de fréquences utilisées comme applications va être ajouté à ce chapitre. Un seul exemple sur une antenne pour système GPS sera également présenté. Ce chapitre se terminera par une conclusion.

Dans le deuxième chapitre, le formalisme théorique du modèle de la ligne de transmission appliqué aux réseaux d'antennes mono-couches log-périodiques sera présenté et les différents résultats de simulation de ces différents réseaux dédiés aux applications spatiales opérants respectivement en bande S, C et X en se basant sur le modèle équivalent seront exposés. Les réseaux en question ont été associés en arrangement log-périodiques avec neuf éléments rayonnants. Afin de montrer l'efficacité et la crédibilité du modèle proposé, une comparaison a été effectuée avec le simulateur ADS/Momentum d'Agilent Software. Des références bibliographiques seront rajoutées à la fin de ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous allons exposer les différents résultats de simulation des réseaux log-périodiques multi-couches alimentés par ligne micro-ruban issus du modèle équivalent ainsi que la méthode des moments du simulateur Momentum d'Agilent Software. Bien entendu, nous allons schématiser respectivement les coefficients de réflexions de chaque antenne, le schématique et le masque du réseau. Nous allons également présenter les coefficients de réflexion du réseau ainsi que la phase réfléchie et les lieux d'impédance d'entrée de ces différents réseaux d'antennes. Les bandes de fréquences ciblées par cette simulation sont la bande C, la bande X mono-bandes et les réseaux multi-bandes opérants en bande C et X avec alimentation hybride en arborescence et en série. Des références bibliographiques seront rajoutées à la fin de ce chapitre.

Dans le quatrième chapitre, nous allons réaliser par simulation la conception des réseaux d'antennes log-périodiques fonctionnant dans les deux bandes d'opération du système GPS à polarisation circulaire, et ceci par l'association des éléments rayonnants de type multi-couches alimentés à travers une fente dans le plan de masse, les éléments sont de type de forme carré et en anneaux. Afin de valider le modèle proposé, une méthode rigoureuse, celle des moments, a été retenue. Nous allons terminer ce chapitre par des références bibliographiques.

Cette thèse se terminera par une conclusion générale, une annexe sur la présentation de la méthode des moments qui été largement employée durant cette thèse.

# Chapitre I

## Généralités sur les Antennes Imprimées

*Résumé : Le premier chapitre propose un état de l'art des antennes imprimées. Tout d'abord, on commence ce chapitre par la description des antennes imprimées, leurs formes, le matériau utilisé. Ensuite nous allons exposer les différentes techniques d'alimentations. Le mécanisme de rayonnement sera également illustré au cours de ce chapitre. Nous allons, par la suite, présenter les caractéristiques de rayonnement de l'antenne ainsi que les différents types de polarisation. Nous allons également passer en revue les techniques d'amélioration de la bande passante. Puis, la théorie des réseaux d'antennes sera présentée, suivie par le concept log-périodique. Des exemples de la littérature seront également illustrés. Un bref panorama sur les coupleurs, les bandes de fréquences utilisées comme applications va être ajouté à ce chapitre. Un seul exemple sur une antenne pour système GPS sera également présenté. Ce chapitre se terminera par une conclusion.*

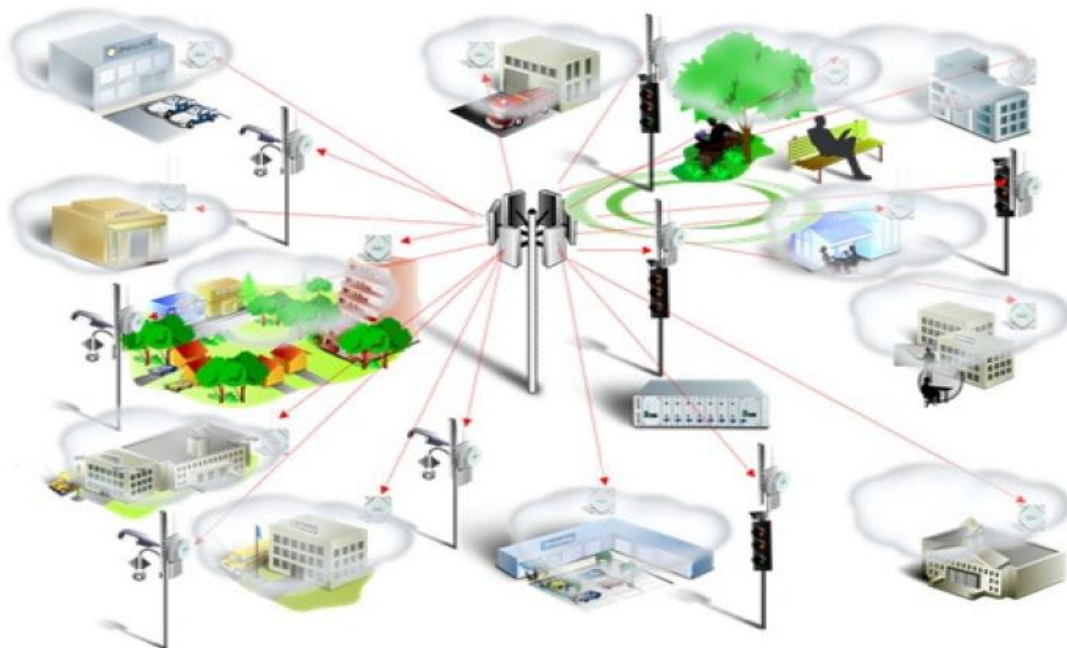
## I. 1. Introduction

Récemment, les réseaux sans fil se développent de plus en plus en terme de nombre de connexions et de nombre d'applications couvertes, aussi bien qu'en qualité de liaisons. La transmission par onde électromagnétique est considérée comme un support principal de cette génération de télécommunications au lieu des câbles et des liaisons filaires. L'efficacité de ces réseaux est totalement dépendante des performances des éléments les constituant, en particulier les antennes.

Pour l'établissement d'une liaison entre deux ou plusieurs points, l'antenne est constituée comme élément important, là où les supports de communication habituels (câbles, fibres optiques...) sont difficiles voire impossibles à mettre en œuvre. Elle assure ainsi les fonctions d'émission et de réception des ondes électromagnétiques véhiculant le signal dans l'espace libre. Différents types d'antennes peuvent être utilisées telles que les antennes imprimées [1].

## I. 2. Définition

Les antennes font maintenant partie intégrante de notre quotidien comme le montre la figure I. 1 [2].



**Figure. I. 1.** Antennes dans un environnement urbain.

On définit une antenne comme étant un transducteur entre la liaison de transmission connectée au système avec lequel il fonctionne et le milieu de propagation. En effet, une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace. Par conséquent, une antenne est un dispositif permettant de recevoir et d'émettre les ondes radioélectriques, donc de transformer l'énergie guidée en énergie rayonnée et vice versa. Aussi, ce dispositif est en général réciproque. S'il est utilisé pour transmettre l'énergie électromagnétique d'une source radioélectrique vers le milieu de propagation, on l'appelle antenne d'émission. Si c'est l'inverse, on l'appelle antenne de réception.

Ses principaux rôles sont [3] :

- permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation,
- assure la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées,
- transmettre le plus fidèlement possible une information.

### I. 3. Description d'une antenne microruban

La structure de base d'une ligne microruban est illustrée à la figure I. 2.

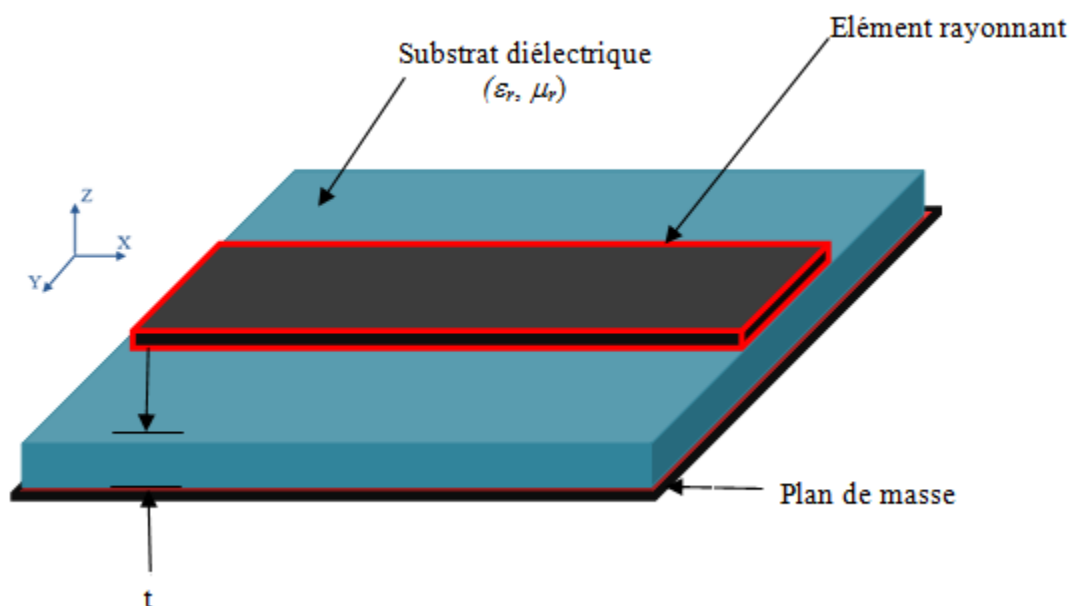


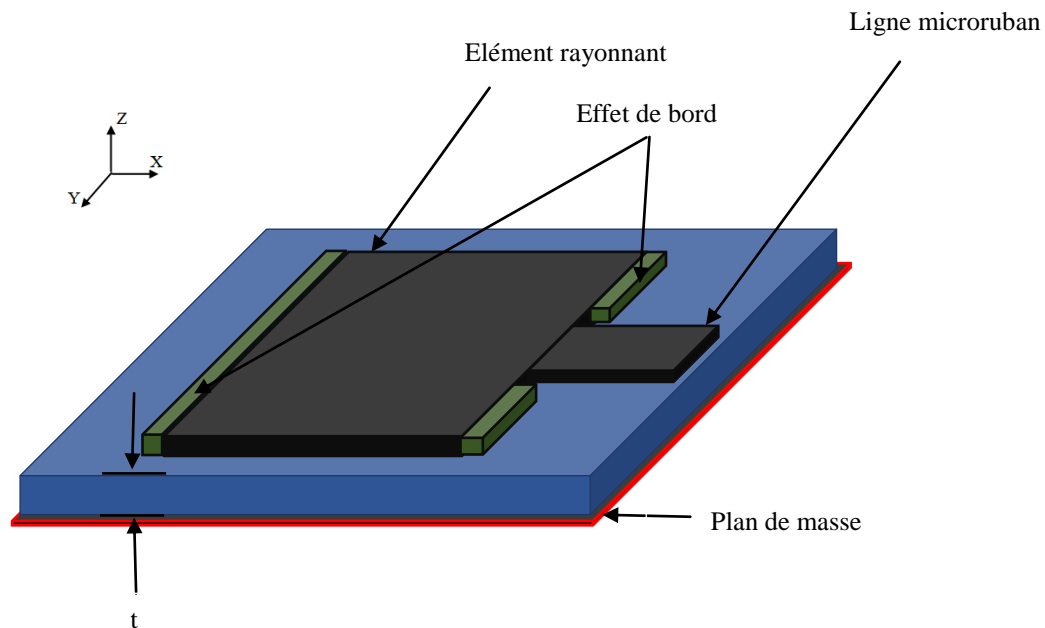
Figure. I. 2. Schéma descriptif d'une structure imprimée.

La ligne microruban est constituée d'un élément rayonnant (ruban) déposé sur un substrat diélectrique d'épaisseur «  $t$  », au-dessus d'un plan de masse. L'épaisseur du substrat à «  $t$  » est proportionnel à la longueur d'onde, il est généralement compris entre  $0.003\lambda_0 - 0.05\lambda_0$  [4]. Tant que les dimensions et la permittivité relative restent constantes aucun rayonnement ne va apparaître.

Le ruban et le plan de masse forment une ligne de transmission qui amène l'énergie avec une onde quasi-TEM. Le microruban va rayonner en modifiant la forme de la ligne et cela dû à l'effet du bord ce qui signifie que des éléments  $\Delta l$  vont s'ajouter à l'extrémité de l'antenne, comme on peut voir dans la figure I.3, qui montre l'allure d'une antenne imprimée rectangulaire. La discontinuité introduite par le changement rapide de la largeur de la ligne rayonne [5].

En général, le carré, le rectangle, le disque ou l'anneau sont les formes courantes des éléments rayonnants utilisés. Pour répondre à certaines contraintes spécifiques de fonctionnement, comme pour la polarisation circulaire, des géométries plus complexes sont envisagées [6].

Toutes les antennes microruban sont en fait des discontinuités qui rayonnent. La forme de la discontinuité est choisie pour que le maximum de rayonnement soit celui demandé [5].



**Figure. I. 3.** Schéma descriptif d'une structure imprimée.

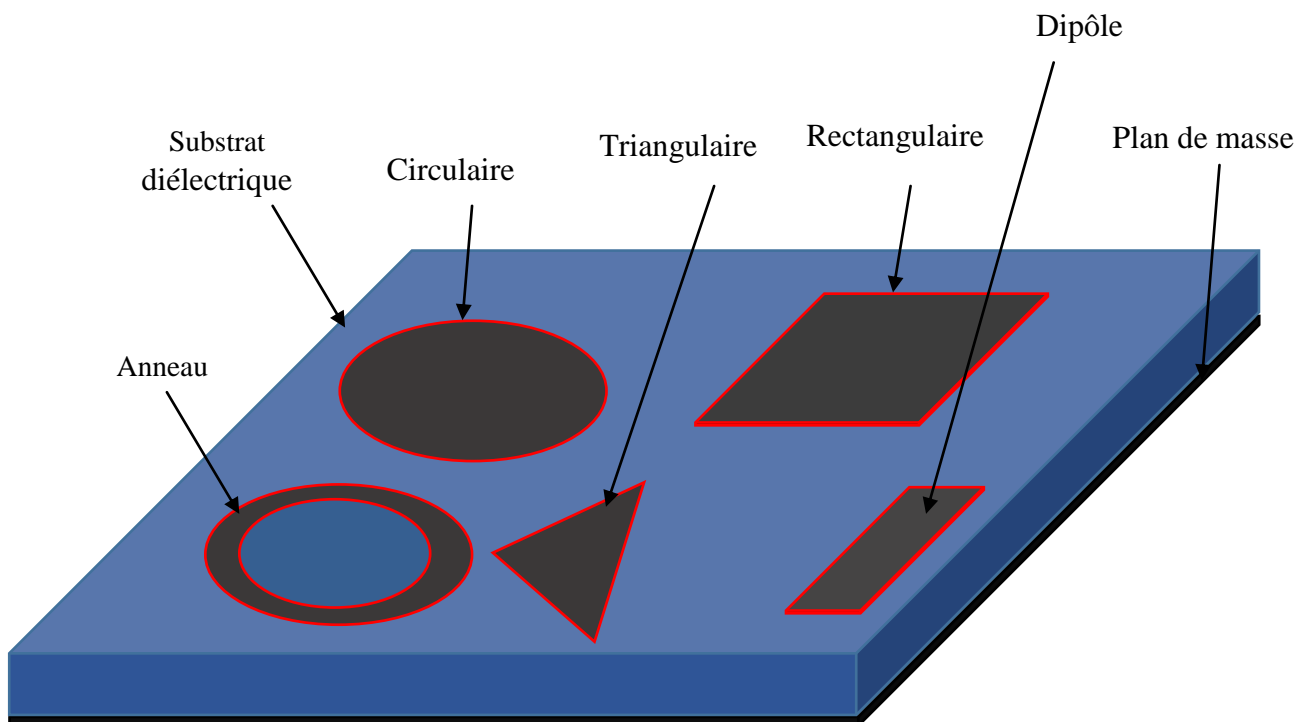


### I. 3. 1. Forme des antennes imprimées

Les antennes imprimées peuvent prendre des formes géométriques arbitraires. Parmi les formes les plus utilisées, on distingue : la forme circulaire, la forme rectangulaire qui est préférable à cause des dimensions encombrantes de la circulaire. Cependant, dans certaines applications, l'antenne microruban circulaire [7] offre des performances meilleures que celle de l'antenne rectangulaire. En outre, l'antenne circulaire présente l'avantage de pouvoir obtenir la polarisation circulaire. L'antenne microruban circulaire a fait l'objet d'un grand nombre de recherche durant ces dernières années.

La forme triangulaire a également été prise en considération par certains auteurs [8-9]. 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 [10].

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. 4.** Les différentes formes d'une antenne imprimée.

### I. 3. 2. Choix du matériau de patch

Les matériaux peuvent alors être classés suivant leur susceptibilité et leurs variations en fonction de différents facteurs physiques. Lors du passage de l'onde dans l'antenne, le conducteur de patch s'échauffe et la chaleur est alors dissipée par effet Joule [11]. La conductivité d'un supraconducteur en hyperfréquence n'étant pas infinie, on s'attend à ce qu'il se comporte comme un métal normal bon conducteur. L'impédance de surface est définie comme le rapport des composantes parallèles des champs électrique et magnétique ; on montre que pour un métal normal, elle est liée à la conductivité par :

$$Z_s = \frac{E_{\parallel}}{H_{\parallel}} \sqrt{\frac{i\omega\mu_0}{\sigma}} \quad (\text{I. 1})$$

Avec :

- $\sigma$  : La conductivité du matériau.
- $\mu_0$ : Perméabilité absolue
- $\omega$ : La fréquence du travail.
- $E_{\parallel}$ : Composantes parallèles des champs électriques
- $H_{\parallel}$ : Composantes parallèles des champs magnétiques

A partir de la formule ci-dessus, l'impédance tend vers 0 lorsque  $\omega$  tend vers 0 (basses fréquences). Dans le cas des hautes fréquences, la résistance de surface augmente, cette augmentation conduisant à une puissance dissipée par unité de surface est donnée par :

$$P = \frac{1}{2} R_s H_{\parallel}^2 \quad (\text{I. 2})$$

Avec :

- $H_{\parallel}$ : Composantes parallèles des champs magnétiques.

Afin de diminuer la puissance dissipée ou bien les pertes métalliques dans les dispositifs hyperfréquences, plusieurs auteurs ont proposé d'utiliser des supraconducteurs et particulièrement des céramiques à haute température critique [11-12].

### **I. 3. 2. 1. Les matériaux diélectriques utilisés**

Le substrat joue un rôle double dans la technologie microruban. Il est à la fois un matériau diélectrique, où viennent se graver les circuits, et une pièce mécanique qui joue un rôle de support mécanique car il supporte la structure. Cela implique des exigences à la fois sur le plan mécanique et électrique parfois difficiles à concilier. D'épaisseur généralement faible devant la longueur d'onde de fonctionnement ( $h \ll \lambda$ ), le substrat diélectrique affecte le comportement et les performances électromagnétiques de l'antenne. On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ( $\tan \delta < 10^{-3}$ ) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ( $\epsilon_r < 3$ ) qui améliorent le rayonnement tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une hauteur donnée [13].

### **I. 3. 2. 2. Critères de choix du substrat**

La conception des antennes microruban dans le domaine des ondes millimétriques est guidée par les critères suivants pour le choix du substrat :

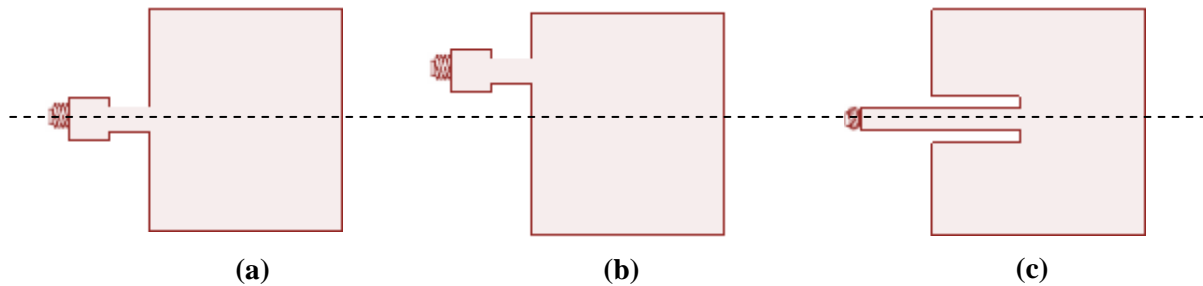
- Possibilité d'excitation par onde de surface.
- Effets de la constante et de la tangente de perte diélectrique sur la dispersion.
- Importance des pertes par diélectrique et par conducteur.
- Anisotropie dans le substrat.
- Effets de l'environnement tels que la température, l'humidité,
- Conditions mécaniques : Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques, conserver sa forme originelle. Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus parfait possible.
- Coût de fabrication.

## **I. 4. Alimentation par contact**

### **I. 4. 1. Alimentation par ligne microruban**

L'alimentation par ligne microruban est facilement réalisable, telle que l'on imprime sur la même face du substrat, l'élément rayonnant et sa ligne d'alimentation. Cette technique d'alimentation peut se faire soit par connexion directe dont le point de jonction est sur l'axe

de symétrie de l'élément rayonnant (figure I. 5. a) ou décalé par rapport à cette axe (Figure I. 5. b), soit en créant une encoche au niveau du point d'alimentation (figure I. 5. c) [14].



**Figure. I. 5.** Alimentation par ligne microruban  
 (a) Axial  
 (b) Décalée  
 (c) Axiale avec encoche

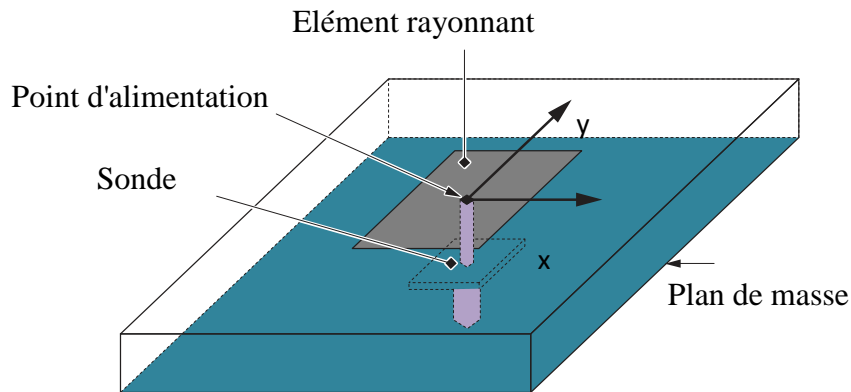
Il s'agit donc d'une technique d'alimentation relativement simple car elle offre une facilité de fabrication, une simplicité de modélisation et une bonne adaptation d'impédance [15].

#### I. 4. 2. Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation par sonde coaxiale est une technique très couramment utilisée pour l'alimentation des antennes patches micro-rubans. Comme le montre la figure I. 6, le conducteur interne du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique pour être soudé au patch, tandis que le conducteur extérieur est relié au plan de masse. Le principal avantage de ce type d'alimentation est la possibilité de placer la sonde coaxiale à n'importe quel endroit à l'intérieur du patch afin de rechercher l'adaptation. Cette méthode d'alimentation est simple à concevoir [15].

Ce type d'alimentation présente les avantages suivants [16] :

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

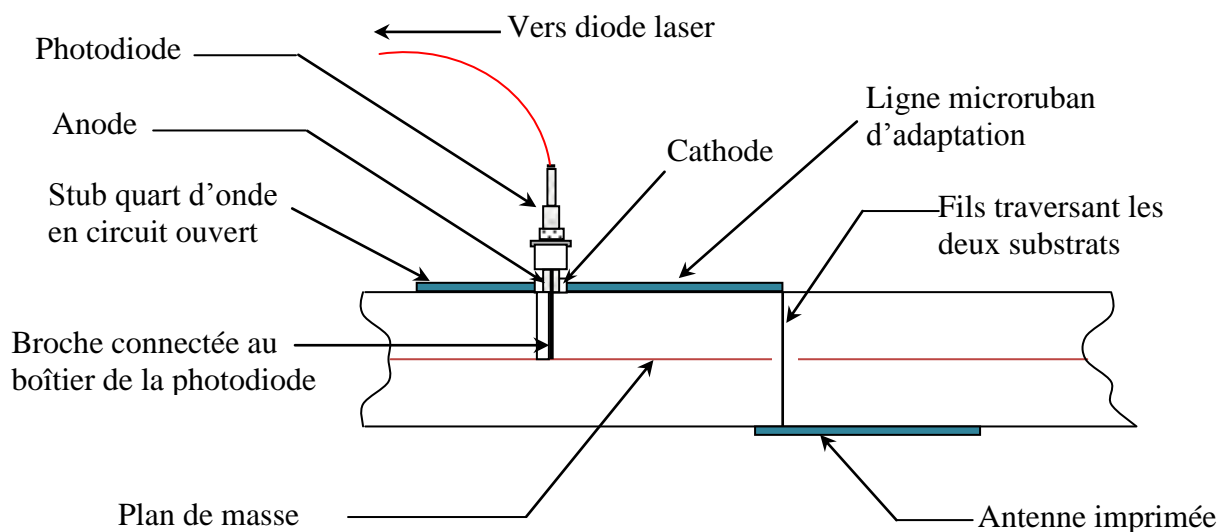


**Figure. I. 6.** Alimentation par sonde coaxiale.

### I. 4. 3. Alimentation par fibre optique

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

Le concept d'une telle alimentation est le suivant : une diode laser est modulée à l'aide d'une source micro-onde, le signal est ensuite couplé au substrat de l'antenne à l'aide d'une fibre optique. Sur le substrat de l'antenne, une photodiode démodule le signal lumineux et qui sera couplé à l'antenne imprimée par un circuit d'adaptation [17].



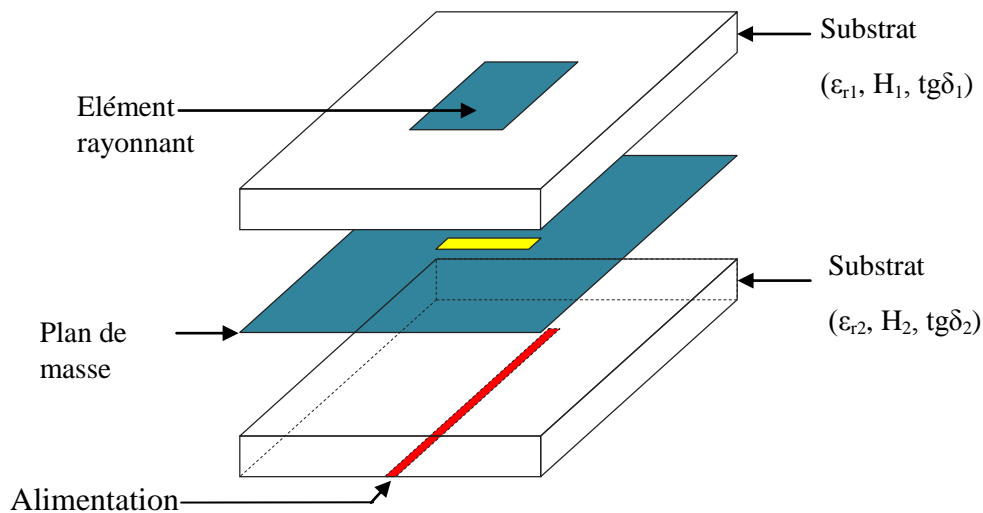
**Figure. I. 7.** Alimentation par fibre optique.

## I. 5. Alimentation par proximité

### I. 5. 1. Alimentation par couplage à travers une fente

Proposée par Pozar en 1985 pour une fente circulaire [18] et utilisée par Schaubert pour une fente rectangulaire pour améliorer le couplage [19] la fente de couplage dans le plan de masse permet la circulation de l'énergie entre la ligne d'alimentation et l'antenne (Figure I. 8). Le réseau d'alimentation et les éléments rayonnants utilisent les deux faces du plan de masse.

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



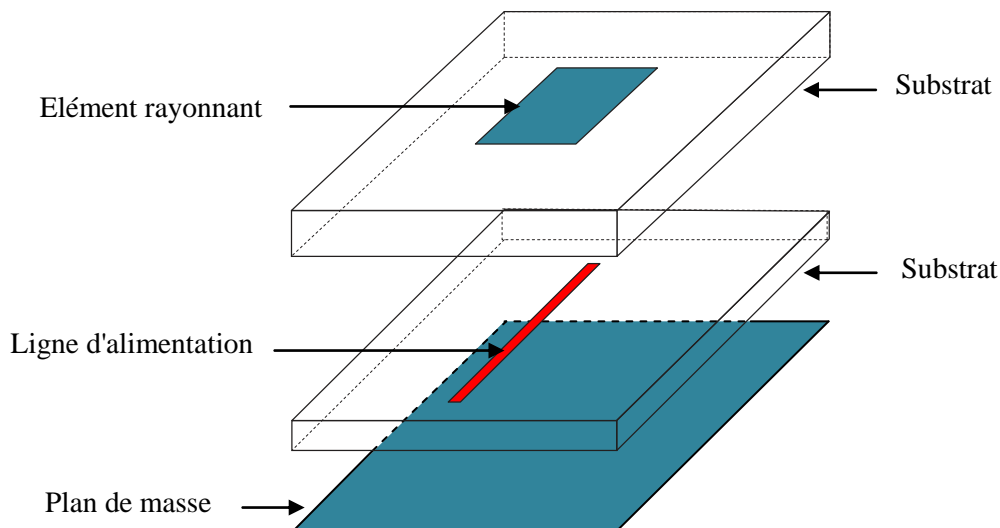
**Figure. I. 8.** Alimentation par fente.

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

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

### I. 5. 2. Alimentation par couplage

Comme l'illustre la figure 1. 9, l'alimentation par couplage, moins répandue, utilise le couplage direct d'un microruban située entre l'élément rayonnant et le plan de masse positionnée entre deux couches de diélectriques, placés l'un au-dessus de l'autre [20].



**Figure. I. 9.** Alimentation par couplage.

### I. 5. 3. Alimentation par guides d'ondes coplanaires

Le plan de masse et la ligne d'alimentation se trouvant sur la même face du premier substrat. Au-dessus de cette structure, est déposé un second substrat supportant un élément imprimé placé au niveau des fentes rayonnantes. Le pavé est alors excité par couplage électromagnétique [21].

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

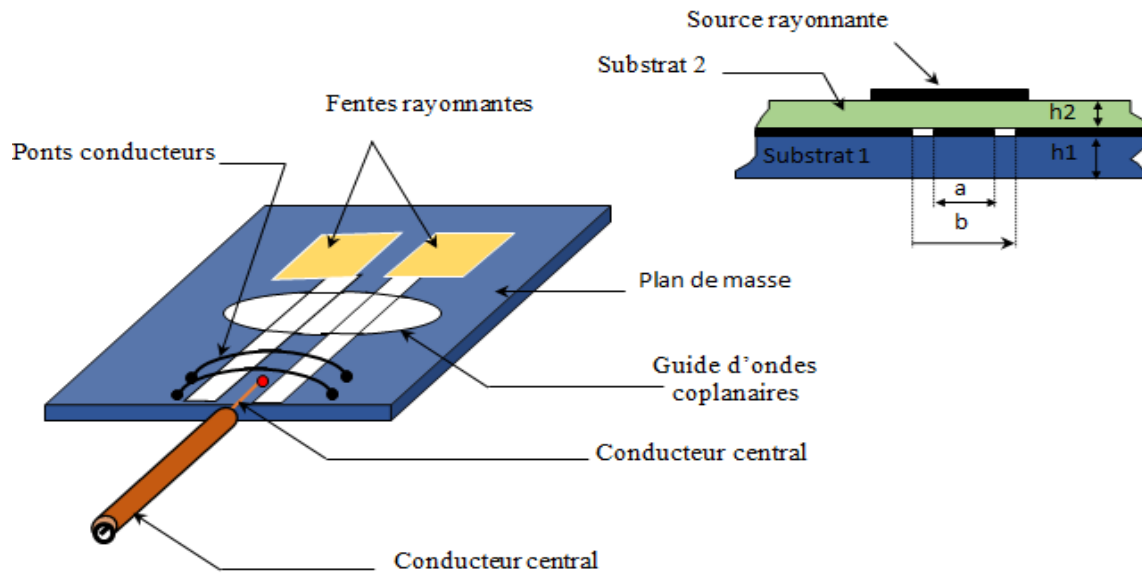


Figure. I. 10. Alimentation par guides d'ondes coplanaires.

## I. 6. Mécanisme du rayonnement

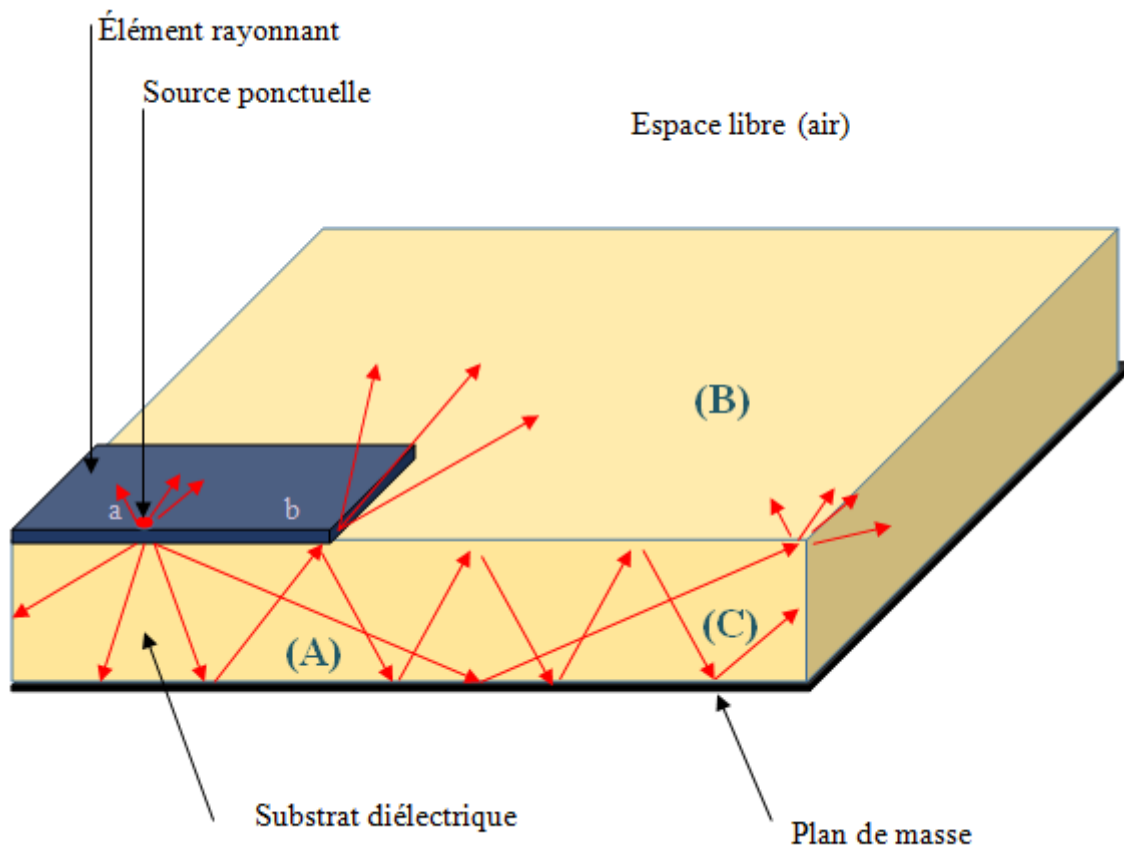
Pour comprendre le mécanisme du rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique [22-23]. On considère la coupe donnée par la figure I. 11. On dépose une source ponctuelle qui rayonne dans toutes les directions au point (a) du conducteur supérieur [24]. Une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains des rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (point b), qui les diffracte. Cette figure peut être divisée en trois régions distinctes [23].

- **La région A :** c'est la région dans laquelle le champ électromagnétique s'accumule plus fortement. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes microruban. Les champs en basse fréquence restent concentrés dans cette zone, il y a donc une propagation sans rayonnement, ce qui engendre des lignes de transmission.
- **La région B :** "espace libre" : occupant tout le demi espace supérieur à l'antenne, représente une zone où le champ se dispose librement dans l'air et vient s'ajouter au rayonnement propre de la source (bien qu'une telle source ponctuelle soit omnidirectionnelle et n'ait pas de réalité physique dans le domaine des ondes radioélectriques, elle est très utilisée comme source de référence). Si on augmente la



fréquence, le rayonnement électromagnétique dans l'espace libre, malgré un rendement restreint, devient significatif d'où un fonctionnement en antenne.

- **La région C :** Caractérise une zone où les rayons inférieurs les plus rasants par rapport à la limite supérieure du diélectrique restent piégés dans le substrat. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat, elle est diffractée et génère un rayonnement parasite.



**Figure. I. 11.** Mécanisme de rayonnement.

Pour assurer le fonctionnement à la fréquence du signal qui se situera bien dans la deuxième plage de fréquence (B, rayonnement), les dimensions et les propriétés du substrat doivent être choisies avec soin lors de la phase de conception d'une antenne microruban.

Il faut encore noter que ces trois plages ne sont pas séparées par des cloisons nettes, mais plutôt qu'il y a des transitions graduelles entre elles. Le choix des dimensions résulte par conséquent d'un compromis, qui tient compte de la quantité d'effets parasites pouvant être tolérée.

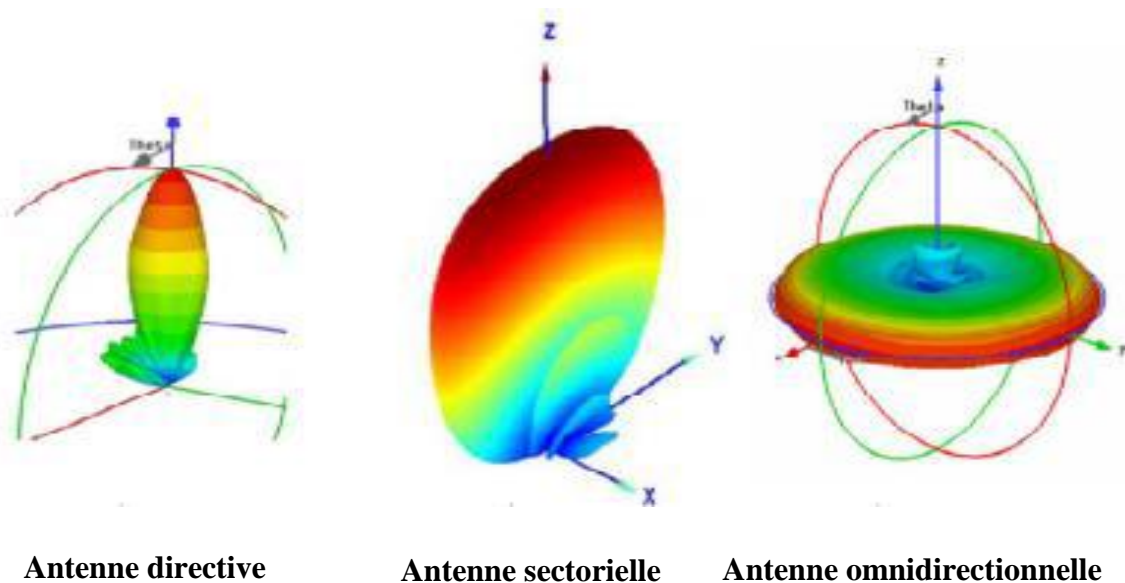
L'épaisseur du substrat jouant un rôle crucial, d'ailleurs un substrat très mince a tendance à concentrer les champs dans le diélectrique, ce qui réduit le rendement, pour améliorer ce dernier (rendement), on prend un substrat plus épais.

L'augmentation de l'épaisseur du substrat se traduit par une augmentation de la probabilité d'excitation des ondes de surface [24].

## I. 7. Caractéristiques du rayonnement d'une antenne imprimée

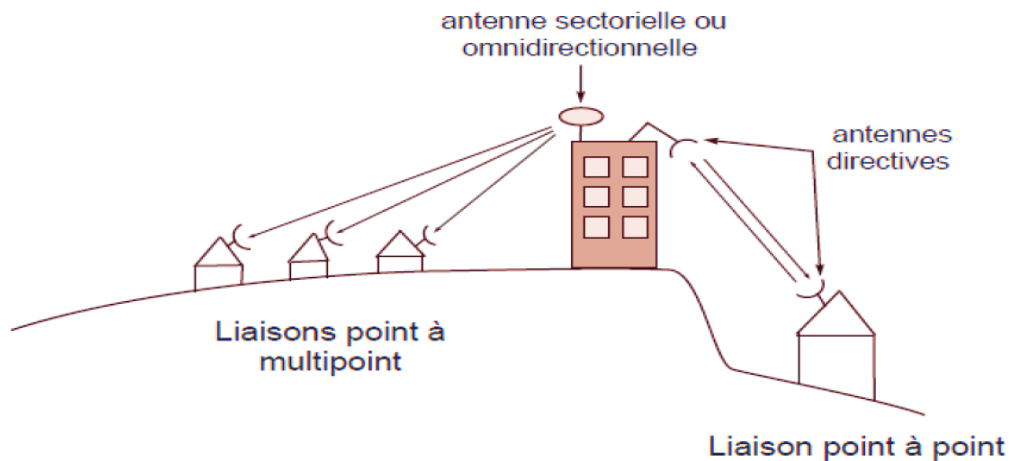
### I. 7. 1. Directivité

On définit la directivité d'une antenne  $D(\theta, \varphi)$  dans une direction donnée par le rapport entre la puissance rayonnée dans cette direction  $P(\theta, \varphi)$  et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. Par la suite : on peut considérer qu'une antenne à faible directivité admet une large ouverture de rayonnement, et une antenne à forte directivité admet une faible ouverture de rayonnement [1]. Il existe dans la littérature trois grandes catégories d'antennes caractérisées par un diagramme de rayonnement figé pouvant être soit directif, sectoriel ou bien encore omnidirectionnel, figure I.12 [2].



**Figure. I. 12.** Couverture en fonction des diagrammes de rayonnement d'antennes.

Le choix entre ces antennes se fait en fonction de l'application visée et plus précisément de la couverture que l'on souhaite obtenir. En effet, en raison de la concentration de l'intégralité de son rayonnement dans une direction donnée, l'antenne directive sera privilégiée dans le cas d'une communication point à point où les positions de l'émetteur et du récepteur intervenant dans la liaison sont connues au préalable figure I.13. Tandis que les antennes sectorielles et omnidirectionnelles figure I.13, seront quant à elles, plus utilisées dans les applications nécessitant une communication avec plusieurs récepteurs (liaisons dites points multipoints). On parle alors de couverture de zone ou de secteur alors qu'elle n'est que locale dans le cas de l'antenne directive [2].



**Figure. I. 13.** Différents types de liaisons.

### I. 7. 2. Gain

Le gain d'une antenne est une caractéristique importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée [26].

En pratique, le gain réalisé de l'antenne est mesuré. Celui-ci est relié à la directivité par la relation suivante :

$$G_R(\theta, \varphi) = e(1 - |S_{11}|^2)D(\theta, \varphi)|_{Max} \quad (\text{I. 3})$$

Où  $e$  représente l'efficacité de rayonnement de l'antenne, qui caractérise les pertes de l'antenne. Pour s'affranchir d'une éventuelle désadaptation de l'antenne, le gain intrinsèque est alors utilisé :

$$G_{\text{intrinsèque}} = \frac{G_{\text{réalisé}}}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{I. 4})$$

Si l'antenne est adaptée ( $S_{11} = 0$ ), le gain intrinsèque est égal au gain réalisé.

Le gain, grandeur sans dimension, est généralement exprimé par sa valeur en décibels:

$$G(\theta, \varphi)|_{dB} = 10 \log_{10} G(\theta, \varphi) \quad (\text{I. 5})$$

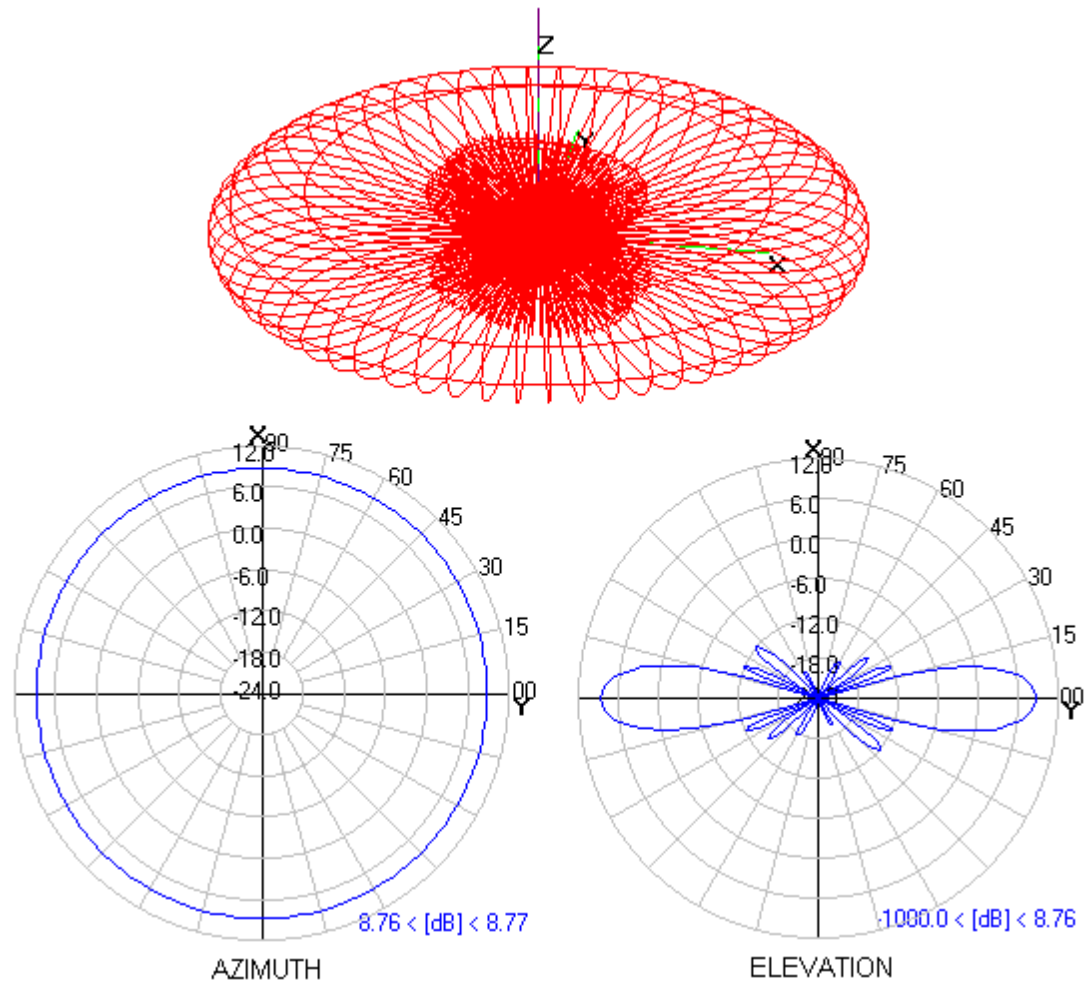
### I. 7. 3. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est une représentation de la façon dont l'antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace à une distance ' $r$ ' relativement grande (zone lointaine). Le diagramme de rayonnement le plus large est obtenu dans le cas d'une antenne isotrope, qui rayonne d'une manière uniforme dans toutes les directions. Ce type d'antenne sert de référence quantitative. La représentation physique de son diagramme de directivité correspond à une sphère, car elle rayonne (ou collecte) une quantité d'énergie identique quelle que soit la direction examinée dans l'espace. Pour améliorer leur lisibilité, les diagrammes de directivité sont représentés par une coupe dans le plan vertical et une coupe dans le plan horizontal et la quantité d'énergie rayonnée ou collectée est baptisée.

On peut représenter la caractéristique vectorielle du diagramme de rayonnement dans tout l'espace de deux manières :

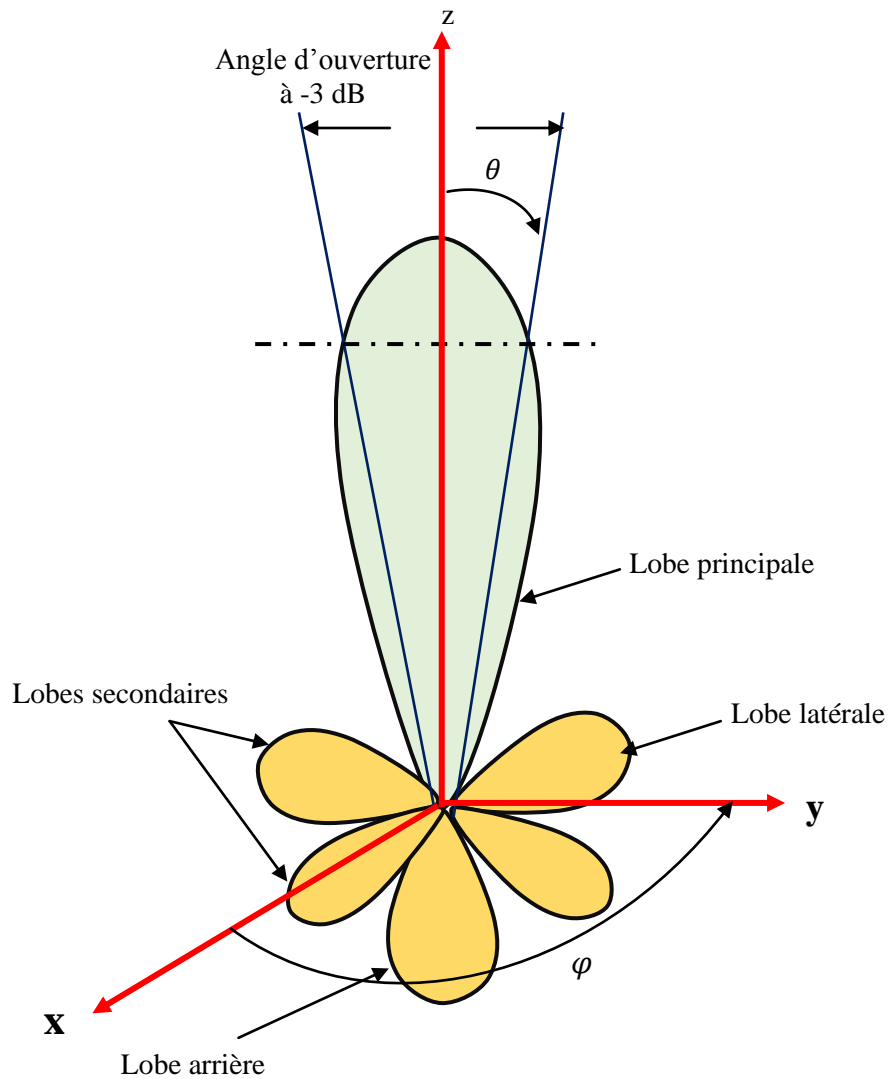
- représentation en coordonnées sphériques : généralement utilisée quand le champ est réparti dans tout l'espace (antenne peu directive) comme sur la figure I.14.

- représentation en coordonnées cartésiennes : généralement utilisée quand le champ est concentré autour d'une direction particulière (antenne directive).



**Figure. I. 14.** Vue 3D du diagramme de rayonnement et coupes d'un dipôle [27].

À partir du diagramme de rayonnement, il est possible de définir plusieurs paramètres du rayonnement d'une antenne dont l'ouverture, le niveau de puissance et la direction des lobes secondaires [1].



**Figure. I. 15.** Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.

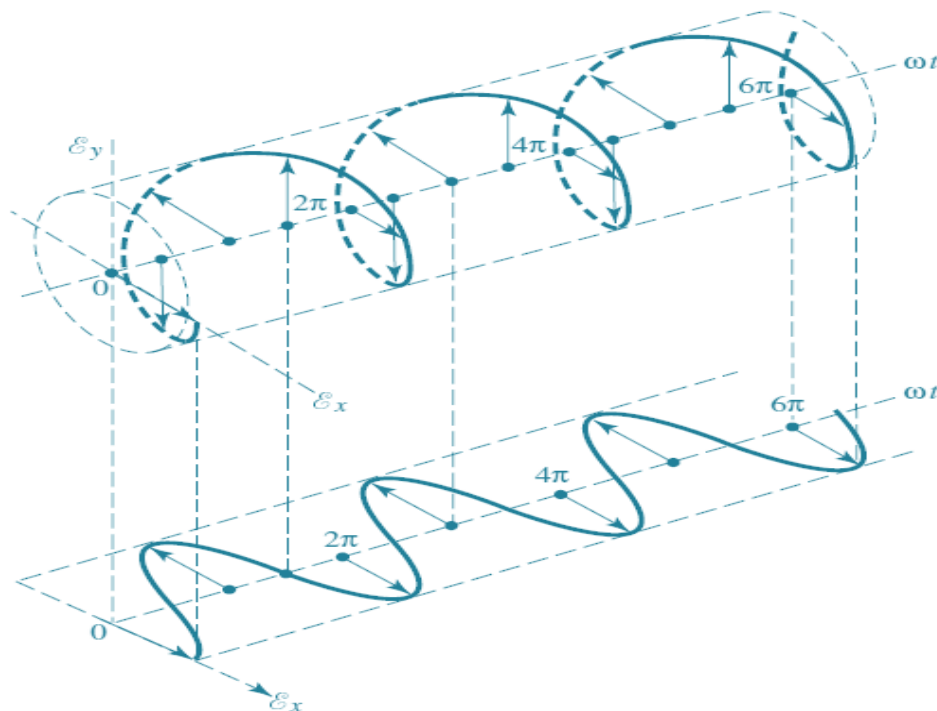
Comme montre la figure I. 15, le diagramme de rayonnement est constitué :

- **D'un lobe principal :** C'est le lobe de rayonnement contenant le maximum d'énergie et la direction du maximum de rayonnement.
- **Des lobes secondaires :** Tous les autres lobes sont appelés lobes secondaires. Ils représentent le rayonnement de l'antenne dans les directions indésirables. Le niveau d'un lobe secondaire est en général exprimé sous forme de rapport entre la densité de puissance dans le lobe en question et celle du lobe principal. Ce rapport est appelé le niveau des lobes secondaires et il est exprimé en dB.
- **D'un lobe arrière (rayonnement arrière) :** C'est le lobe secondaire présent dans la direction opposée (à  $180^\circ$ ) du lobe principal. Le rapport avant/arrière est le rapport en

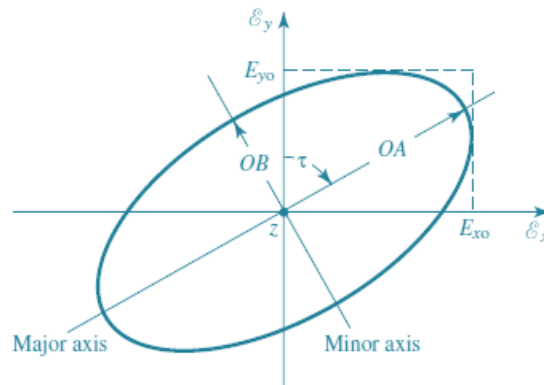
dB de la puissance rayonnée dans la direction du maximum de rayonnement par rapport à celle rayonnée dans la direction opposée. Dans la plupart des systèmes antennaires, les lobes secondaires sont indésirables. Une bonne conception d'antenne doit permettre de minimiser les niveaux de lobes secondaires.

#### I. 7. 4. La polarisation

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde transmise ou rayonnée par cette antenne. Quand la direction de la polarisation n'est pas spécifiée, la polarisation est considérée comme étant dans la direction du maximum de gain. En pratique, la polarisation de l'énergie rayonnée varie avec la direction en provenance du centre de l'antenne, ce qui implique que les différentes parties d'un diagramme peuvent avoir une polarisation différente. La polarisation de l'onde rayonnée par l'antenne dans une direction spécifique à un point donné dans le champ lointain est définie comme la polarisation de l'onde localement plane qui est utilisée pour représenter l'onde rayonnée à ce point. À n'importe quel point du champ lointain d'une antenne, l'onde rayonnée peut être représentée par une onde plane dont l'intensité du champ électrique est la même que celle de l'onde et dont la direction de propagation est la direction principale de l'antenne. Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique [29, 30].



**Figure I. 16.** Rotation d'une onde électromagnétique.



**Figure. I. 17.** Onde elliptique.

Le champ instantané d'une onde plane, se propageant suivant l'axe des  $z$  négatifs, peut être écrit ainsi :

$$\xi(z; t) = \hat{a}_x \xi_x(z, t) + \hat{a}_y \xi_y(z, t) \quad (\text{I. 6})$$

Où :

$\hat{a}_x$  et  $\hat{a}_y$  sont les vecteurs unitaires.

Or:

$$\xi_x(z; t) = RE[E_x e^{-j(\omega t + kz)}] = RE[E_{x0} e^{-j(\omega t + kz + \phi_x)}] \quad (\text{I. 7})$$

$$= E_{x0} \cos(\omega t + kz + \phi_x)$$

$$\xi_y(z; t) = RE[E_y e^{-j(\omega t + kz)}] = RE[E_{y0} e^{-j(\omega t + kz + \phi_y)}] \quad (\text{I. 8})$$

$$= E_{y0} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (\text{I. 9})$$

Où :

-  $E_{x0}$  et  $E_{y0}$  sont respectivement les amplitudes maximales des composantes  $x$  et  $y$ .

#### I. 7. 4. 1. La polarisation linéaire

Pour obtenir une onde polarisée linéairement, la différence de phase entre les deux composantes doit être

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad (\text{I. 10})$$

Avec

$$n = 0, 1, 2, 3 \dots$$



Une onde est linéairement polarisée en un point donné dans l'espace si le vecteur du champ électrique (ou magnétique) à ce point est toujours orienté sur la même ligne droite à chaque instant.

C'est le cas, si le vecteur du champ (électrique ou magnétique) possède :

- Seulement une composante,
- Deux composantes linéaires orthogonales qui sont en phase ou déphasé de  $180^\circ$  (ou multiples de  $180^\circ$ ).

### I. 7. 4. 2. La polarisation circulaire

Une onde électromagnétique est circulairement polarisée en un point donné dans l'espace si le vecteur du champ électrique (ou magnétique) en ce point décrit un cercle en fonction du temps. Le sens de rotation est toujours déterminé pour un observateur qui voit l'onde s'éloigner devant lui. Si l'extrémité du vecteur tourne dans le sens des aiguilles d'une montre alors nous sommes dans le cas d'une polarisation circulaire droite. Si l'extrémité du vecteur tourne dans le sens contraire des aiguilles d'une montre ou sens trigonométrique alors nous sommes dans le cas d'une polarisation circulaire gauche.

La polarisation circulaire peut être obtenue aux conditions suivantes : les amplitudes des deux composantes soient les mêmes et que la différence de phase soit de  $90^\circ$  ou multiple de  $\pi/2$ .

$$|\xi_x| = |\xi_y| \Rightarrow E_{x0} = E_{y0} \quad (\text{I. 11})$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, \dots \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, & n = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (\text{I. 12})$$

Avec :

Signe + ; sens aiguilles d'une montre,

Signe - ; sens trigonométrique

## I. 8. Facteur de qualité

On définit le facteur de qualité comme étant le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie perdue par le circuit.

$$Q = \frac{E_{\text{Stokée}}}{2\pi E_{\text{perdue}}} \quad (\text{I. 13})$$

Où :

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

D'une façon générale, on représente le facteur de qualité par l'ensemble des pertes de l'antenne : les pertes dues au rayonnement que l'on cherche à maximiser, à la conductance ohmique, aux pertes diélectriques et aux ondes de surface qu'il convient de minimiser [3][32-35].

Le facteur de qualité total est donné par la formule suivante :

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{ray}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{os}} \quad (\text{I. 14})$$

Où :

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

D'après l'équation (I.14), le coefficient de qualité est le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie perdue par cycle.

## I. 9. Problématique au niveau de la bande passante d'une antenne patch

Pour les antennes imprimées, l'importante limitation se manifeste par sa bande passante étroite liée à son caractère résonant [36]. Dans ce qui suit, nous allons donner un

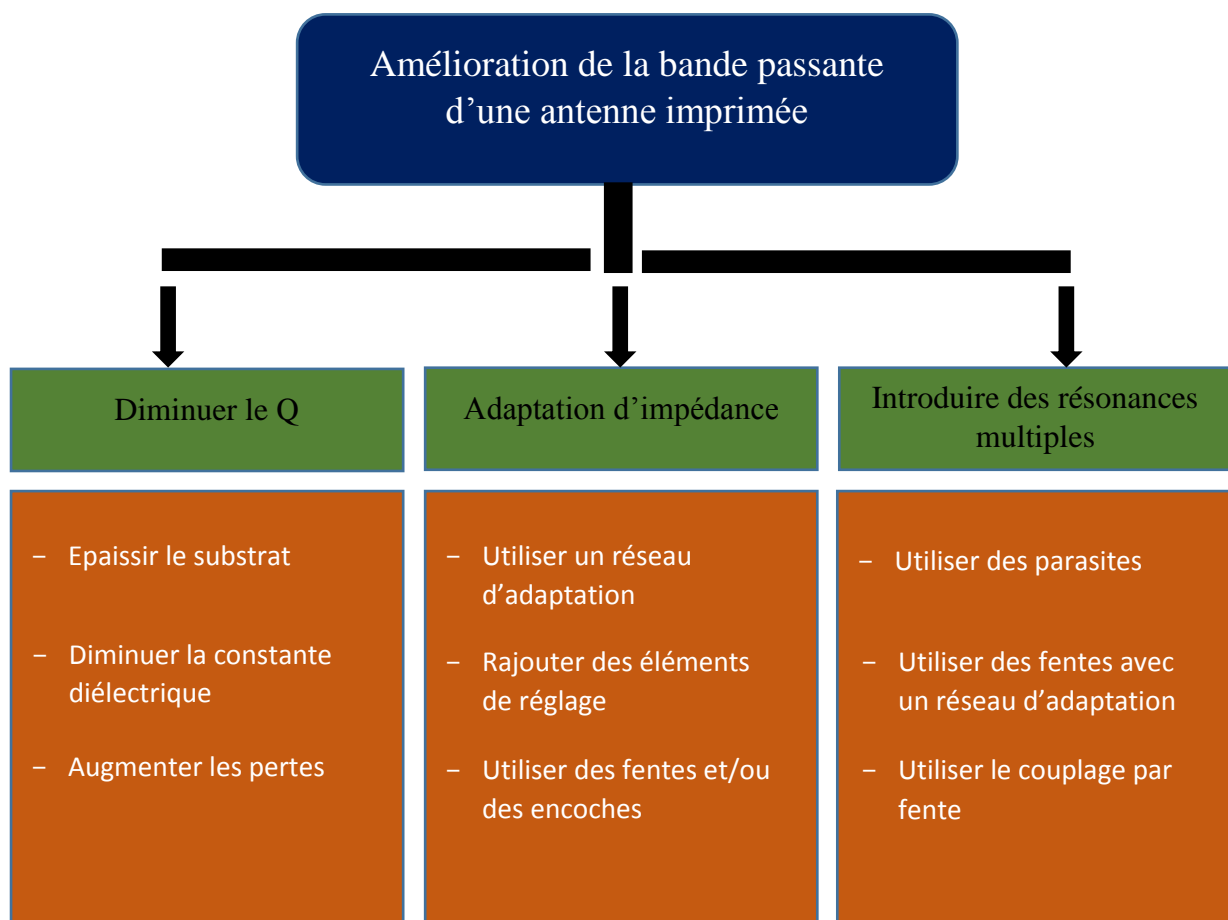
aperçu sur les performances et les coûts des différentes techniques pratiques permettant l'optimisation de la bande passante.

L'essentiel facteur affectant sur la bande passante d'un réseau d'antennes est :

- la géométrie du résonateur,
- le choix de l'alimentation,
- les caractéristiques du substrat,
- l'arrangement de l'élément rayonnant et ses éléments parasites.

En effet, l'élargissement de la bande passante d'un patch peut être attribué à la diminution du facteur de qualité simultanément avec une excitation de multiples résonances [35].

Sur la figure suivante, on cite les méthodes les plus couramment utilisées.



**Figure. I. 18.** Techniques d'élargissement de la bande passante [35].

## **I. 10. Réseau d'antennes**

Dans le domaine des télécommunications, les utilisateurs ont tendance à favoriser l'utilisation de dispositifs légers, de faible coût et peu encombrants. Les antennes imprimées permettent largement de répondre à ces contraintes. La structure de ces antennes conformables et souples permet de les intégrer facilement dans divers systèmes de télécommunications. Malheureusement ces derniers souffrent de quelques limitations : la puissance rayonnée, la fréquence d'utilisation, le gain, ainsi que la bande passante. L'association en réseau de plusieurs antennes imprimées permet de compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule et d'améliorer leurs performances en gain et rayonnement...etc [37].

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, la dynamique d'une antenne, le gain et la directivité. Les domaines d'utilisation privilégiés de ces antennes sont trouvés dans de nombreux systèmes de communication tels que la téléphonie mobile, les systèmes multimédia sans fil (WIFI, Bluetooth, WIMAX...etc.) ou encore les communications spatiales. Elles trouvent également des applications dans certains systèmes radar ou de télé-détection et sont utilisées dans des bandes de fréquences allant de 1GHz jusqu'aux bandes millimétriques. Ces applications sont soumises à des critères sélectifs et à des limitations de poids, de volume et d'épaisseur [9][40-41].

### **I. 10. 1. Analyse des réseaux d'antennes**

On définit un réseau d'antenne par l'association de plusieurs éléments rayonnants répartis spatialement. Chacune de ces antennes va rayonner le signal radiofréquence porteur de l'information au prorata de ses propriétés intrinsèques (gain, diagramme de rayonnement, etc.) et des conditions d'excitation (puissance électrique transmise, phase relative) [35].

### **I. 10. 2. Type des réseaux d'antennes**

Pour répondre aux contraintes de rayonnement imposé, l'utilisation d'une antenne unitaire est insuffisante. Pour améliorer les performances des antennes patch, on utilise une structure multicouche pour augmenter la bande passante jusqu'à 70 % et associer les différents éléments rayonnants pour former un système appelé réseau, permettant de

compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule et jouer sur de nombreux facteurs (espacement et phase des patches et taille du plan de masse) pour avoir un gain plus élevé et un lobe principal conforme [41].

On distingue deux concept de réseaux imprimés;

- Concept périodique
- Concept log-périodique

## I. 11. Concept périodique

Les réseaux d'antennes peuvent avoir différentes géométries : réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires. Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments [42].

### I. 11. 1. Cas d'un réseau linéaire

Un réseau linéaire uniforme est la géométrie la plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux. La Figure I. 19 représente un réseau formé de  $N$  antennes alignées et séparées par une distance  $d$  (distances entre deux éléments). Les éléments sont excités uniformément [42].

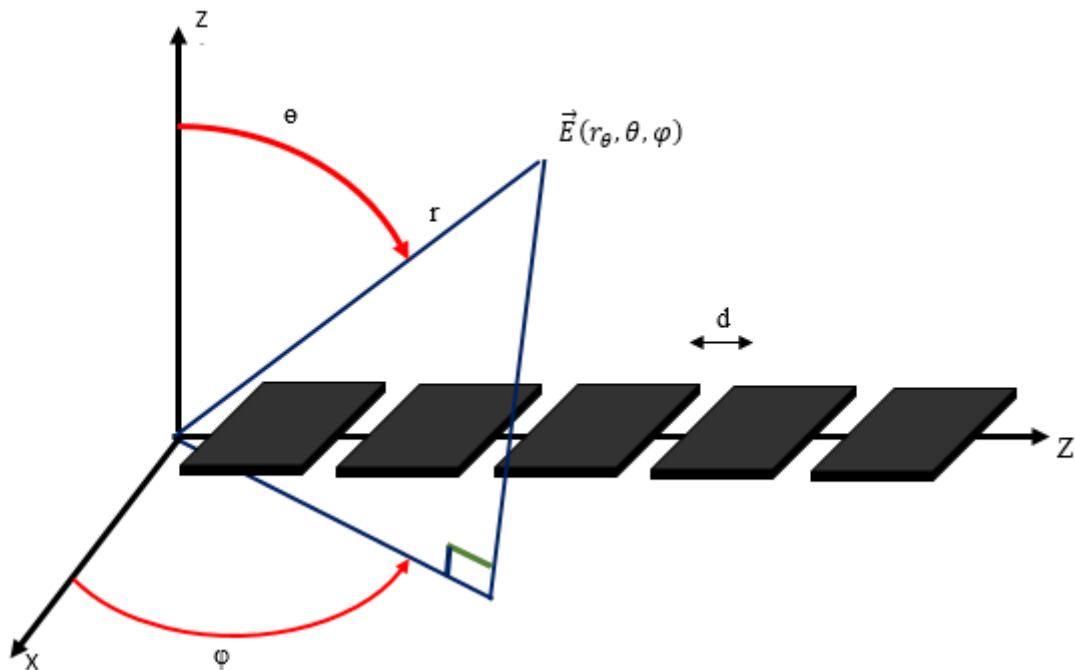


Figure. I. 19. Réseau d'antennes linéaire [42- 43].

Pour connaître le rayonnement de  $N$  éléments en un point donné de l'espace, nous utilisons le théorème de superposition qui consiste en l'addition vectorielle des champs lointains émis par chaque source [41].

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_n(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} e^{-j\theta_n} \vec{f}_n(\theta, \varphi) \quad (\text{I. 15})$$

Avec :

- $\vec{f}_n(\theta, \varphi)$  : Fonction caractéristique du  $n^{\text{ième}}$  élément du réseau,
- $a_n$  : Amplitude électrique de la source  $n$ ,
- $\theta_n$  : Phase de la  $n^{\text{ième}}$  source,
- $r_n$  : Distance du point d'observation au  $n^{\text{ième}}$  élément,
- $k$  : Vecteur d'onde.

### I. 11. 2. Réseau bidimensionnel (2D)

Un réseau 2D est la généralisation à deux dimensions d'un réseau linéaire. Ce type de réseau est généralement formé par l'utilisation d'une matrice de  $N \times M$  antennes élémentaires [41].

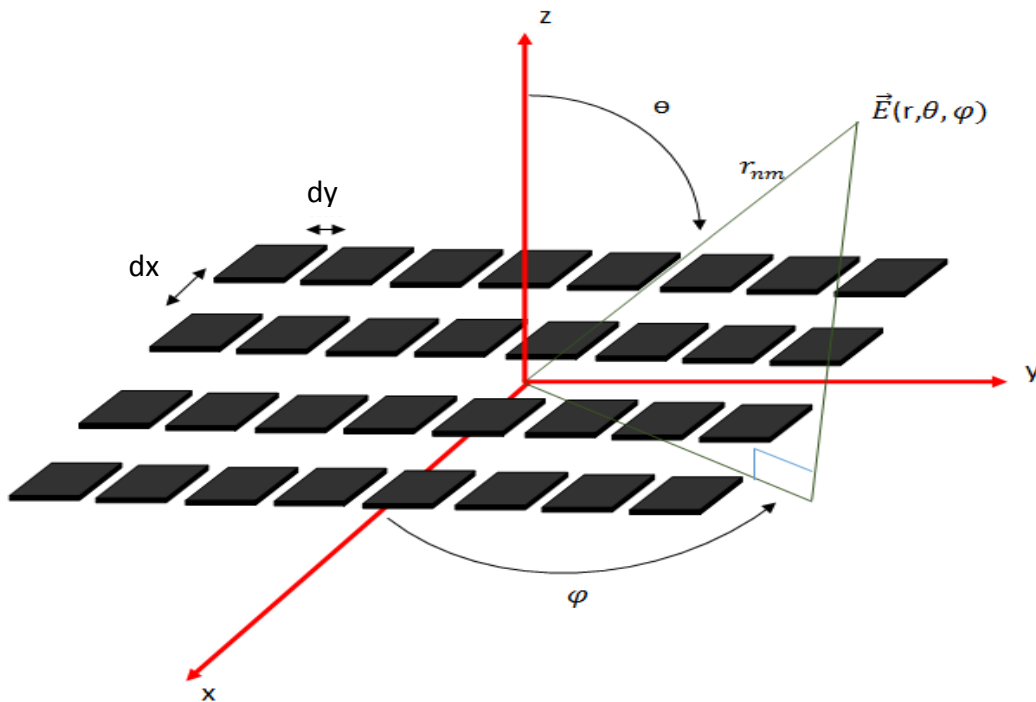


Figure. I. 20. Antenne réseau bidimensionnel [41][43].

- **dx** : distance entre deux sources successives suivant l'axe X.
- **dy** : distance entre deux sources successives suivant l'axe Y.

Supposons qu'il n'existe pas de couplage entre les différentes sources, le champ rayonné total peut alors être exprimé comme suit :

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_n(\theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} e^{-j\varphi n} \vec{f}_{nm}(\theta, \varphi) \quad (I.16)$$

Avec :

- **a<sub>nm</sub>** : amplitude de chaque source S<sub>nm</sub>
- **θ<sub>nm</sub>** : La phase de chaque source S<sub>nm</sub>

### I. 11. 3. Techniques d'alimentation d'un réseau linéaire

Il existe deux façons d'alimenter un réseau, soit en série (Figure 1. 21. a), soit en parallèle (Figure 1. 21. b) [8][17]. Pour une alimentation en série, les éléments rayonnants sont reliés en chaîne les uns aux autres par des tronçons de ligne microruban.

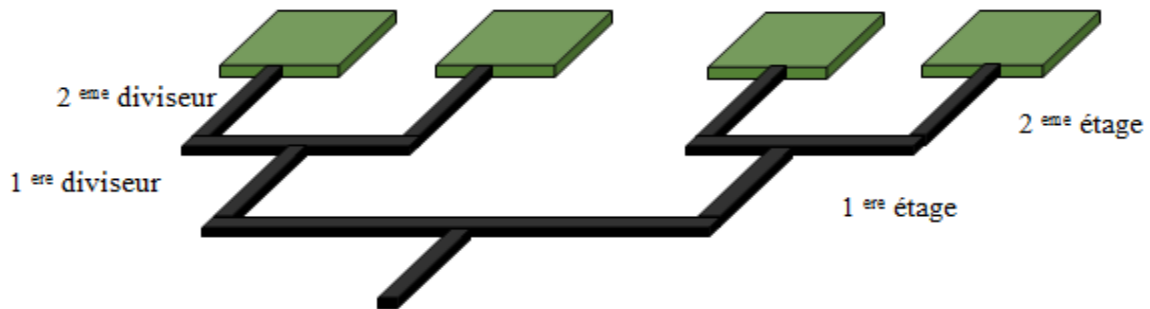
Pour l'alimentation en parallèle, 2<sup>n</sup> éléments rayonnants sont alimentés en parallèle par n étages de 2<sup>m-1</sup> diviseurs de puissance à chaque étage [43].

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 du 1 à 3 % [10][44].

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.



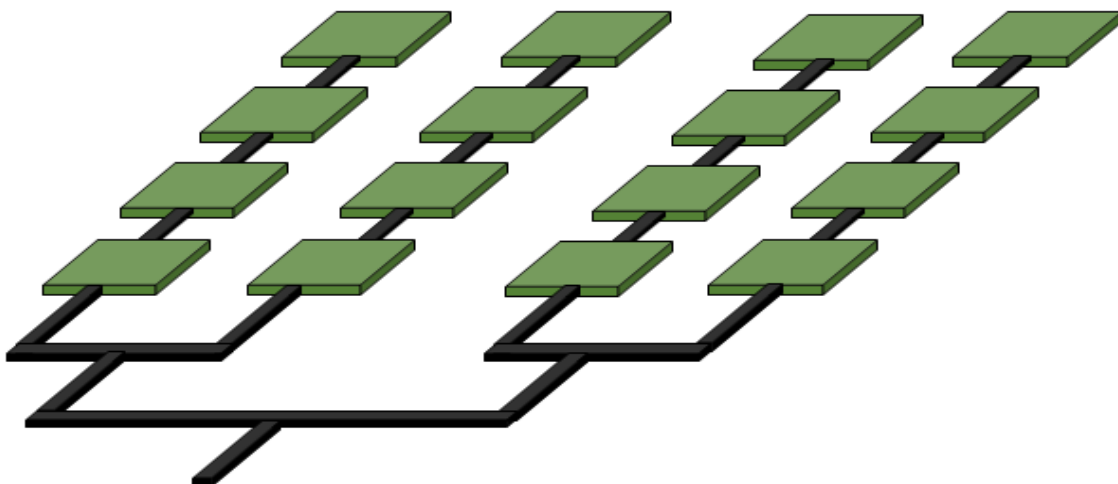
(a) Alimentation en série



(b) Alimentation en parallèle avec 3 niveaux de diviseurs

**Figure. I. 21.** Alimentation parallèle de  $2^2$  éléments rayonnants pour étages de diviseurs de puissance.

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. 22.** Combinaisons de deux types d'alimentations [10][45].



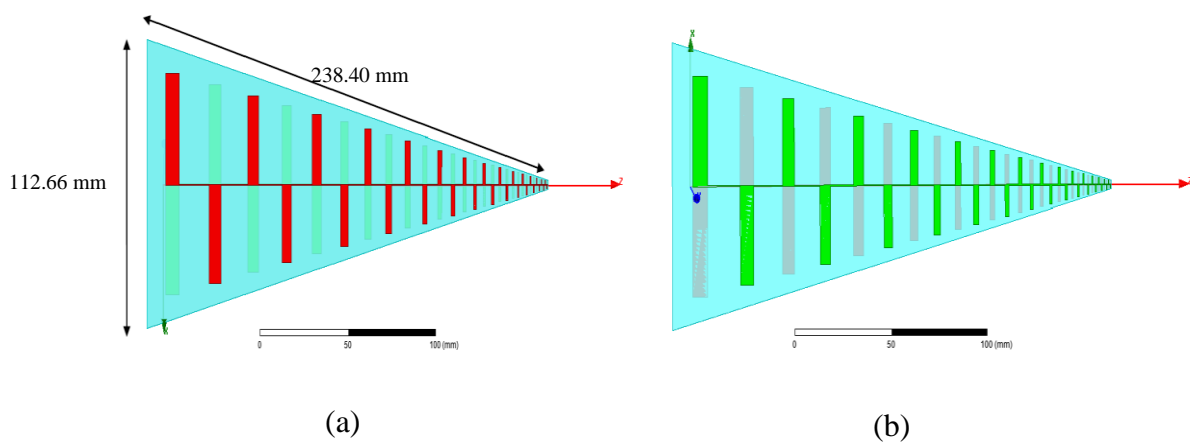
## I. 12. Concept log-périodique

### I. 12. 1. Antenne log-périodique pour les applications de télésurveillance

Les antennes log-périodique sont une classe des antennes large bande, ils ont ainsi les mêmes caractéristiques de fonctionnement sur une très large bande passante. Donc ils sont adaptés à plusieurs applications. Les antennes log-périodique de multiple élément sont indépendantes de fréquence.

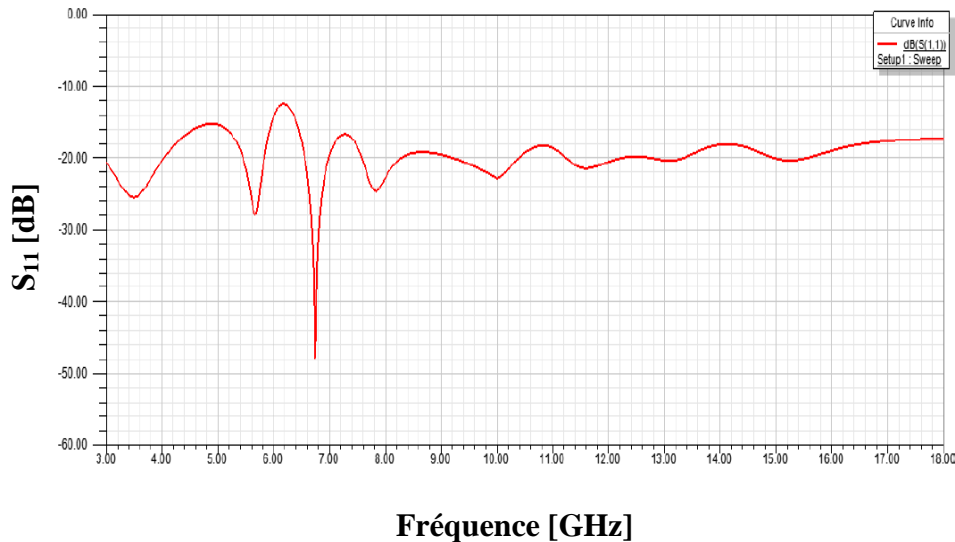
L'antenne dipôle log-périodique est la structure la plus reconnue qui a été introduite par D.R Isbell en 1960 [46] LPDA (l'antenne dipôle log-périodique) large bande est une antenne à plusieurs éléments qui a une bande passante très large par rapport à d'autres antennes. L'antenne proposée est une antenne LPDA imprimé qui est plus souhaitable pour les appareils portables et ce en raison de leur facilité d'intégration dans un système. L'antenne présentée si dessous est une antenne dipôle log-périodique avec une très large bande qui s'étale entre 2-18 GHz qui comprend la bande X, la bande C, la bande K et la bande Ku. Et cela pour les applications RADAR, les communications spatiales et le GPS. L'antenne dipôle log-périodique est constituée de 30 éléments dipolaires. Deux paramètres de conception importants pour cette dernière, son rapport géométrique  $\tau$  et le facteur d'espacement  $\sigma$ .

Lorsque  $\tau$  et  $\sigma$  augmente, la bande passante et le gain peuvent être augmentés mais au détriment de l'augmentation de la taille de l'antenne. L'antenne est imprimée sur le substrat RT Duroid 5880 ayant un constant diélectrique de 2.2 et une épaisseur de 1.58mm. L'antenne est excitée par une ligne microruban. Le masque de l'antenne est schématisé sur la figure ci-dessous [47].



**Figure. I. 23.** Géométrie de l'antenne. (a) Vue de face, (b) Vue arrière [47].

L'antenne conçue est simulée en utilisant le logiciel Ansoft HFSS13.0 qui est basée sur la méthode FEM (méthode des éléments finis). Le résultat de la simulation obtenu est montré sur la figure ci-dessous. D'après le résultat de simulation, il est clair que l'antenne est bien adaptée pour les applications de surveillance.



**Figure. I. 24.** Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne [47].

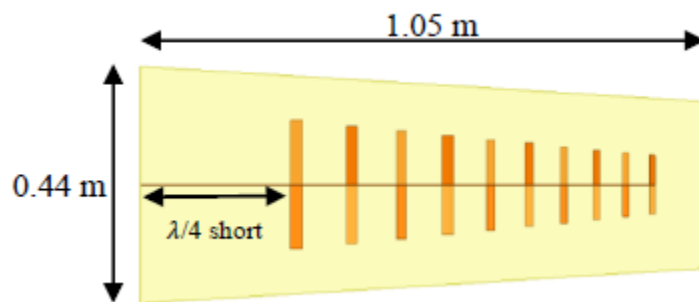
La figure I. 24 montre le résultat du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne proposée. La courbe du coefficient de réflexion de l'antenne est inférieure à -10 dB sur toute la plage de fréquence désirées. Donc l'antenne rayonne bien dans la bande 2-18 GHz avec une bande passante supérieure à 15 GHz. Puisque la taille de l'antenne est faible par rapport à d'autres antennes large bande, elle est très souhaitée aussi pour les appareils portables. La taille de l'antenne peut être encore diminuée par le concept fractal et cela sans la dégradation des performances de l'antenne.

### **I. 12. 2. Antenne imprimée log-périodique basée sur des éléments d'arbres fractales**

Il est bien connu que les antennes indépendantes de la fréquence sont des structures rayonnantes capables de maintenir les caractéristiques d'impédance sur des bandes passantes larges. En particulier pour les gammes de fréquences VHF et UHF, la taille de l'antenne peut être une limitation pour de nombreuses applications [48]. Ce travail présente une nouvelle méthode pour permettre une égalisation de gain dans une structure log-périodique à échelle

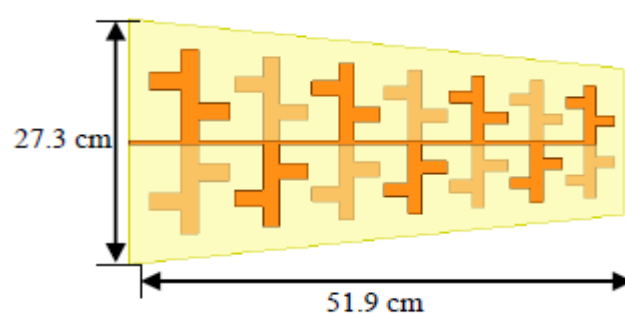
réduite pour les applications UHF. Les simulations numériques, basées sur la méthode des éléments finis, ont été effectuées par l'utilisation d'ANSYS HFSS 15.

La première étape a été la conception d'une antenne imprimée log périodique classique opérant dans les bandes des chaînes de télévision allant de 482-602 MHz (16 à 35 canal). Le gain obtenu dans cette bande était d'environ 7 dBi et avec 10 éléments dipôles calculés. La structure totale avec ces dimensions est représentée sur la figure. I. 25.



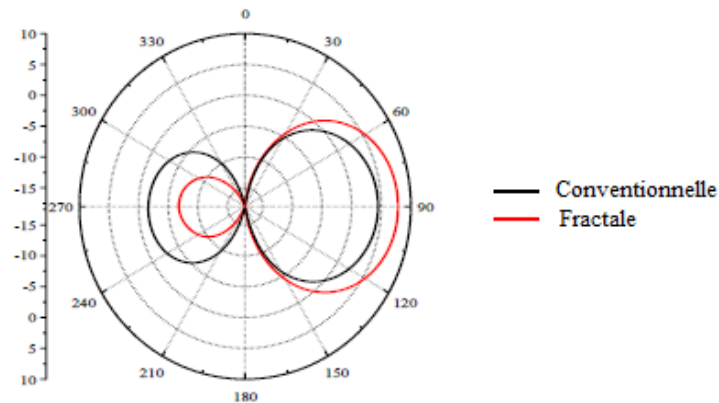
**Figure. I. 25.** Antenne imprimé log-périodique conventionnelle pour les applications UHF avec un gain de 7 dBi [48].

Comme cela est décrit dans la littérature [49-50], la géométrie fractale fournit un gain faible pour les fréquences inférieures à la bande de fonctionnement. Nous avons créé un procédé pour améliorer le gain de l'antenne à des fréquences plus basses. Dans le modèle construit final, le procédé décrit a été exécuté quatre fois (l'antenne finale comporte sept éléments) et le gain est maintenu équivalent à la structure d'origine. Le substrat utilisé est le FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$ ). Un support de téflon est couplé à la structure d'antenne. La figure I. 26 montre les dimensions de l'antenne.



**Figure. I. 26.** Antenne imprimé log-périodique basée sur les éléments fractales [48].

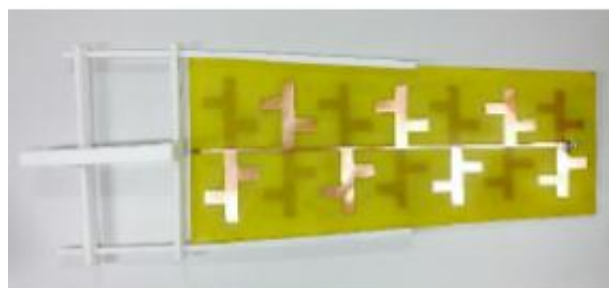
Dans la figure I. 27, les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne log-périodique à éléments fractal et l'antenne imprimée log-périodique conventionnelle sont calculés à 480 MHz. L'antenne log-périodique à éléments fractal présente un gain de 3.6 dB qui est plus élevé que celui de l'antenne imprimé log-périodique classique à la fréquence visée.



**Figure. I. 27.** Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés à 480 MHz entre l'antenne imprimée log périodique classique et l'antenne imprimée log périodique fractale.

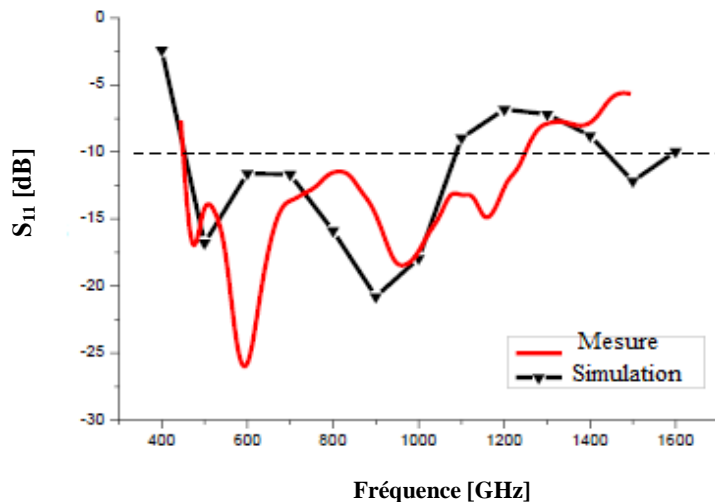
Ce travail propose une technique de réduction de la taille et l'égaliseur de gain en utilisant une antenne imprimée basée sur des structures fractales. Les résultats numériques et expérimentaux démontrent une réduction de taille de 50.57%, la bande passante de 96% à 810 MHz et un gain jusqu'à 8dBi.

Le prototype réel de l'antenne imprimée log périodique à base d'éléments fractales est présentée sur la figure suivante [48]:



**Figure. I. 28.** Prototype de l'antenne imprimée log périodique à base d'éléments fractals.

L'écart entre le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) simulé et mesuré est dû au processus de fabrication, les interférences environnementales de mesure et les caractéristiques réelles du substrat utilisé. Bien qu'il y a un bon accord qualitatif entre le coefficient de réflexion simulé et mesuré, comme montré dans la figure I. 29. Le prototype d'antenne peut fonctionner dans la bande de fréquence allant de 420 à 1.2 GHz pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. La bande passante obtenue fractionnaire est d'environ 96%.

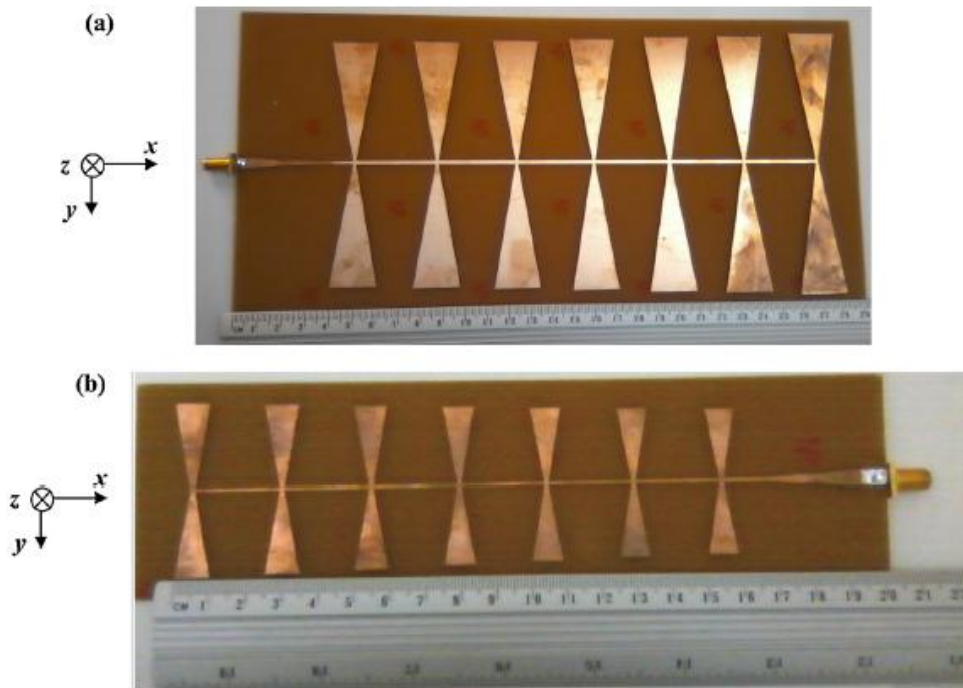


**Figure. I. 29.** Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne : résultat simulé et mesuré.

### I. 12. 3. Nouveau réseau d'antenne bowtie linéaire log-périodique en utilisant le model équivalent opérant dans la bande C et la bande Ku

Dans cette section un nouveau réseau d'antenne bowtie log-périodique a été fabriqué et mesuré par [51] pouvant couvrir respectivement la bande allant de 3.7 à 4.2 GHz consacrés à la liaison descendante des applications en bande C et de la bande allant de 10.7 à 12 GHz. La conception est basée sur un processus d'optimisation en tenant compte une mise en œuvre des éléments localisés équivalent simulés à l'aide du simulateur ADS du logiciel Agilent, et ce afin de concevoir un réseau d'antennes bowtie linéaires log-périodique. L'élément bowtie de base est constitué de deux éléments identiques utilisés directement à partir du modèle de ligne de transmission pour calculer l'impédance d'entrée correspondant à une fréquence fournissant la résonance. Pour valider le résultat de la simulation ainsi que pour vérifier les spécifications

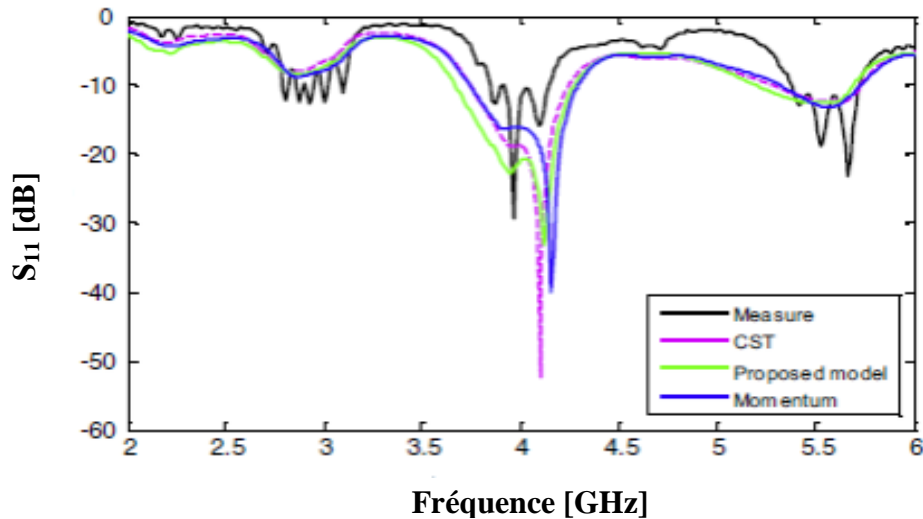
de conception d'antenne en termes de coefficient de réflexion, deux prototypes ont été fabriqués et mesurés. Les prototypes du réseau d'antennes log-périodique conçus pour fonctionner dans la bande C et la bande Ku sont montrés sur la figure ci-dessous.



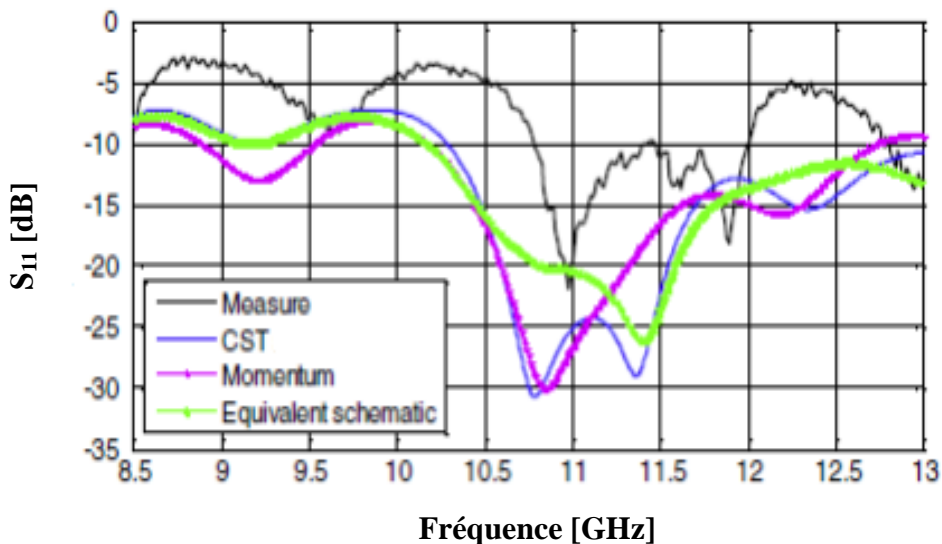
**Figure. I. 30.** Prototype du réseau d'antenne bowtie log-périodique fabriqué.  
(a) réseau en bande C (liaison descendante). (b) réseau en bande Ku.

La configuration de base du réseau contient sept éléments rayonnants, il est conçu pour fonctionner respectivement dans la bande C allant de 3.70 à 4.20 GHz et la bande Ku allant de 10.7 à 12.75 GHz [51]. La figure I. 30 montre les deux prototypes des deux réseaux d'antennes. Afin de confirmer la validité du modèle proposé, les coefficients de réflexion simulés correspondants sont comparés avec les résultats expérimentaux, CST MW Studio, Momentum et la méthode de la ligne de transmission.

Les coefficients de réflexion mesurés et ceux obtenus par CST MWS et la technique des circuits équivalents sont représentés sur la figure I. 31 (a) et (b) allant de 2 à 6 GHz pour la bande C et 8.5 à 13 GHz pour la bande Ku.



(a)



(b)

**Figure. I. 31.** (a) Résultats de mesure et de simulation obtenus par CST Microwave studio, Momentum et l'approche de circuit équivalent du réseau présenté sur la figure I. 30 (a). (b) Variations  $S_{11}$  en fonction de la fréquence (théorique, simulé et mesuré) du réseau présenté dans la Figure I. 30 (b).

D'après les courbes tracées sur la figure I. 31 (a), on peut remarquer une excellente concordance entre l'approche de circuit équivalent proposée, les résultats mesurés et ceux trouvés par les deux logiciels commerciaux, puisque toutes les résonances sont bien prédites. Tous les graphes sont en bon accord avec une forme similaire. Un petit décalage est observé dans le coefficient de réflexion.

Les mesures présentent un pic de l'ordre d'environ -29.38 dB à la fréquence de résonance 3,96 GHz, l'approche de circuit équivalent fournit un pic d'environ -28,35 dB, le niveau enregistré par CST MW studio est de -18.26 dB et de -16.17 dB par Momentum. Le décalage le plus bas est donné par le circuit équivalent qui est d'environ 3,51%. La bande passante mesurée calculée à -9.54 dB (ROS : 2) est d'environ [03.07 à 04.14 GHz], d'environ [03.06 à 04.24 GHz] enregistré par le CST MW studio, autour de [3.64 à 4.27 GHz] obtenu par Momentum et d'environ [03.06 au 04.27 GHz] obtenue par l'approche de circuit équivalent.

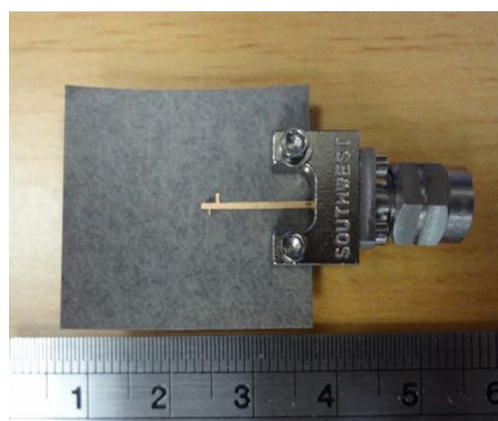
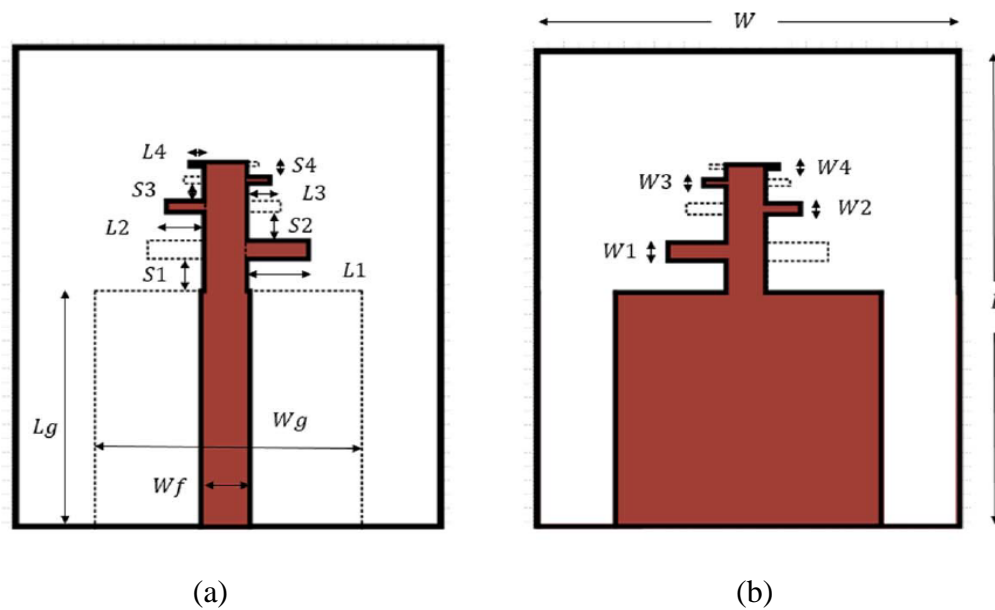
Comme il est représenté sur la figure I .31 (b), des simulations et des mesures sont en très bon accord. De plus, nous constatons que le niveau du coefficient de réflexion mesurée est inférieure à -10 dB dans une grande partie de la bande de fréquence allant de 10.7 à 12 GHz. A partir des résultats mesurés la résonance se produit dans cette bande de fréquence à 11 et 11.89 GHz avec des niveaux du coefficient de réflexion respectivement d'environ -21.78 et -18.20 dB. La méthode des circuits équivalents donne des pics d'environ -20.37 dB et -14.28 dB. Notez que Momentum présente un niveau de coefficient de réflexion d'environ -26.88 dB à la fréquence de résonance 3.96 GHz et le niveau enregistré par CST MW studio est de -25.08 dB.

#### **I. 12. 4. Conception d'un réseau d'antenne imprimée Log-périodique Dipôle avec gain élevé pour les applications à ondes millimétriques**

Dans cette section, un réseau d'antenne imprimée log périodique (PLPDA) pour la bande V de fréquence d'ondes millimétriques avec un gain élevé pour les applications d'imagerie est proposé. L'antenne a été conçue, puis simulée et optimisée en utilisant deux logiciels de simulation standard d'industries différentes, HFSS Version 13 et CST Microwave Studio Version 2012. L'antenne PLPDA proposée est conçue sur un substrat à couche unique et alimentée par un réseau microruban simple. Il a les avantages de la structure simple, compacte, à large bande, et la facilité d'intégration avec d'autres circuits sur le même PCB. Des études paramétriques approfondies ont été menées pour étudier l'effet de certains paramètres sur la performance de l'antenne. L'antenne a été fabriquée et testée. Les deux résultats simulés et mesurés sont en bon accord. L'antenne PLPDA proposée peut être utilisée comme une bonne antenne directionnelle dans toute la gamme de fréquence V-bande [52].



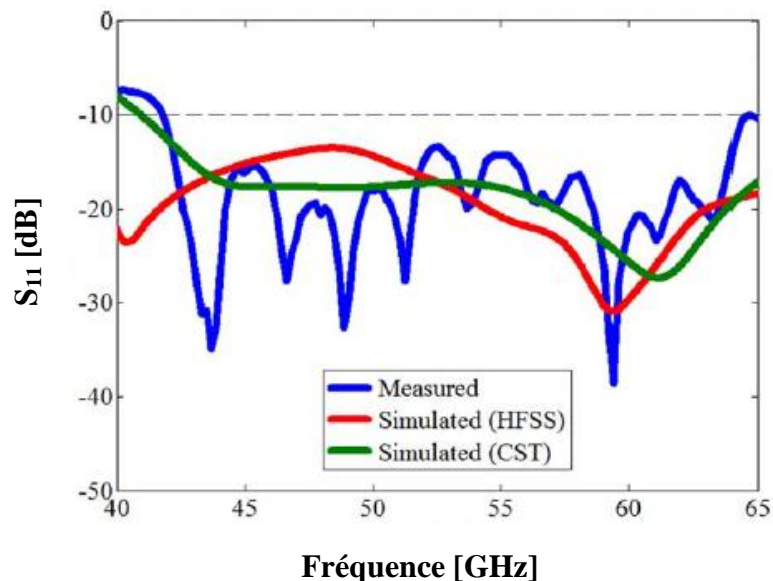
Les figures I. 32. (a) et I. 32. (b) montrent les vues en dessus et en dessous de la géométrie de l'antenne proposée PLPDA à quatre éléments dipolaires, respectivement. La photo du prototype de l'antenne fabriquée est présentée à la figure I. 32. (c). L'antenne PLDPA proposée est gravée sur le substrat Rogers Duroid RT5880. Le substrat diélectrique a une tangente de perte de 0.0009, une constante diélectrique de 2.2, une épaisseur de hauteur 0.254 mm et une épaisseur de métallisation égale à 0.0175 mm.



(c)

**Figure. I. 32.** Schéma de l'antenne PLPDA proposée. (a) en vue de dessus, (b) vue de dessous, et (c) photographie du prototype de l'antenne PLPDA fabriquée.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion comparés avec celui mesuré sont présentés sur la figure ci-dessous.



**Figure. I. 33.** Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne : résultat simulé et mesuré.

Les résultats de mesure montrent que cette antenne est bien adaptée dans une large gamme de fréquences de 42 à 82 GHz, couvrant l'ensemble de la bande V, avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. Il peut être remarqué que l'antenne proposée a un coefficient de réflexion mesuré de l'ordre de -21.5 dB à la fréquence 60 GHz par rapport aux résultats de la simulation qui est de l'ordre de -29.6 dB (en utilisant HFSS) et de l'ordre de -25.5 dB (en utilisant CST). Il y a un bon accord entre les résultats de simulations effectuées par les deux simulateurs. La différence dans les résultats mesurés peut être due à des erreurs de fabrication et le comportement de dispersion de la permittivité dépend de la fréquence du matériau du substrat à hautes fréquences qui ne pouvaient pas être correctement modélisées lors des simulations. Basé sur une comparaison des performances parmi les travaux rapportés dans la littérature, on peut dire que l'antenne PLPDA proposée est une bonne candidate pour être utilisée dans de nombreuses applications à la bande de fréquence V.

### I. 13. Diviseur d'impédance

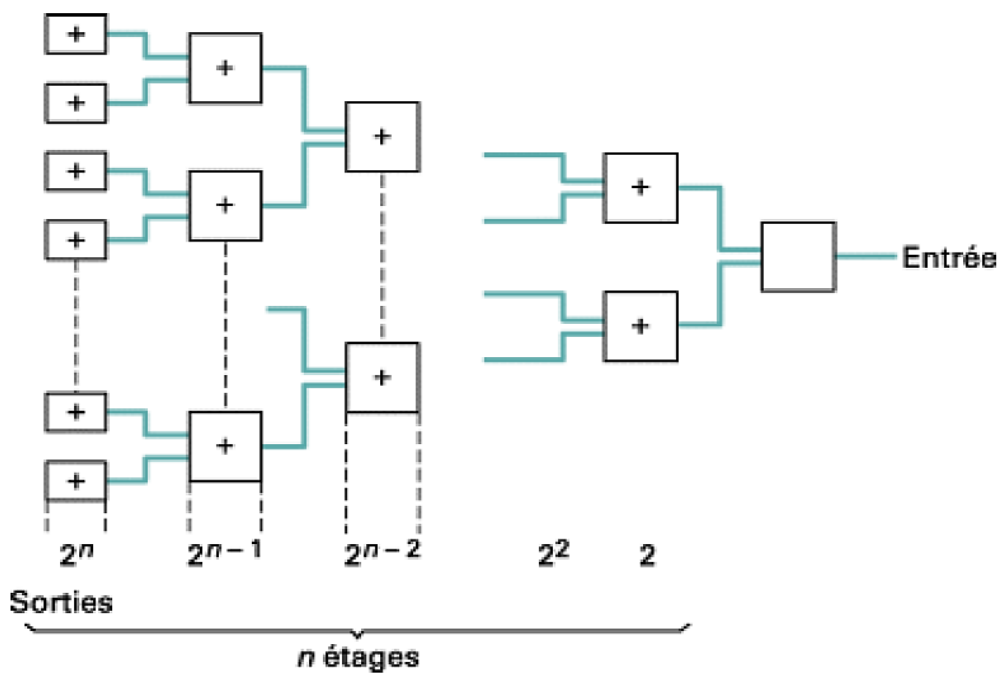
Le diviseur de puissance est un dispositif possédant au minimum trois accès ; un accès d'entrée et deux ou plusieurs accès de sortie. Les accès de sortie peuvent être isolés ou non.

Lorsqu'on utilise deux ou plusieurs accès en entrées et  $n$  accès de sortie on parle alors d'un combineur, pour le cas particulier d'un dispositif à trois accès, la matrice  $S$  d'un diviseur de puissance idéal dont les accès sont isolés est la suivante :

$$s = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

### I. 13. 1. Utilisation

Si, à chaque sortie d'un diviseur, nous connectons l'entrée d'un autre diviseur et ainsi de suite, nous obtenons un diviseur adapté à  $n$  étages. Avec  $n$  étages, nous avons  $2^n$  sorties (Figure I. 34). Un tel dispositif peut être utilisé pour connecter un émetteur ou un récepteur à  $2^n$  éléments rayonnants.



**Figure. I. 34.** Diviseur de puissance à  $n$  étages et  $2^n$  voies.

A l'émission, il permet de répartir équitablement sur les  $2^n$  éléments rayonnants la puissance issue de l'émetteur. À la réception, ce dispositif fonctionne en combineur de puissance, il faut noter qu'il ne peut être sans pertes que si les ondes reçues ont toutes la même amplitude et la même phase [53].

## I. 14. Les coupleurs

Les coupleurs sont utilisés dans de nombreux circuits, notamment les mélangeurs, les amplificateurs équilibrés et les circuits d'alimentation des antennes. Les performances des coupleurs déterminent largement celles des circuits réalisés (bande de fréquence, isolation, etc.) mais sont généralement très limitées par les contraintes propres à la technologie de fabrication des circuits. En particulier [54] les coupleurs utilisés aux fréquences micro-ondes sont généralement des structures passives. En technologie planaire, on peut distinguer deux familles de structures de couplage qui se différencient d'abord par l'approche d'intégration :

- Une approche distribuée utilisant essentiellement des lignes de transmission ou des lignes couplées ;
- Une approche localisée reprenant d'une manière générale les différents coupleurs de la famille précédente pour lesquels les lignes de transmission sont réalisées par les éléments localisés équivalents LC à une fréquence donnée. Par rapport à l'approche distribuée, l'approche localisée est intéressante du point de vue de la compacité du coupleur. Cependant, cette approche souffre de bandes passantes limitées par la sélectivité importante des éléments localisés utilisés et leur dispersion [55-56].

### I. 14. 1. Coupleurs directifs (branche Line)

Les coupleurs directionnels ou les diviseurs de puissance sont des composants microondes passifs utilisés pour la division ou la combinaison de puissance. Dans un diviseur de puissance, la puissance est divisée en deux ou plus [57], les coupleurs directionnels peuvent être conçus pour une division de puissance arbitraire, cependant, les jonctions hybrides sont généralement conçues pour les divisions égales. Aux ports de sortie nous pouvons avoir une différence de phase entre les ports égale à  $90^\circ$  ou  $180^\circ$  [58].

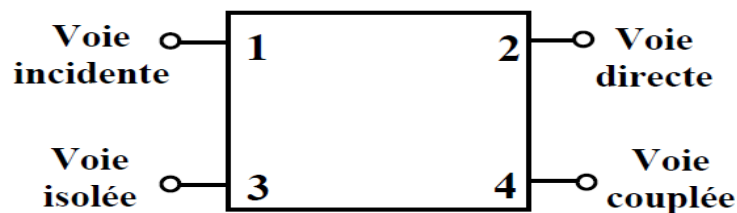


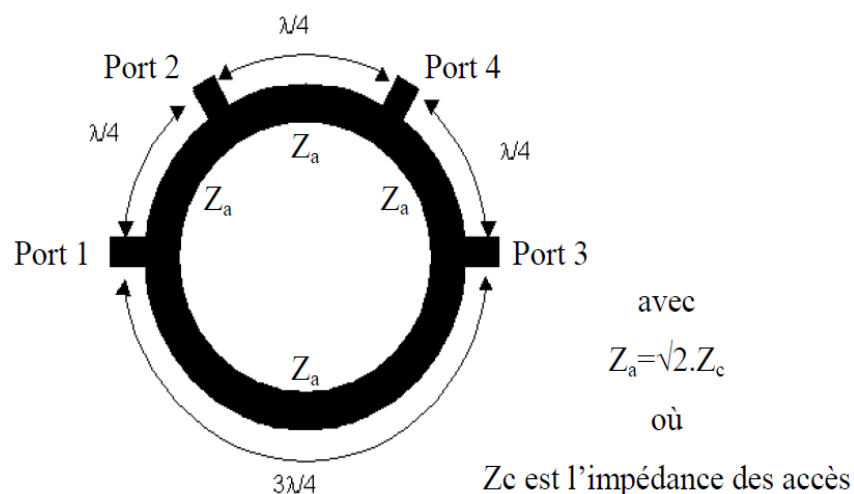
Figure. I. 35. Schéma d'un coupleur directif.

### I. 14. 2. Le coupleur de Lange

Un coupleur  $90^\circ$  est un circuit fréquemment utilisé dans le domaine des hyperfréquences. Ils sont intégrés dans les composants tels que les déphaseurs, mélangeurs, amplificateurs équilibrés. C'est un dispositif à quatre voies d'accès : le signal entrant sur une voie (voie 1) est divisé sur deux voies différentes (voie couplée : 3 et voie directe : 4) avec des amplitudes égales et un déphasage entre voie couplée-voie directe égal à  $90^\circ$  [59].

### I. 14. 3. Coupleurs 0- $180^\circ$ en anneau

Le coupleur en anneau (hybrid ring, rat-race coupler ou RRC) est un coupleur -3dB 0- $180^\circ$  (Figure I. 36). Ce coupleur est réalisé à partir d'une structure de lignes de transmission disposées selon un anneau de longueur totale 6 fois  $\lambda/4$ . Par sa simplicité de conception et de réalisation, ce dispositif est populaire en technologie hybride car il permet des pertes relativement faibles et une bonne adaptation des accès. Sa bande de fréquence de fonctionnement reste cependant faible (de l'ordre de 15%). De plus, l'encombrement du coupleur en anneau est important. Comme pour le coupleur en échelle, il est cependant possible d'utiliser des techniques pour réduire la longueur des segments de ligne ou de réaliser un circuit équivalent en élément localisés.



**Figure. I. 36.** Coupleur hybride en anneau ou coupleur rat-race.

## I. 15. Spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique est la description de l'ensemble des rayonnements électromagnétiques classés par fréquence, longueur d'onde ou énergie [60-61]. Le spectre électromagnétique s'étend théoriquement de zéro à l'infini en fréquence (ou en longueur d'onde), de façon continue. Pour des raisons tant historiques que physiques, on le divise en plusieurs grandes classes de rayonnement, qui s'étudient par des moyens particuliers à chacune d'entre elles.

Sur la figure I. 37, on présente les différentes radiations du spectre électromagnétique. En allant des ondes radio vers les rayons gamma, la longueur d'onde devient plus courte, la fréquence augmente et l'énergie devient plus élevée.

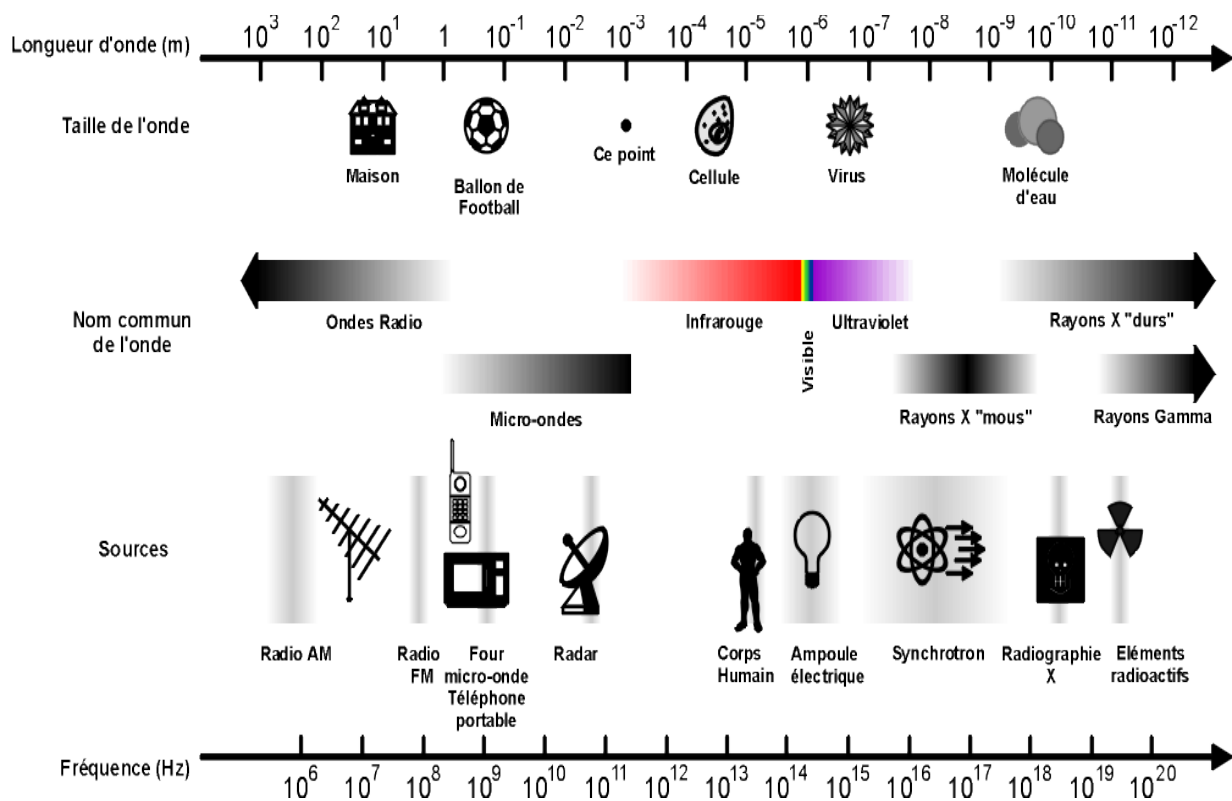


Figure. I. 37. Spectre électromagnétique.

On découpe habituellement le spectre électromagnétique en divers domaines selon la longueur d'onde et le type de phénomène physique émettant ce type d'onde [62].

- **Ondes radioélectriques ou ondes hertziennes** : Oscillations d'électrons au sein d'un circuit électrique comme une antenne.
- **Micro-ondes** : Oscillations d'électrons au sein de composants électriques spécifiques (comme une diode Gunn par exemple), rotation moléculaire.
- **Téraherz** (domaine submillimétrique, limite micro-ondes / infrarouge lointain) : niveaux de vibration de molécules complexes.
- **Infrarouge** : Oscillations de particules, vibration moléculaire, transitions d'électrons de valence au sein d'atomes ou de molécules.
- **Lumière visible** : Transitions d'électrons de valence de haute énergie, qui ont la particularité d'être détectées par l'œil humain.
- **Ultraviolet** : Transitions d'électrons de valence d'atomes ou de molécules de plus haute énergie encore, et donc non observables par l'œil humain.
- **Rayons X** : Transitions d'électrons des couches profondes au sein d'un atome, accélération ou décélération (*bremsstrahlung*) d'électrons libres de haute énergie.
- **Rayons gamma** : transitions au sein du noyau atomique, souvent émis lors de la désexcitation de noyaux-fils issu de la désintégration radioactive d'un noyau instable, de façon spontanée ou sous l'effet d'une accélération au sein d'un accélérateur de particules.

Intéressons-nous plus en détail au domaine micro-onde, nous le situerons comme appartenant à une bande de fréquences comprises entre 300 MHz et 300 GHz. Analysons la place qu'occupent les micro-ondes dans le spectre des fréquences des ondes électromagnétiques.

En effet, de même que l'ultraviolet et les rayons X relèvent de la double description de l'optique et des rayonnements ionisants, les micro-ondes se situent à une autre frontière, celle des ondes électriques et de l'optique. Cette double appartenance confère aux micro-ondes une richesse particulière : des caractéristiques électriques pour leur production par exemple, des propriétés qui relèvent de l'optique pour leur propagation [62].

L'image populaire des micro-ondes restera sans doute celle du four du même nom apparu en 1950 dont le principe est de générer des ondes capables de faire vibrer des molécules d'eau assez rapidement pour les échauffer (L'interaction des micro-ondes avec la matière est largement dominée par le mécanisme d'absorption diélectrique, celle-ci étant due aux interactions entre les molécules ou éléments polaires). Ainsi seuls les aliments contenant

de l'eau sont concernés. Ces fours fonctionnent dans la gamme de fréquence 915 MHz -2.45 GHz.

Un découpage plus précis du domaine hyperfréquence a été réalisé : ce sont les bandes IEEE (Institute of Electrotechnical and Electrical Engineers) données par le tableau I. 1. Notons qu'il existe d'autres désignations, moins utilisées, comme celles du département de la défense américaine.

<i>Désignation</i>	<i>Domaine de fréquences (GHz)</i>
<i>VHF</i>	0.03 – 0.30
<i>UHF</i>	0.30 – 1.00
<i>Bande L</i>	1 - 2
<i>Bande S</i>	2 - 4
<i>Bande C</i>	4 - 8
<i>Bande X</i>	8 - 12
<i>Bande Ku</i>	12 - 18
<i>Bande K</i>	18 – 26.5
<i>Bande Ka</i>	26.5 - 40
<i>Bande Q</i>	33-50
<i>Bande U</i>	40 - 60
<i>Bande V</i>	50 - 75
<i>Bande E</i>	60 - 90
<i>Bande W</i>	75 - 110
<i>Bande F</i>	90 - 140
<i>Bande D</i>	110 - 170

**Tableau. I. 1.** Les bandes de fréquences IEEE [62]

### **I. 15. 1. La bande S**

La bande S fait partie de la bande de fréquences micro-ondes du spectre électromagnétique. Elle est définie par une norme IEEE pour les ondes radio avec des fréquences allant de 2 à 4 GHz, en traversant la frontière conventionnelle entre UHF et SHF à 3.0 GHz. La bande S est utilisée par le radar météorologique, radar navires, et quelques satellites de communication, en particulier ceux qui sont utilisés par la NASA pour communiquer avec les navettes spatiale et la station spatiale internationale.



### **I. 15. 1. 1. Communication par satellite**

Aux États-Unis, la FCC a approuvée au Digital Audio Radio Satellite (SMCD) diffusant dans la bande S de 2.31 à 2.36 GHz, Plus récemment, il a approuvé pour des parties de la bande S entre 2.0 et 2.2 GHz pour la création des services mobiles par satellite (MSS) en relation avec les composants terrestres auxiliaires (ATC). Il existe actuellement un certain nombre de sociétés qui tentent de déployer ces réseaux, y compris la gestion satellite ICO et *TerreStar*.

La gamme de 2.6 GHz est utilisée dans la chine pour la téléphonie et TV mobile, communication par satellite. En mai 2009, *Inmarsat* et Solaris Mobile (une joint-venture entre Eutelsat et Astra) ont été attribués à chaque partie 2 x 15 MHz de la bande S par la commission européenne, les fréquences attribuées sont de 1.98 à 2.01 GHz pour les communications terrestre-spatiales, et de 2.17 à 2.2 GHz pour les communications terrestre. Le satellite Eutelsat W2A lancé en Avril 2009 est actuellement le satellite unique en Europe exploitant les fréquences de la bande S.

Dans certains pays, la bande S est utilisée pour la télévision par satellite direct (contrairement à des services similaires dans la plupart des pays, qui utilisent la bande Ku). La fréquence généralement allouée pour ce service est de 2.5 à 2.7 GHz [64].

### **I. 15. 1. 2. Autres utilisations**

Équipement de réseau sans fil compatible avec les normes 802.11b et IEEE 802.11g utilisent la section 2.4 GHz de la bande S. Les téléphones numériques sans fil fonctionnent dans cette bande aussi. On trouve aussi le four micro-ondes qui fonctionne à 2495 ou 2450 MHz.

Les normes IEEE 802.16a et 802.16e utilisent une partie de la gamme de fréquences de bande S.

En Amérique du Nord, la bande de fréquence allons de 2.4 à 2.483 GHz est une bande ISM utilisée pour les appareils de spectre sans licence, tels que les téléphones sans fil, les casques sans fil, et les expéditeurs vidéo.

On trouve aussi d'autres utilisations de l'électronique grand public, y compris Bluetooth qui fonctionne entre 2.402 GHz et 2.480 GHz [64].

## I. 15. 2. La bande C

La bande C est un nom donné à certaines parties du spectre électromagnétique, y compris les longueurs d'onde micro-ondes qui sont utilisées pour les télécommunications radio de longue distance. La norme IEEE de la bande (4 GHz à 8 GHz) contient des plages de fréquences qui sont utilisées pour de nombreuses transmissions pour communications par satellite, certains appareils Wi-Fi, des téléphones sans fil, et certains systèmes de radars météorologiques. Pour les communications par satellite, les fréquences micro-ondes dans la bande C est de meilleures performances dans des conditions météorologiques en comparaison avec la bande Ku (11.2 GHz à 14.5 GHz) des fréquences micro-ondes, qui sont utilisés par d'autres satellites de communication [65].

### I. 15. 2. 1. L'IEEE C-BAND

L'IEEE bande C est une partie du spectre électromagnétique dans la gamme des micro-ondes de fréquences allant de 4.0 à 8.0 gigahertz (GHz).

La communication en bande C a été la première bande de fréquence qui a été allouée pour les télécommunications commerciales par satellites. Les mêmes fréquences étaient déjà en cours d'utilisation pour les chaînes terrestres utilisant des relais radio. Presque tous les satellites de communication en bande C utilisent la bande de fréquences 3.7 à 4.2 GHz pour leurs liaisons descendantes, et la bande de fréquences de 5.925 GHz à 6.425 GHz pour leurs liaisons montantes. Notez qu'en utilisant la bande de 3.7 à 4.0 GHz, cette bande C chevauche quelque application radar pour la bande S.

La bande C est principalement utilisée pour les communications par satellite ouvertes, que ce soit pour les réseaux de télévision par satellite à temps plein ou satellite premières nourrit, bien que la programmation d'abonnement existe également. Cette utilisation contraste avec satellite de radiodiffusion directe, qui est un système complètement fermé utilisé pour offrir une programmation abonnement à l'antenne parabolique petite qui est connectée avec des équipements de réception exclusive [65].

La partie des communications par satellite de la bande C est fortement conçue à recevoir uniquement pour les systèmes de réception de télévision par satellite, communément appelés systèmes "*grand plat*", puisque les petites antennes de réception ne sont pas optimales pour les systèmes en bande C. les dimensions d'antenne paraboliques typiques sur les

systèmes de bande C varie de 2.5 à 3.5 mètres, bien que les plus grands peuvent également être utilisés.

Les fréquences de la bande C de 5.4 GHz à 5.85 GHz ou 5.47 à 5.725 GHz, ou 5.725 à 5.875 GHz, selon les différentes régions du monde sont utilisées pour la norme Wi-Fi IEEE 802.11a et des applications de téléphonie sans fils, ce qui crée des interférences avec des radars météorologiques qui sont également attribués à la bande C [65-66].

### **I. 15. 3. La bande X**

La bande X est une plage de fréquences radio micro-ondes du spectre électromagnétique. Dans certains cas, comme dans l'ingénierie de la communication, la plage de fréquences de la bande X située aux alentours de 7.0 à 11.2 gigahertz (GHz). Dans l'ingénierie radar, la plage de fréquence est spécifiée par la norme IEEE 8.0 à 12.0 GHz [63].

#### **I. 15. 3. 1. Communication par satellite**

Pour les communications militaires par satellite, l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) a assigné à la bande de fréquence X pour l'émission 7.9 à 8.4 GHz. Et la bande de fréquence 7.25 à 7.75 GHz pour la réception. L'armée américaine utilise toutes les fréquences de ce spectre. Cependant, ils utilisent des signaux de sélection sur les fréquences à travers ce spectre [63].

#### **I. 15. 3. 2. Radar**

On trouve aussi la bande X dans les applications radar. Elle est utilisée en matière civile, militaire, et les institutions gouvernementales pour la surveillance météorologique, le contrôle du trafic aérien, le contrôle du trafic maritime, le suivi de la défense, et la détection de la vitesse du véhicule pour l'application de la loi [63].

La bande X est souvent utilisée dans les radars modernes. Les longueurs d'onde plus courtes de la bande X permettent une meilleure résolution des images de radars d'imagerie à haute résolution pour l'identification et la discrimination cible.

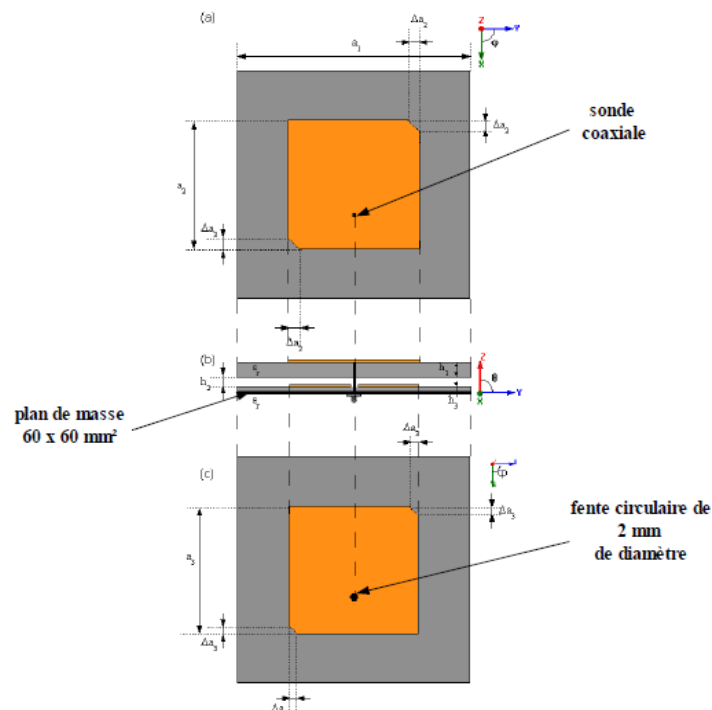
#### **I. 15. 3. 3. Autres utilisations**

Les détecteurs de mouvement utilisent souvent les fréquences 10.525 GHz. On trouve aussi la fréquence 10.4 GHz, elle est utilisée pour les détecteurs de passage de la lumière de la

circulation. On trouve aussi les résonateurs spectromètres paramagnétiques d'électronique, ils fonctionnent auprès de 9.8 GHz [63].

## I. 16. Exemple des antennes fonctionnant dans les bandes du système GPS

La figure I. 38 présente la structure de l'antenne double couche bi-bande GPS1-GPS2. C'est la combinaison de deux antennes à éléments rayonnants carrés imprimés dont les coins coupés sont situés sur les mêmes diagonales de l'antenne. Ces éléments rayonnants sont imprimés sur un substrat céramique de permittivité  $\epsilon_r$  et d'épaisseur  $h_1$  pour le substrat supérieur et  $h_2$  pour le substrat inférieur. Les deux éléments rayonnants reposent sur un substrat de même dimensions latérales  $a_1 \times a_1 \text{ mm}^2$ . L'élément rayonnant supérieur a une dimension de  $a_2 \times a_2$  et la taille de ses coins coupés est de  $\Delta a_2$ . Quant à l'élément rayonnant inférieur, ses dimensions sont de  $a_3 \times a_3$  et la taille de ses coins coupés est de  $\Delta a_3$ . Une sonde coaxiale, placée à **7,2 mm** du centre, excite l'élément rayonnant supérieur en passant à travers un orifice circulaire de 2 mm de diamètre dans le pavé inférieur. Une couche d'air d'épaisseur  $h_2$  sépare les pavés supérieur et inférieur [30].



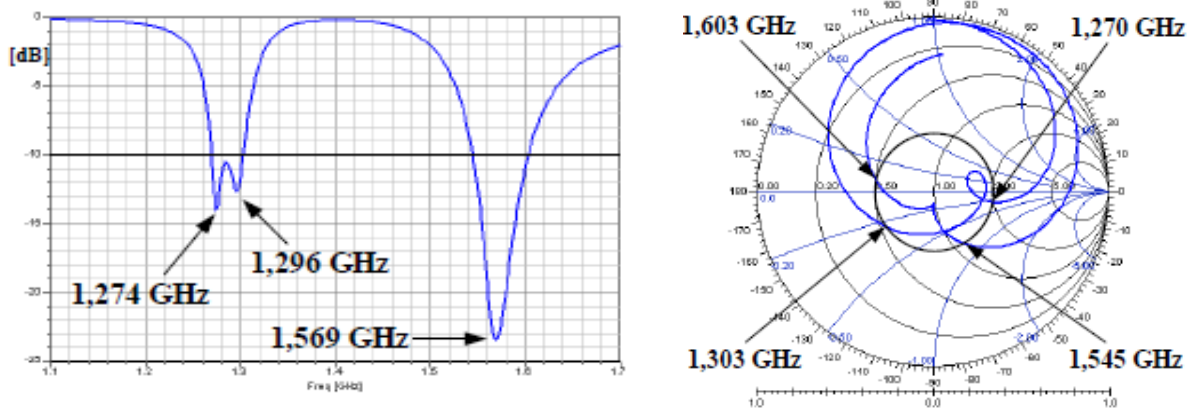
**Figure. I. 38.** Géométrie de l'antenne double couche. (a) antenne supérieure, (b) combinaison des deux antennes, (c) antenne inférieure

Caractéristiques de l'antenne :

$a_1$	$a_2$	$a_3$	$\Delta a_2$	$\Delta a_3$	$h_1$	$h_2$	$h_3$	$\epsilon_r$
60 mm	33.9 mm	33.3 mm	2.9 mm	2 mm	1.6 mm	0.5 mm	5 mm	10

**Tableau. I. 2.** Caractéristiques de l'antenne GPS<sub>1</sub>-GPS<sub>2</sub>.

L'antenne a été modélisée et simulée grâce au logiciel HFSS d'Ansoft Corporation et la figure I. 39 et 40 représente respectivement le coefficient de réflexion S11 et les lieux d'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.



**Figure. I. 39.** (a) Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence.  
(b) Impédance d'entrée.

Comme le montre la figure I. 39 (a) et (b), cette antenne à deux couches présente une bande passante correcte dans les deux bandes de fréquence telle qu'une bande passante de 33 MHz dans la bande GPS<sub>1</sub> et de 58 MHz dans la bande GPS<sub>2</sub> sont obtenues. Par conséquent, cette antenne présente une bande passante suffisante. Cependant, la qualité d'adaptation à la fréquence GPS<sub>1</sub> est un peu faible comparée à celle obtenue à la fréquence GPS<sub>2</sub>.

## I. 17. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons présenté quelques généralités sur les antennes imprimées. On a commencé ce chapitre par une description des antennes imprimées. Ensuite nous avons décrit l'ensemble des techniques utilisées pour l'alimentation des éléments rayonnants. Puis, nous avons décrit le mécanisme du rayonnement d'une antenne imprimée, après on a présenté les différents caractéristiques du rayonnement. Ensuite, on s'est intéressé aux réseaux d'antennes. Dans cette partie, nous avons donné une description détaillée des réseaux d'antennes imprimées pour les différents concepts : à savoir le concept périodique et log-périodique. On a commencé cette partie par une description détaillée des différentes géométries des réseaux d'antennes pour un concept périodique, ensuite pour un concept log-périodique, dans laquelle on a présenté quelques exemples des réseaux log-périodiques, puis on a présenté le spectre électromagnétique. À l'aide de la répartition de domaine fréquentielle, on a choisi la description de quelques bandes de fréquences (bandes : S, C et X) utilisées dans notre travail.

## Références bibliographiques

- [1] Hedi RAGAD, « *Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF* », Thèse de Doctorat, Université de Tunis El Manar –Sous le label de l'Université Nantes Angers Le Mans, Novembre 2013.
- [2] Moustapha SALAH TOUBEH, « *Etude d'antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la longueur d'onde dite : The ULP EBG Antennas* », thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2011.
- [3] 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.
- [4] Linda Djouablia, « *Contribution à l'étude des structures microbandes rayonnantes par la méthode des moments application à la forme triangulaire* », Doctorat en sciences en Electronique, Université de Constantine, soutenu en juillet 2012.
- [5] Constantine A. Balanis, « *Antenna theory analysis and design* », A John Wiley & Sons, Third Edition, Hoboken, New Jersey 2005.
- [6] Michaël DIBLANC, « *développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire.* ». Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [7] T. Fortaki, D. Khedrouch, F. Bouttout, and A. Benghalia, « *Vector, hankel transform analysis of a tunable circular microstrip patch* », commun. Numer. Meth. Engng. ( John Xiley and sons), vol. 21, no. 5, pp. 219-231, May 2005
- [8] 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.
- [9] Radhwane KEBBAB, « *Conception d'antennes ultra large bande en technologie imprimée* », Thèse de magister, Université de Abou Bakr Belkaid-Tlemcen, 2010.
- [10] Mohammed MESSAOUDENE, « *Modélisation par Modèle équivalent amélioré des antennes Périodiques et log-périodiques à base d'éléments rayonnants à encoche* :

- Applications aux télécommunications Sans Fil », Thèse de doctorat soutenue à l'Université de Tlemcen, Avril 2016.
- [11] Ouarda BARKAT, « *Etude et Synthèse des Caractéristiques de Réseaux d'antennes Imprimées Supraconductrices dans la Bande Millimétrique* », Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [12] Z. Cai and J. Bornemann, "Generalized spectral-domain analysis for multilayered complex media and high  $T_c$  superconductor application" IEEE transactions on microwave Theory and Tec. Vol. 40, Dec 1992.
- [13] Amel 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 Mentouri de Constantine, 2006.
- [14] D. Aissaoui, « *Analyse à l'aide de modèles équivalents d'antennes imprimées alimentées par ligne adaptées* », Thèse de magister, Université Abou-bakr Belkaid-Tlemcen, juillet 2007.
- [15] Zied HAROUNI, « *Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation Circulaire à 2.45 GHz* », Thèse de doctorat, Université Paris-Est et de la Faculté des Sciences de Tunis, Novembre 2011.
- [16] BAHLOUL Mohammed Salim, « *Conception des Réseaux d'Antennes Imprimées Log périodiques Multicouches pour Télécommunication Spatiale* », Thèse de Magister Université Abou-bakr Belkaid-Tlemcen, Décembre 2010.
- [17] S. M. Moulai Khathir, « *Contribution à l'analyse des structures rayonnantes de formes particulières* », mémoire de magister, université Abou-bakr Belkaid-Tlemcen, Mars 2006.
- [18] D. M. Pozar, "Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line ", Elect Letters, vol. 21, pp. 49--50, Jan. 1985.
- [19] D. H. Shaubert., Pozar. D. M and Adrian. A., "Effects of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity : Comparison of Theories with Experiment", IEEE- trans. AP, vol 37, n° : 6, june 1989, p.677-782.
- [20] ZIANI KERARTI Djalal, 'Etude et conception d'antennes ultra large bandes'', Thèse de Magister Université Abou-Bakr Belkaid-Tlemcen, 2011.



- [21] M. Bousahla, « *Conception et analyse de structures conformées pour réseaux d'antenne imprimée* », Thèse de Magister, université Abou-bakr Belkaid-Tlemcen, Juillet 1999.
- [22] M. Abri, « *Analyse et Synthèse de Réseau d'Antennes Imprimées Multibande à l'aide de Modèles Equivalents* », Thèse de Magister, Université Abou Bakr-Belkaid Tlemcen, Juin 2004.
- [23] 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.
- [24] Sihem BENKOUDA, « *Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microruban à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supra conductrices* », Thèse de doctorat, université de Batna.
- [25] Moustapha SALAH TOUBEH, « *Etude d'antennes BIE planaires de hauteur très inférieure à la longueur d'onde dite : The ULP EBG Antennas* », thèse de doctorat, Université de limoges, Décembre 2011.
- [26] AISSAOUI Djelloul, « *Analyse à l'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées* », mémoire de magistère, Université Abou Bakr Belkaid–Tlemcen, 2007.
- [27] [http://www.trevormarshall.com/byte\\_articles/byte1.htm](http://www.trevormarshall.com/byte_articles/byte1.htm).
- [28] Hedi RAGAD, « *Etude et conception de nouvelles topologies d'antennes à résonateur diélectrique dans les bandes UHF et SHF* », Thèse de Doctorat, Université de Tunis El Manar –France Sous le label de l'Université Nantes Angers Le Mans, Novembre 2013.
- [29] Elliott R.S., “*Antenna Theory and Design*”, John Wiley & Sons IEEE Press, 2003.
- [30] Grégory BEDDELEEM, « *Antennes multistandards combinées à polarisations multiples pour les applications spatiales*», Thèse de doctorat, université de Nice-Sophia Antipolis, avril 2008.
- [31] ZHI NING CHEN and MICHAEL Y. W. CHIA. « *Broadband planar antennas : design and applications* ». John Wiley & Sons Ltd, 2005.

- [32] M. Gustafsson and S. Nordebo, "Bandwidth,  $q$  factor, and resonance models of antennas," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 62, 1-20, 2006.
- [33] Dale M. Grimes and Craig A. Grimes. « *Bandwidth and  $q$  of antennas radiating  $te$  and  $tem$  modes* ». *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, 37(2) :217–226, May 1995.
- [34] R. L. Fante. « *Quality factor of general ideal antennas. Antennas and Propagation* », *IEEE Transactions on*, 17(2) :151–155, Mar 1969.
- [35] Amal HARRABI, « *conception et réalisation d'une antenne plate pour la réception satellite* », *thèse de Doctorat*, Université de Manar, Tunis, sous le label de l'université Nantes Angers le Mans, 2015.
- [36] D. M. Pozar and H. H. S. (Ed.). *Microstrip Antennas « Analysis and Design. Wiley* », 1995.
- [37] Lee K.F., Luk K.M., Tong K.F., Shum S.M., Huynh T., and Lee R.Q. « *Experimental and simulation studies of the coaxially fed  $u$ -slot rectangular patch antenna. Microwaves, Antennas and Propagation* », *IEE Proceedings*, 144(5) :354–358, Oct 1997.
- [38] M.F. Bendahmane, F.T. Bendimerad et N. Boukli-Hacène, « *Analyse d'Antennes Imprimées en Réseaux Périodiques Monocouches Avec Modélisation du Couplage* », Conférence Internationale sur les Systèmes de Télécommunications CISTEMA'2003, Tlemcen.
- [39] I. J. Bahl and P. Bhartia, « *Microstrip antennas*, » Dedham, Ma: Artech House 1980.
- [40] D. M. Pozar, « *Microstrip antennas*, », IEEE, Vol. 80, N° .1, pp. 79-91, January 1992
- [41] 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.
- [42] Najib FADLALLAH, « *Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage* », thèse de Doctorat, Université de limoges, 2005.

- [43] Andrée FOUQUE. « *Contribution à la conception d'un récepteur mobile faible cout et faible consommation dans la bande Ku pour le standard DVB-S* », Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux 1, 2012.
- [44] 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.
- [45] Mauricio Sánchez Barberty, "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 Myagüez Campus, 2005.
- [46] D. E. Isbell, "Log Periodic Dipole Arrays", IRE Transactions on Antennas and Propagation, pp. 260-267, 1960.
- [47] Divya Mohanan, K G Satheesh Kumar, "A Wideband Printed LPDA for Surveillance Applications," International Journal of Innovative Research in Compute and Communication Engineering, September 2015.
- [48] M. M. Bontempo, P. S. Marques, C. N. M. Marins and C. S. Arismar, "A printed log-periodic antenna based on fractal tree elements," *International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Porto de Galinhas, Brazil, 3-6 November 2015.
- [49] Q. Jinghui et al, "A novel printed fractal log-periodic dipole antenna," *IEEE MEMIA'05 5th. International Conference on Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications*, pp. 50-53, Dec. 2005.
- [50] Wang, Baixiao, Aixin Chen, and Donglin Su. "An improved fractal tree log-periodic dipole antenna." *Electromagnetic Compatibility and 19th IEEE International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2008.
- [51] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira Abri Badaoui, "A new C and Ku-band logarithmically periodic linear bowtie antennas array design using lumped-element equivalent schematic model," *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, pp. 1766-1772, Vol 69, 2015.
- [52] Osama M. Haraz, Abdel-Razik Sebak, Saleh A. Alshebeili, "Design of a Printed Log-Periodic Dipole Array Antenna with High Gain for Millimeter-Wave Applications", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Month 2014.

- [53] Wassila SEKKAL, « *etude et simulation des systemes BFN pour reseaux d'antennes a faisceaux multiples application du concept corps* », Mémoire de Magister, Université de Tlemcen, 2011.
- [54] Sami HEBIB, « *Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales* », thèse de doctorat, l'Université Toulouse III - Paul Sabatier, 2008 ;
- [55] D. M. Pozar, « *Microwave Engineering* », Second edition, New York, Wiley, 1998.
- [56] R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, « *RF and Microwave Coupled-Line Circuits* », Norwood, MA, Artech House, 1999.
- [57] Abdellatif BARKKAT, « *conception et réalisation d'antennes miniatures isotropes dans les bandes C et ISM* », thèse de doctorat, université de Tlemcen, 2014.
- [58] S. Taravati, M. Khalaj-Amirhosseini, « *Compact Dual-Bnd Stubless Branch-Line Coupleur* », Journal of Electromagnetic Wave and applications, vol 26, No. 10, pp. 1323-1331,
- [59] Adonis Bikiny, Cedric Quendo, Eric RIUS, Jean-Francois FAVENNEC, Christian PERSON, Benjamin POTELON, Laetitia RIGAUDEAU, Pascal MORONI, Jean Louis CAZAUX , « *Coupleur de Lange Multicouche en bande Ka* », Université Européenne de Bretagne, France, 16<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, 2009.
- [60] [https://fr.wikipedia.org/wiki/Spectre\\_%C3%A9lectromagn%C3%A9tique#DicPhys](https://fr.wikipedia.org/wiki/Spectre_%C3%A9lectromagn%C3%A9tique#DicPhys),
- [61] Richard Taillet, Loïc Villain et Pascal Febvre, « *Dictionnaire de physique* », Bruxelles, De Boeck, 2013, pp. 634-635
- [62] [http://www.polytech-lille.fr/cours-transistor-effet-champ/hyper/hyperc1.htm#Figure\\_1](http://www.polytech-lille.fr/cours-transistor-effet-champ/hyper/hyperc1.htm#Figure_1).
- [63] World Heritage Encyclopedia, « *X-Band* », Id. WHEBN0001544266.
- [64] World Heritage Encyclopedia, « *S-BAND* », Id: WHEBN0001404366.
- [65] *World Heritage Encyclopedia*, « *C-BAND* », Id: WHEBN0000419810.
- [66] [http://www.ebooklibrary.org/Article.aspx?Title=C-band#cite\\_note-1](http://www.ebooklibrary.org/Article.aspx?Title=C-band#cite_note-1)

# Chapitre II

## **Modèle équivalent de l'antenne et réseaux d'antennes mono-couches log-périodiques : Analyse et résultats**

*Résumé : L'objectif de ce chapitre est de présenter le formalisme théorique du modèle de la ligne de transmission appliqué aux réseaux d'antennes mono-couches log-périodiques et d'exposer les différents résultats de simulation de ces différents réseaux dédiés aux applications spatiales opérants respectivement en bande S, C et X en se basant sur le modèle équivalent. Les réseaux en question ont été associés en arrangement log-périodiques avec neuf éléments rayonnants. Afin de montrer l'efficacité et crédibilité du modèle proposé, une comparaison a été effectuée avec le simulateur ADS/Momentum d'Agilent Software.*

## II. 1. Introduction

Les méthodes de simulation numériques sont de plus en plus en expansion continue due au développement des calculateurs dont la puissance de calcul ne cesse d'augmenter. Ces méthodes permettent de modéliser des structures complexes simplifiant ainsi le calcul des grandeurs électriques et magnétiques. L'outil numérique est devenu donc indispensable pour la conception et la simulation des circuits électriques. Une variété de logiciels de simulation est actuellement disponible. Le choix de ces logiciels dépend principalement du type d'application, de la précision recherchée, la puissance de calcul nécessaire et de la nature des paramètres à simuler [1].

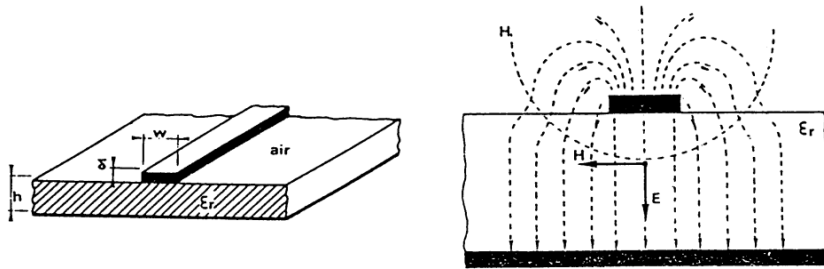
Depuis que le concept d'antennes micro ruban a été formulé les chercheurs et les ingénieurs ont voulu prédire les caractéristiques électriques de telles structures pour en simplifier la conception et en améliorer les performances. Plusieurs modèles mathématiques ont été développés. Les tous premiers 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 long et fastidieux. C'est pour cette raison que les premiers modèles restent largement utilisés dans un nombre considérable de recherches actuelles [2].

Dans ce chapitre, nous essayons de revenir sur une certaine notion fondamentale du modèle équivalent basé sur des formules mathématiques résolues par des approches rigoureuses et nous donnerons les éléments théoriques permettant de comprendre ce dernier. Les modèles analytiques emploient des suppositions simplifiées mais offrent des solutions précises. Ensuite, et après une validation du modèle proposé nous exposons les résultats de simulation des réseaux d'antennes mono-couches log-périodiques opérant dans les bandes S, C et X pour les applications émission/réception satellitaires.

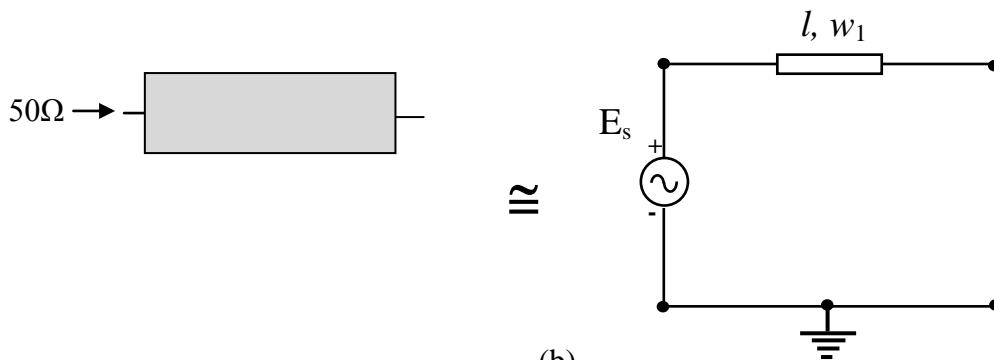
## II. 2. Modèle équivalent de l'antenne de forme carrée seule

Dans cette section de chapitre, nous allons décrire de façon détaillée le modèle de base de la ligne de transmission qui a été déjà présenté dans [3-4]. Les auteurs [5-8] et [9-11] ont présenté un modèle équivalent pour un élément rayonnant de type Bow-tie pour les applications sans fils et larges bandes.

La transmission d'un signal électrique le long d'une interconnexion ou ligne de transmission (ligne de circuit imprimé, câble) correspond en fait à la propagation guidée d'une onde électromagnétique. La propagation s'effectue le long d'une ligne de transmission formée d'au moins de deux conducteurs : un conducteur aller et un conducteur retour (ou de référence). Dans ce cas particulier, l'unique mode de propagation est appelée mode différentiel.



(a)

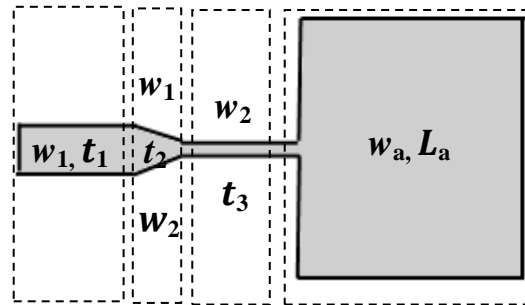


(b)

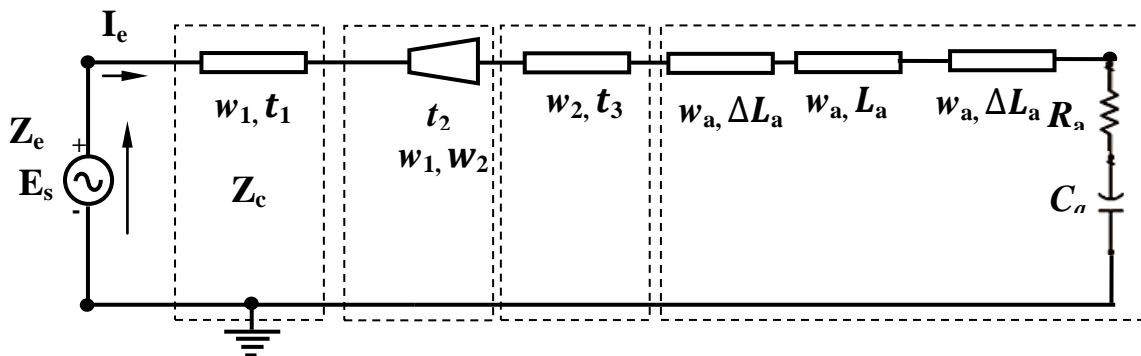
**Figure II. 1.** Configuration de la ligne microrubans. (a) les lignes du champ électrique correspondantes. (b) le circuit équivalent correspondant de la ligne microruban d'alimentation sous le simulateur ADS [8].

Dans ce modèle proposé, dans le cas d'un élément rayonnant carré qui va être employé au cours de cette thèse et qui est fréquemment rencontré dans les circuits imprimés, l'élément rayonnant rectangulaire est traité comme une ligne de longueur  $L_a$  et de largeur  $W_a$  terminée à l'une de ses extrémités 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. Afin d'assurer une parfaite d'adaptation entre l'antenne et la sonde dont l'impédance d'entrée est de 50 Ohm, une ligne d'adaptation est employée. La géométrie de l'antenne ainsi que son modèle équivalent sous le simulateur ADS d'Agilent software est illustrée sur la figure II. 2.



(a)



(b)

**Figure II. 2.** (a) Géométrie 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 micro-ruban d'alimentation [3].

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 bords. Ceci est illustré sur la figure II. 2 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 [3].



Avec:

$\Delta L$  est la longueur physique des fentes rayonnantes, elle est donnée par l'expression suivante [8,12]:

$$\Delta L = h \frac{0.412(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3)\left(\frac{w_a}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258)\left(\frac{w_a}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{II. 1})$$

$\epsilon_{\text{eff}}$  est la constante diélectrique effective correspondante.

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1 + \epsilon_r + \frac{(\epsilon_r - 1)}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{w_a}}}}{2} \quad (\text{II. 2})$$

$z_c$  est l'impédance caractéristique. Cette dernière est donnée par une formule rigoureuse suivante:

$$z_c = \frac{120\pi}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff}} \left( \frac{w_a}{2h} + 0.082 \frac{(\epsilon_{\text{eff}} - 1)}{\epsilon_{\text{eff}}^2} + \epsilon_{\text{eff}} + 0.411 \right)}} \quad (\text{II. 3})$$

### II. 3. Modèle équivalent des réseaux log-périodiques

Afin de pallier aux inconvénients de l'élément seul (gain faible, bande étroite..), les antennes imprimées sont associées en réseaux et plus particulièrement en arrangement log-périodique. Les antennes présentent quelques limitations telles que : faible efficacité, faible gain, pureté médiocre de polarisation, bande passante étroite et rayonnement parasite considérable de leurs systèmes d'alimentation. Pour pallier à ces inconvénients, une association en réseau devient indispensable. Ces dernières ont connu un grand essor en télécommunications, due à leurs faculté de concentrer la puissance rayonnée dans une direction donnée avec un gain plus élevé. Il est alors possible de réaliser certaines fonctions particulières telles que la modification de la direction de pointage par balayage électronique et

la produire des diagrammes de rayonnement complexes et modifiables électriquement, l'autoadaptativité, la production de diagrammes de rayonnement variés, etc...[13].

Combiner le rayonnement de plusieurs éléments rayonnants peut conduire à augmenter le rayonnement global, à condition de les combiner judicieusement. C'est ce principe qui est utilisé dans les réseaux d'antennes [14].

Généralement, on distingue deux types de réseau: le réseau rectiligne et le réseau plan. Nous nous intéressons au réseau rectiligne alimenté par une ligne microruban tel qu'on le présente dans la figure II. 3. Nous présentons le schéma équivalent d'un réseau log-périodique à élément rayonnant de forme carrée et ceci afin d'augmenter la bande passante. Dans le concept log-périodique, deux éléments sont espacés par un facteur  $\tau$ , il est donné par la relation suivante [10][15-16]:

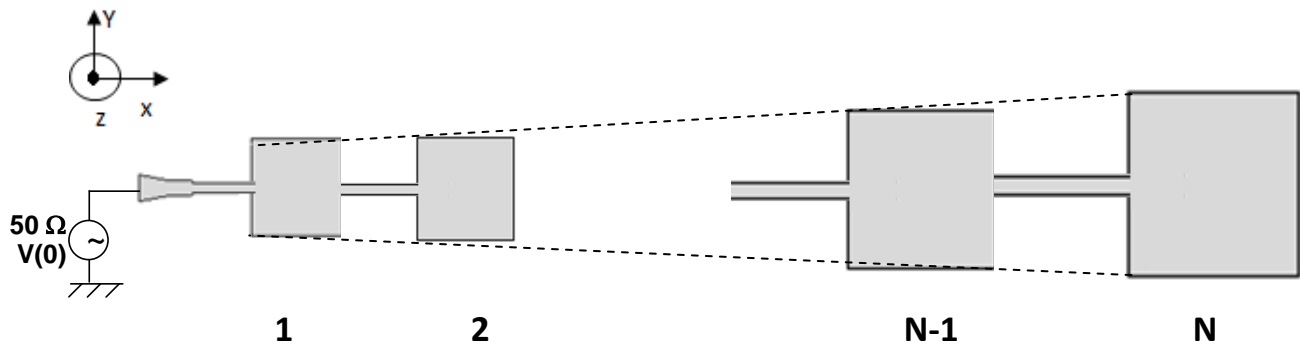
$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{W_{n+1}}{W_n} \quad (\text{II. 4})$$

Dans la configuration log-periodique comme montre sur la figure II. 3 (a), le réseau a les mêmes propriétés de rayonnement sur les fréquences qui sont liées par le facteur  $\tau$ .

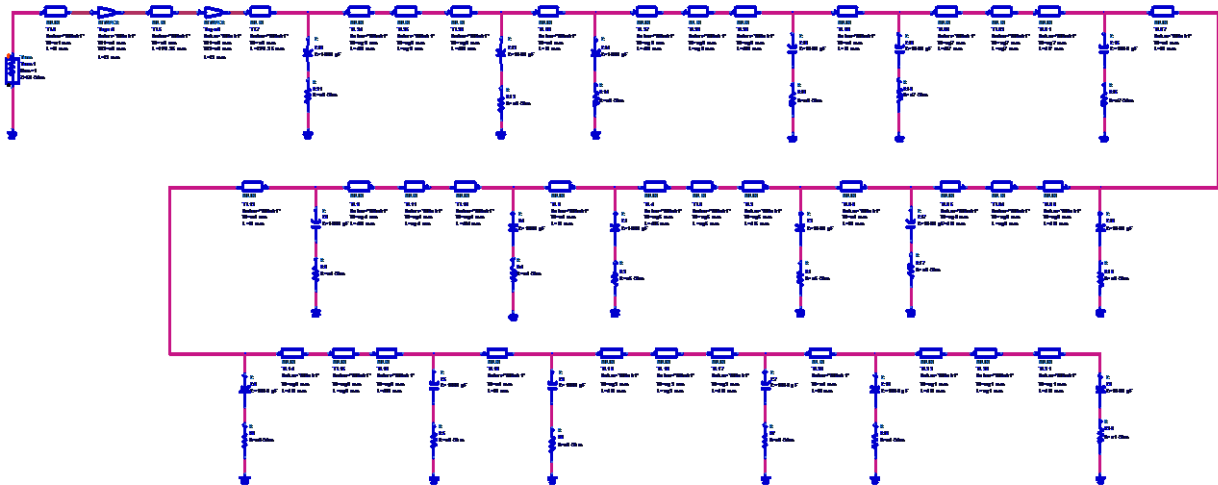
$$\log \frac{f_2}{f_1} = \log \tau; \log \frac{f_3}{f_1} = 2 \log \tau \quad (\text{II. 5})$$

$$\log \frac{f_N}{f_1} = (N - 1) \log \tau \quad (\text{II. 6})$$

Sur la figure II. 3, nous illustrons la géométrie du réseau d'antennes log-périodiques mono-couches à éléments rayonnant de forme carrée ainsi que son circuit équivalent du réseau log-périodique.



(a)



(b)

**Figure II. 3.** (a) La géométrie du réseau d'antennes log-périodiques mono-couches à éléments rayonnant de forme carrée. (b) Circuit équivalent du réseau log-périodique.

## II. 4. Validation du modèle

### II. 4. 1. Réseau d'antennes périodiques mono-couches

Dans cette section, nous allons exposer quelques résultats issus de la littérature sur l'utilisation du modèle de la ligne de transmission développé par [15] dans le cas des réseaux périodiques. Ce même modèle sera employé par la suite dans notre cas dans des configurations log périodiques. Le modèle est implémenté sous le simulateur ADS/Momentum pour la conception et la synthèse des réseaux d'antennes opérants dans les fréquences 5.6 et autour de 12 GHz. Les caractéristiques du réseau d'antennes électriques sont :  $\epsilon_r=2.2$  (Duroid 5880),  $h=1.588$  mm,  $tg\delta=0.002$  et l'épaisseur de métallisation  $T=0.05$  mm. Nous représentons le coefficient de réflexion ainsi que le rapport d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence.

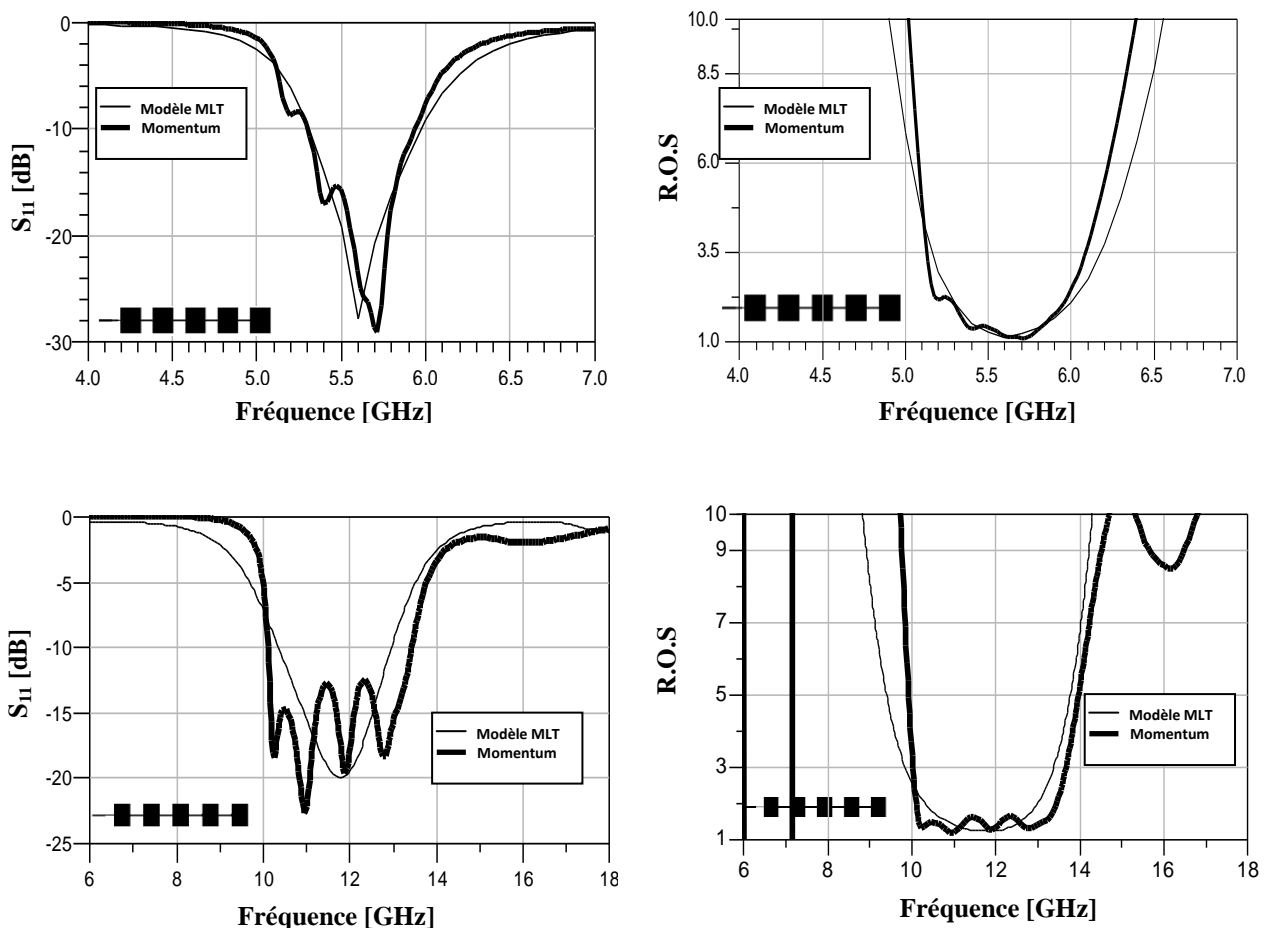


Figure II. 4. Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau d'antennes.

Comme nous pouvons le constater d'après ces différents figures représentant le coefficient de réflexion ainsi que le rapport d'ondes stationnaires en fonction de la fréquence qu'une parfaite concordance est observée entre les courbes issues du modèle de la ligne de transmission et les résultats de la méthode des moments du simulateur Momentum, d'ailleurs le caractère large bande est bien visible que se soit pour le coefficient de réflexion ou pour le rapport d'ondes stationnaires.

## II. 4. 2. Réseau d'antennes log-périodiques mono-couches

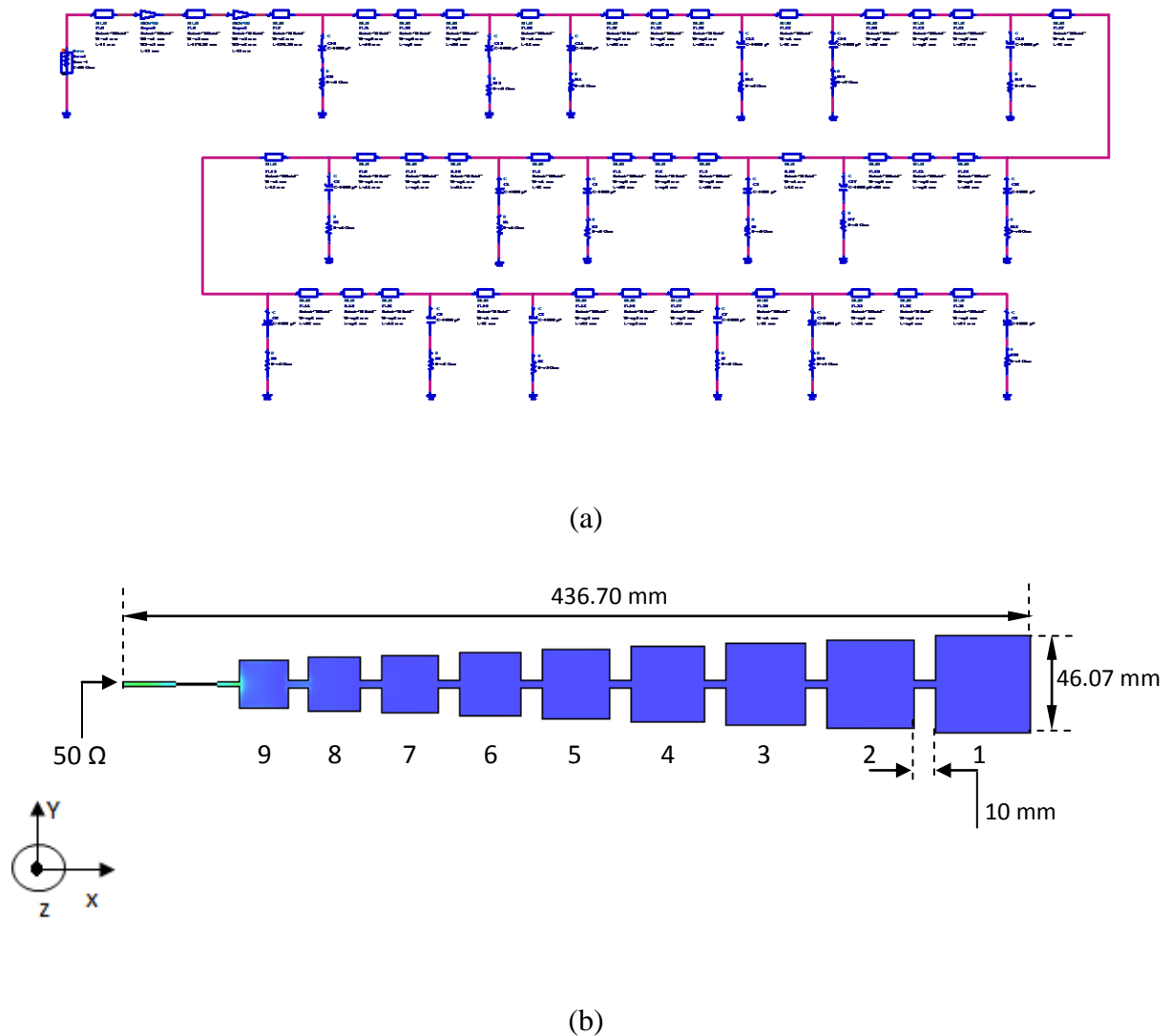
### II. 4. 2. 1. Réseau d'antennes fonctionnant dans la bande S

Au cours de cette section et comme premier objectif, un réseau d'antennes log-périodiques indépendant des fréquences sera optimisé et conçu. Bien entendu, le fonctionnement de ce réseau sera autour de la bande S très employée dans le domaine spatiale. Pour la conception, les éléments rayonnants sont associés en arrangement log-périodiques. Une ligne d'adaptation est employée afin d'assurer un passage d'impédance d'entrée qui est de l'ordre de  $50 \Omega$  et l'impédance du bord de l'antenne dont l'objectif d'adapter notre réseau d'antennes log-périodiques. Il faut préciser que le réseau est optimisé en premier lieu par notre modèle équivalent sous ADS, ensuite le layout est exporté vers le simulateur Momentum pour la comparaison. Sur le tableau II. 1, on donne les fréquences de résonance et les dimensions de chaque élément rayonnant. Le facteur de périodicité est choisi tel que :  $\tau = 1.09$ . Egalement, la distance entre les éléments rayonnants bord à bord est choisie tel que  $d = 10 \text{ mm}$ .

Élément	Fréquence [GHz]	W = L [mm]
1	2	46.07
2	2.18	42.26
3	2.38	38.71
4	2.59	35.57
5	2.82	32.67
6	3.08	29.91
7	3.36	27.42
8	3.67	25.10
9	4	23.03

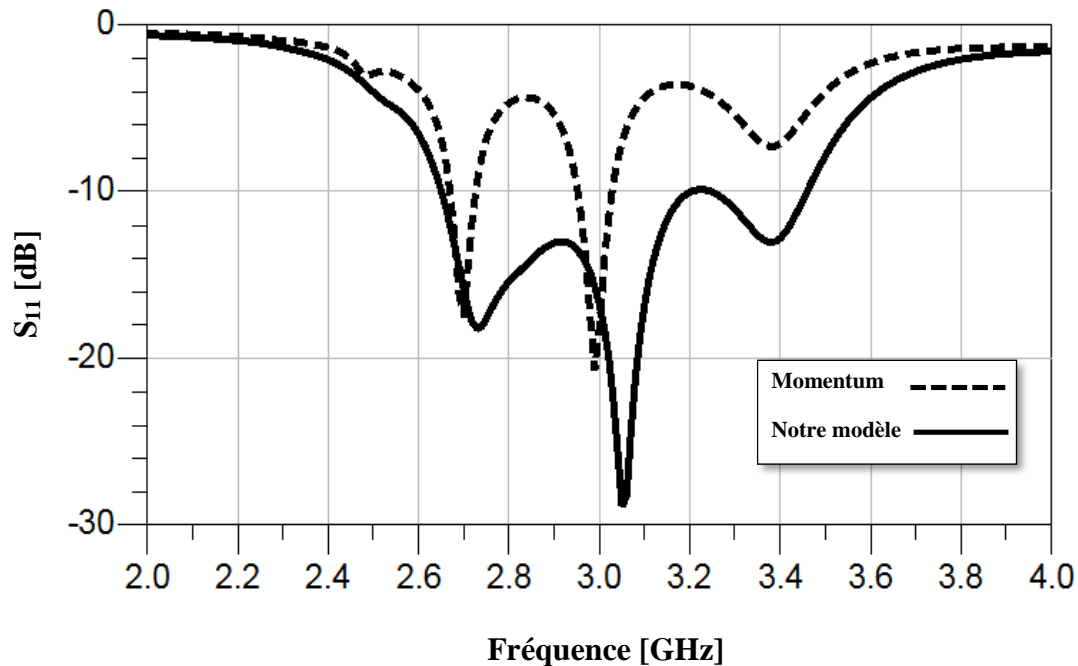
**Tableau II. 1 :** Fréquences et dimensions des éléments rayonnants

Afin de concevoir ce réseau opérant en bande S, nous avons choisi un matériau de type FR4 Epoxy. Les caractéristiques sont :  $\epsilon_r=4.3$ ,  $h=1.6$  mm,  $\text{tg}\delta=0.018$  et l'épaisseur de métallisation  $T=0.05$  mm. Le schéma équivalent sous le simulateur ADS ainsi que la géométrie de ce réseau avec dimension est présentée sur la Figure II. 5 dans le système de coordonnées  $Oxyz$ .



**Figure II. 5.** (a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par :  $W_1=46.07$  mm,  $W_2=42.26$  mm,  $W_3=38.71$  mm,  $W_4=35.57$  mm,  $W_5=32.67$  mm,  $W_6=29.91$  mm,  $W_7=27.42$  mm,  $W_8=25.10$  mm et  $W_9=23.03$  mm.

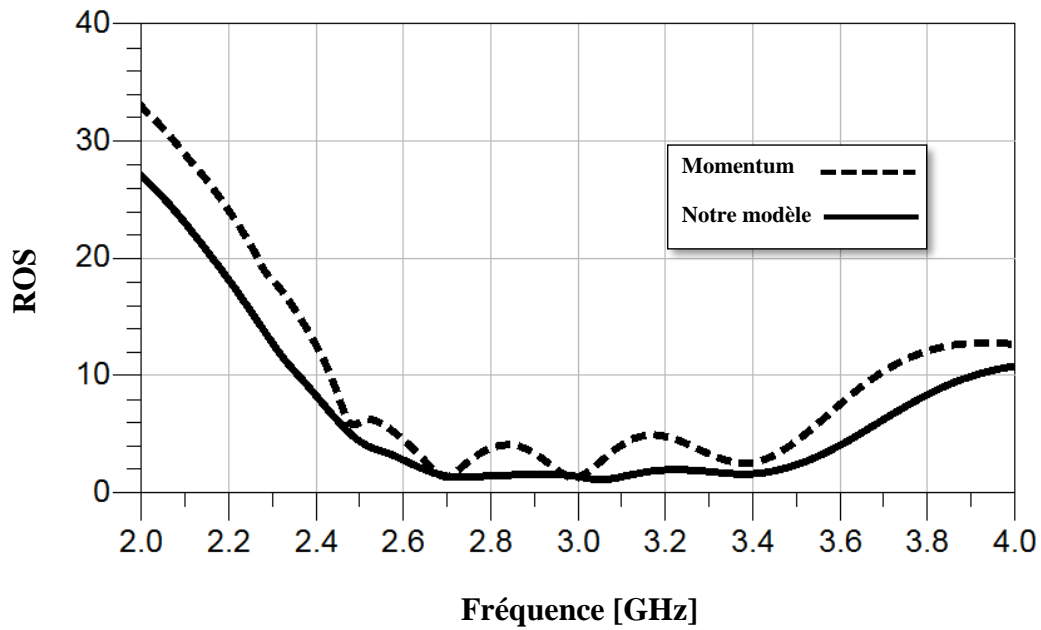
Les coefficients de réflexion à l'entrée de ce réseau obtenus par le simulateur Momentum d'Agilent Software ainsi que par notre modèle sont illustrés sur la figure II. 6 entre 2 et 4 GHz.



**Figure II. 6.** Coefficients de réflexion à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande S obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

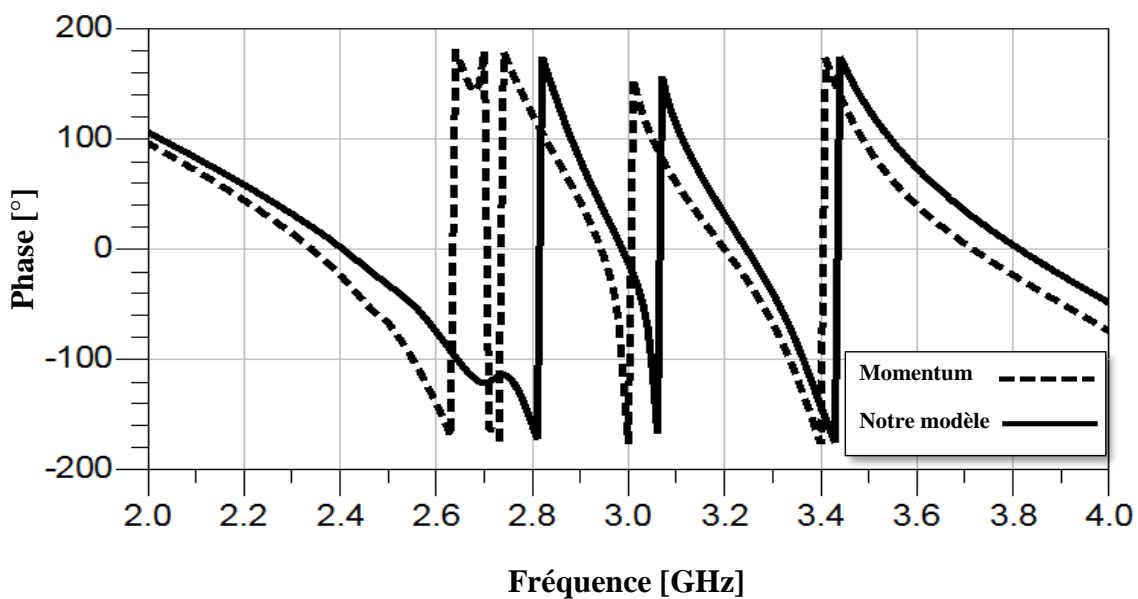
Le résultat du coefficient de réflexion en amplitude à l'entrée du réseau schématisé par la figure II. 2, indique une large bande passant montré par le modèle de ligne de transmission qui est comprise entre 2.65 GHz et 3.46 GHz aussi dans cette bande la méthode des moments montre une ondulation du coefficient de réflexion dont la fréquence de résonance est comprise entre 2.67 GHz et 2.72 GHz aussi entre 2.95 GHz et 3.03 GHz.

Sur la figure II. 7, on schématise le rapport d'onde stationnaire ROS. D'après cette figure, on constate une très bonne concordance entre les deux méthodes, et le rapport d'onde stationnaire est inférieur à 2 au niveau des fréquences de résonance.



**Figure II. 7.** Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande S obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Nous exposons sur la figure II. 8 et dans la gamme de fréquence entre 2 et 4 GHz les phases réfléchies obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

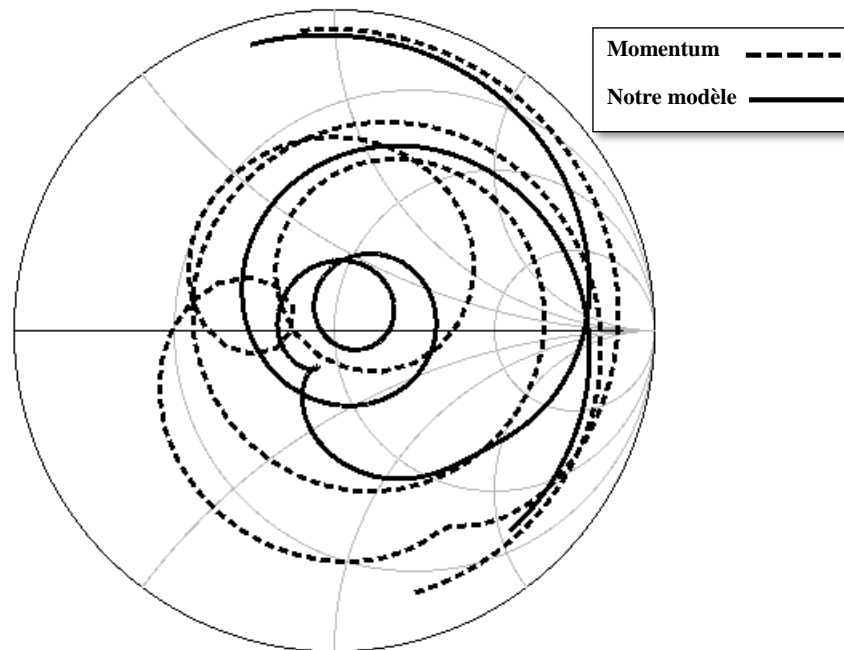


**Figure II. 8.** Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure II. 5 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.



D'après la figure II. 8, nous constatons en premier lieu une assez bonne concordance entre le modèle équivalent proposé et celle de la méthode des moments. Nous observons également une phase réfléchie nulle aux pics des puissances réfléchies où on a un minimum de réflexion.

Les lieux d'impédances d'entrée sont présentés sur l'abaque de Smith sur la figure II. 9 dans la gamme des fréquences entre 2 et 4 GHz.



**Figure II. 9.** Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure II. 5 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Selon la figure II. 9 schématisant les lieux d'impédances d'entrée du réseau d'antennes présenté sur la figure II.5, qu'une concordance acceptable est obtenue beaucoup plus aux frontières des plages des fréquences, également aux pics de résonance de notre réseau.

## II. 4. 2. 2. Réseau d'antennes log-périodiques fonctionnant dans la bande C

Dans cette section et dans l'objectif de diversifier les applications d'une part et d'autre part afin de montrer la validité de notre modèle. Un autre réseau d'antennes log-périodiques va être simulé et optimiser pour un fonctionnement correct dans la bande désirée qui est la bande C.

Une ligne d'adaptation est employée afin d'assurer un passage d'impédance d'entrée qui est de l'ordre de  $50 \Omega$  et l'impédance du bord de l'antenne dont l'objectif d'adapter notre réseau d'antennes log-périodiques.

Il faut préciser que le réseau est optimisé en premier lieu par notre modèle équivalent sous ADS, ensuite le layout est exporté vers le simulateur Momentum pour la comparaison.

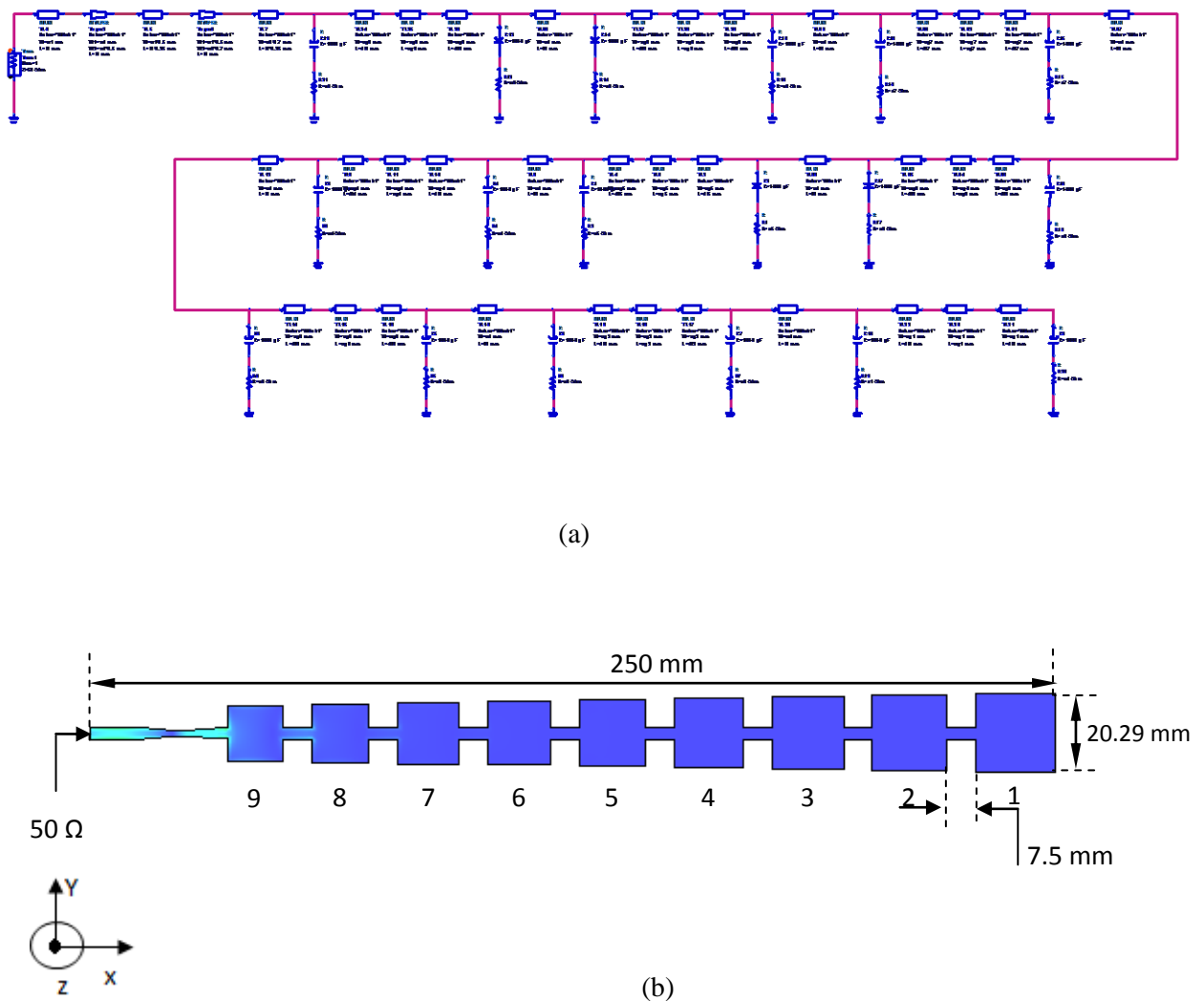
Sur le tableau II. 2, on donne les fréquences de résonance et les dimensions de chaque élément rayonnant. Le facteur de périodicité pour ce réseau est choisi tel que :  $\tau = 1.044$ . Il faut préciser que la distance entre les éléments rayonnants adjacents bord à bord est choisi tel que  $d = 7.50$  mm.

Elément	Fréquence [GHz]	W = L [mm]
1	4.54	20.29
2	4.74	19.43
3	4.95	18.61
4	5.18	17.78
5	5.40	17.06
6	5.65	16.30
7	5.87	15.69
8	6.17	14.93
9	6.41	14.37

**Tableau II. 2 :** Fréquences et dimensions des éléments rayonnants.

Nous allons choisir pour ce réseau opérant en bande C destiné aux applications spatiales le même matériau utilisé pour le premier réseau opérant en bande S.

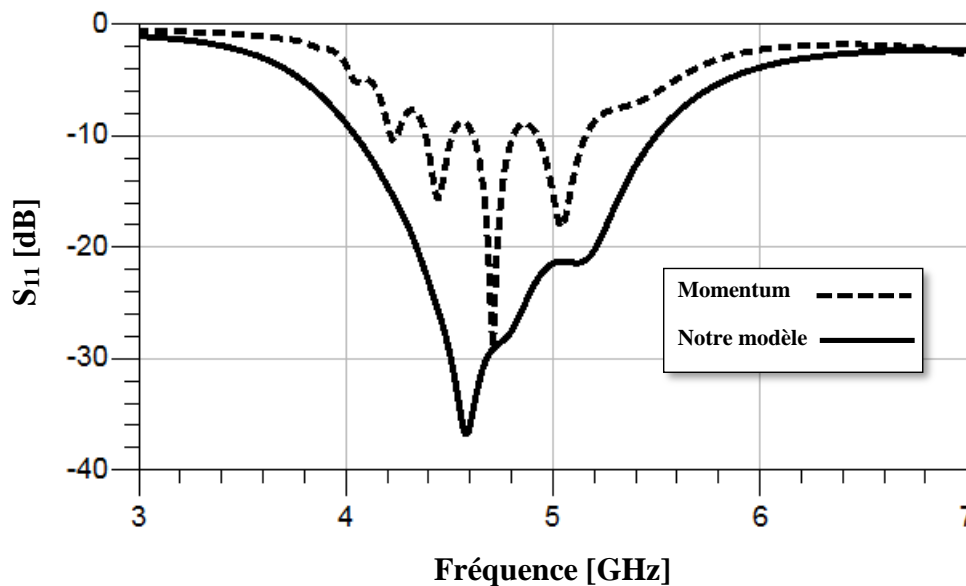
Les caractéristiques sont :  $\epsilon_r=4.3$ ,  $h=1.6$  mm,  $\text{tg}\delta=0.018$  et l'épaisseur de métallisation  $T=0.05$  mm. Le schéma équivalent sous le simulateur ADS ainsi que la géométrie de ce réseau avec dimension est présentée sur la Figure II. 10 dans le système de coordonnées  $Oxyz$ .



**Figure II. 10.** (a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par :  $W_1=20.29$  mm,  $W_2=19.43$  mm,  $W_3=18.61$  mm,  $W_4=17.78$  mm,  $W_5=17.06$  mm,  $W_6=16.30$  mm,  $W_7=15.69$  mm,  $W_8=14.93$  mm et  $W_9=14.37$  mm.

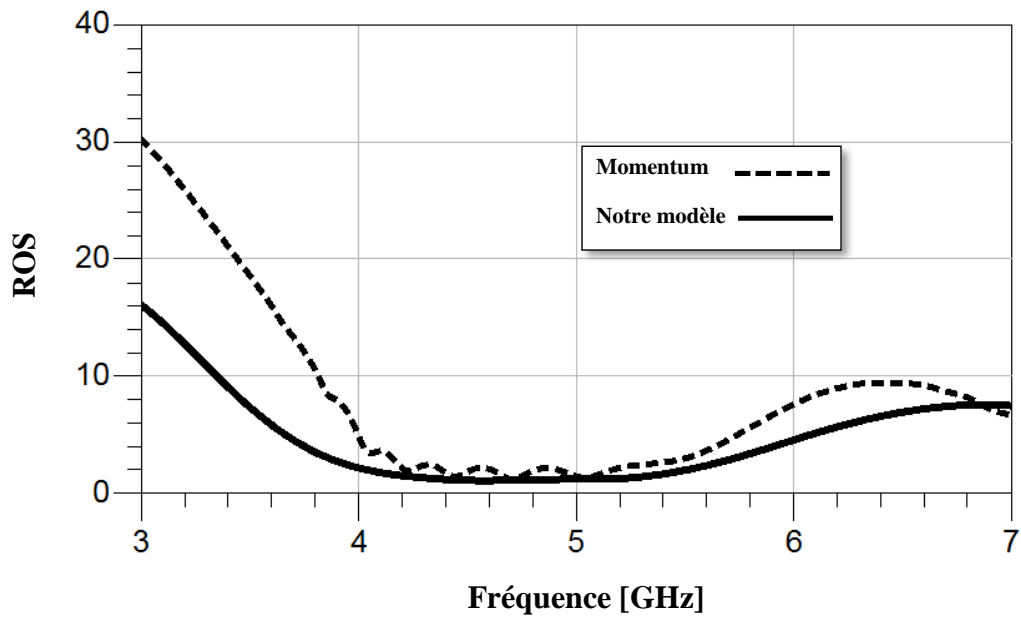
On schématise sur la figure II. 11, la puissance réfléchie à l'entrée du réseau d'antennes présenté par la figure ci-dessus dans la gamme des fréquences entre 3 et 7 GHz issus respectivement par le modèle équivalent proposé et Momentum d'Agilent Software.

Sur ce tracé, il apparait un niveau d'amplitude du coefficient de réflexion inférieur à -9.54 dB à la fréquence allant de 4.03 GHz à 5.51 GHz montré par le modèle de ligne de transmission dans cette largeur de bande où un caractère multi bandes est trouvé par la méthode des moments ce qui implique une concordance entre le modèle de ligne de transmission et la méthode des moments.



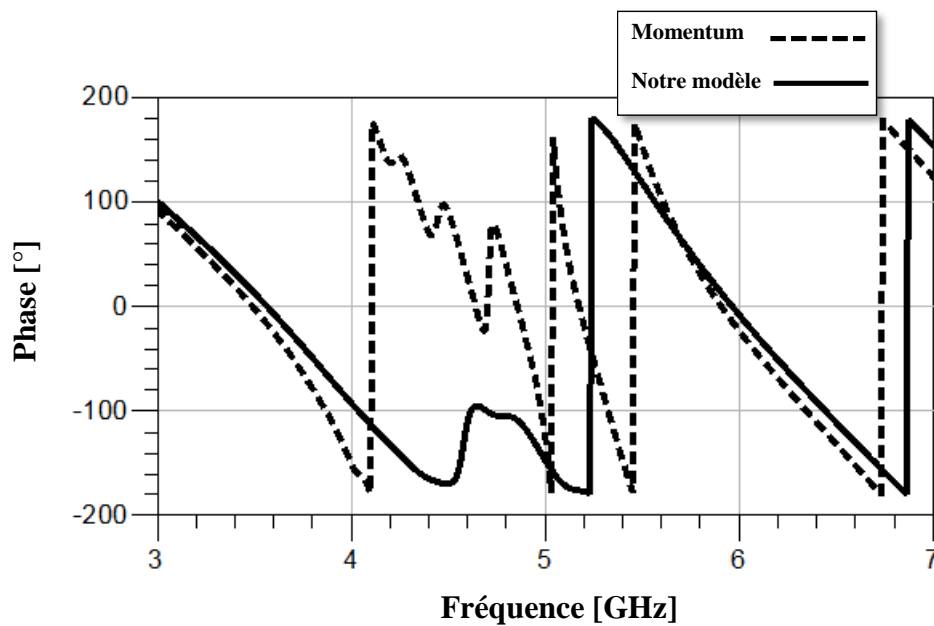
**Figure II. 11.** Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Selon la figure II.12 on remarque bien que le ROS est au voisinage de l'unité au niveau des fréquences de résonance.



**Figure II. 12.** Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

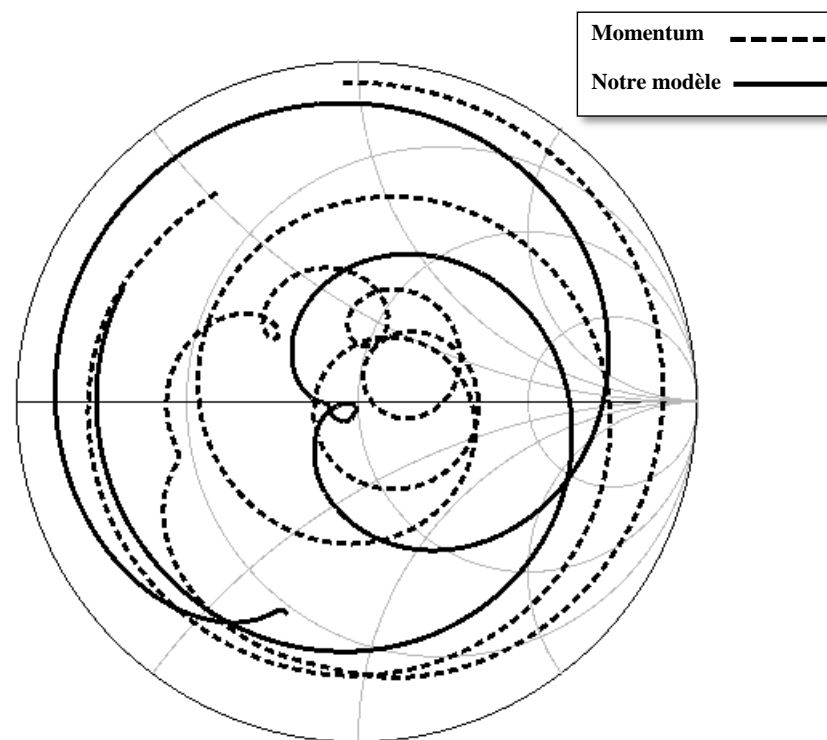
Nous exposons sur la figure II. 13 et dans la gamme de fréquence entre 3 et 7 GHz les phases réfléchies obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.



**Figure II. 13.** Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure II. 10 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Il est évident selon la figure II. 13 schématisant les phases réfléchies entre 3 et 7 GHz qu'une cohérence est visible beaucoup plus sur les frontières de la gamme [3 - 7 GHz] où une superposition des courbes est observée. Le déphasage se diverge entre 4.15 GHz et 5 GHz.

Les lieux d'impédances d'entrée sont présentés sur l'abaque de Smith sur la figure II. 14 dans la gamme des fréquences entre 3 et 7 GHz.



**Figure II. 14.** Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure II. 10 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

D'après la figure II. 14 ci-dessus, exposant les résultats de simulation des lieux d'impédances d'entrée du réseau d'antennes opérants en bande C figurant dans la figure II. 10 qu'à la fréquence de résonance qui est de l'ordre de 4.6 GHz selon notre modèle et 4.7 GHz selon le simulateur Momentum que les lieux sont proche de l'axe de  $50 \Omega$  qui correspond à l'axe des parties réelles et imaginaires  $(r, x) = (1,0)$ . Ceci montre la bonne cohérence entre les deux méthodes de simulation autour de la fréquence de résonance.

### II. 4. 2. 3. Réseau d'antennes log-périodiques fonctionnant dans la bande X

Ici, nous allons focaliser notre effort sur l'optimisation et la conception d'un réseau d'antenne à élément rayonnant carré mono-couches opérant en bande X. les éléments rayonnant dans notre cas sont associés en arrangement périodiques.

De la même procédure utilisée auparavant par le réseau en bande S et C, une ligne d'adaptation est nécessaire dans ce cas afin d'assurer un passage d'impédance d'entrée qui est de l'ordre de  $50 \Omega$  et l'impédance du bord de l'antenne dans l'objectif d'adapter notre réseau d'antennes log-périodiques.

Il faut préciser que le réseau est optimisé en premier lieu par notre modèle équivalent sous ADS, ensuite le layout est exporté vers le simulateur Momentum pour la comparaison.

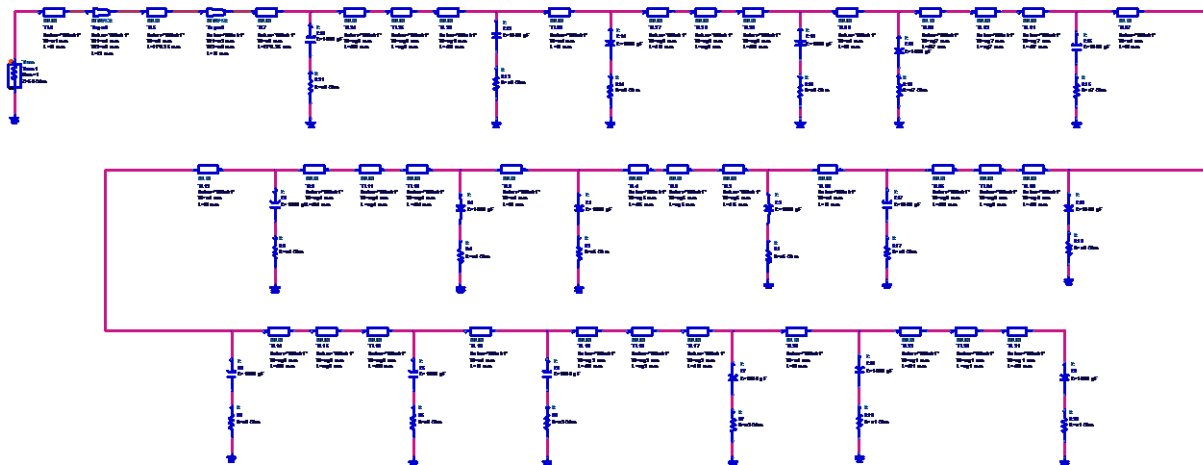
Sur le tableau II. 3, on donne les fréquences de résonance et les dimensions de chaque élément rayonnant. Le facteur de périodicité est choisi tel que :  $\tau = 1.025$ . La distance entre les éléments rayonnants bord à bord est choisi tel que  $d= 8 \text{ mm}$ .

Elément	Fréquence [GHz]	W = L [mm]
1	9	10.238
2	9.23	9.983
3	9.46	9.74
4	9.70	9.49
5	9.95	9.260
6	10.20	9.033
7	10.46	8.809
8	10.72	8.595
9	11	8.376

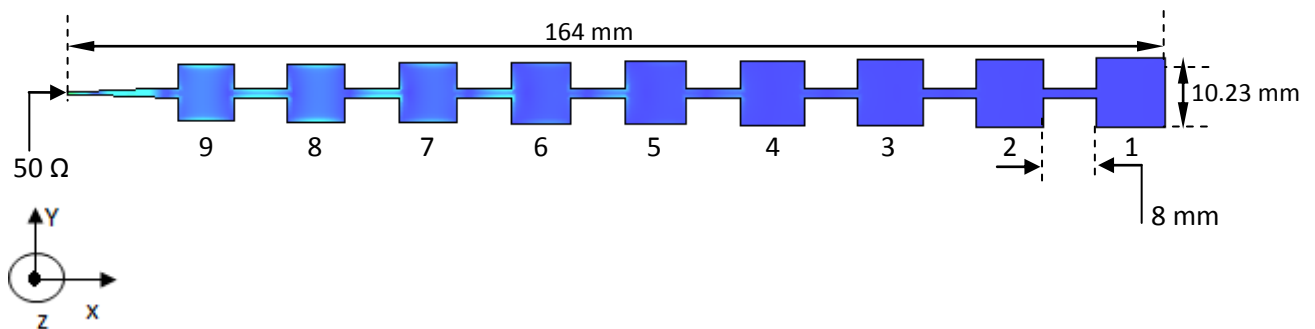
**Tableau II. 3 :** Fréquences et dimensions des éléments rayonnants.

De la même manière est comme dans le cas des deux réseaux opérants en bande S et C, nous allons choisir comme substrat dans notre cas ici, l'époxy de type FR4.

Les caractéristiques sont :  $\epsilon_r=4.3$ ,  $h=1.6 \text{ mm}$ ,  $\text{tg}\delta=0.018$  et l'épaisseur de métallisation  $T=0.05 \text{ mm}$ . Le schéma équivalent sous le simulateur ADS ainsi que la géométrie de ce réseau avec dimension est présentée sur la Figure II. 15 dans le système de coordonnée  $Oxyz$ .



(a)

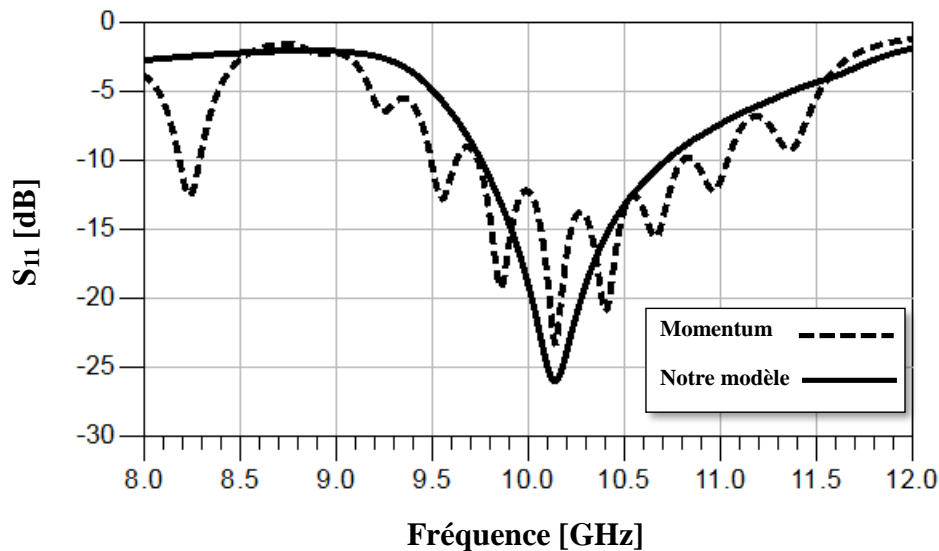


(b)

**Figure II. 15.** (a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par :  $W_1=10.23 \text{ mm}$ ,  $W_2=9.98 \text{ mm}$ ,  $W_3=9.74 \text{ mm}$ ,  $W_4=9.49 \text{ mm}$ ,  $W_5=9.26 \text{ mm}$ ,  $W_6=9.03 \text{ mm}$ ,  $W_7=8.80 \text{ mm}$ ,  $W_8=8.59 \text{ mm}$  et  $W_9=8.37 \text{ mm}$ .



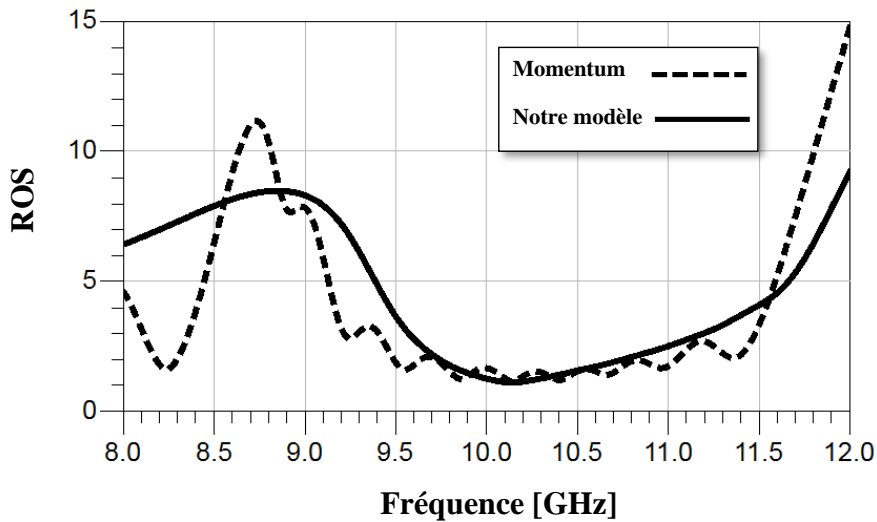
Les coefficients de réflexion à l'entrée de ce réseau obtenus par notre modèle équivalent et le simulateur Momentum d'Agilent Software sont montrés sur la figure II. 16 dans la gamme des fréquences entre 8 et 12 GHz.



**Figure II. 16.** Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

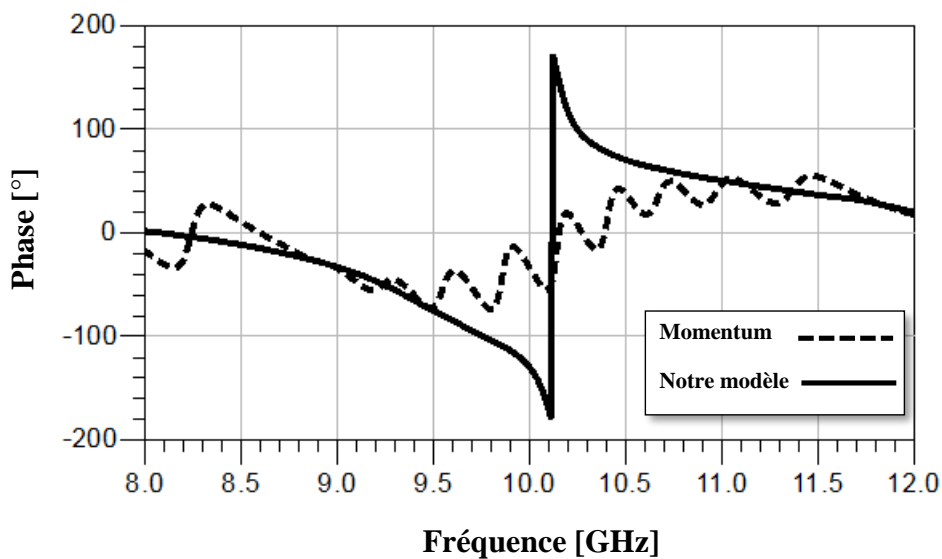
Nous pouvons facilement d'après la figure II. 16 observer l'excellente cohérence entre les deux courbes issue du modèle équivalent proposé et celle de la méthode des moments du simulateur Momentum d'Agilent Software. Les deux courbes sont presque les même allures, étant donné la parfaite adaptation enregistrée aux fréquences entre 9.74 GHz et 10.75 GHz et entre la fréquence 9.73 GHz et 11.04 GHz obtenus respectivement par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software. Egalement, les bandes passantes sont très voisines, selon les deux méthodes, ils sont respectivement de l'ordre de 1310 MHz par Momentum et 1001 MHz par notre modèle équivalent.

La courbe du Rapport d'onde stationnaire est illustrée sur la figure II. 17 dans la gamme des fréquences entre 8 et 12 GHz.



**Figure II. 17.** Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments présenté sur la figure II. 15 fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

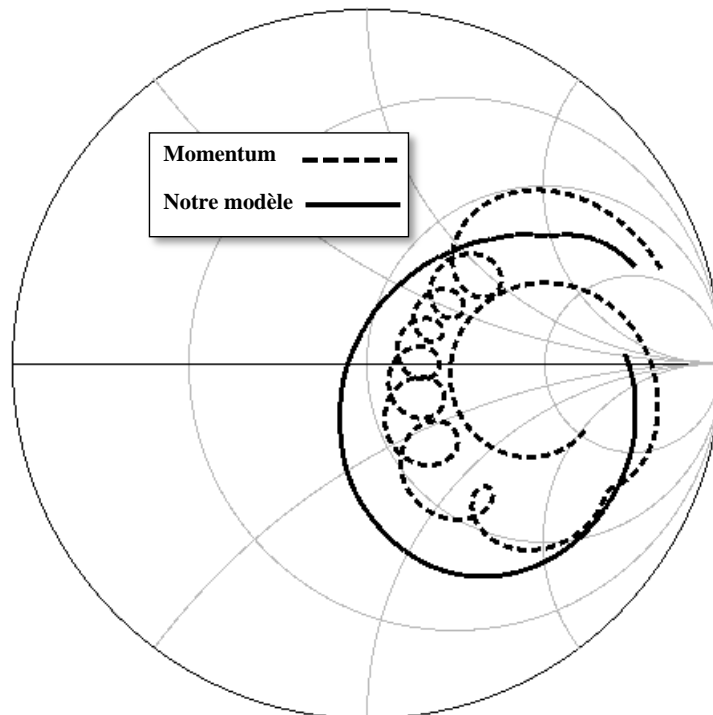
Le rapport d'onde stationnaire pour les deux méthodes est de l'ordre de l'unité aux niveaux des fréquences de résonance entre 9.7 et 10.5 GHz. Maintenant nous présentons respectivement sur les figures II. 18 et 19 les phases réfléchies ainsi les lieux d'impédances d'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum dans la gamme de fréquence entre 8 et 12 GHz.



**Figure II. 18.** Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure II. 15 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Il est tout à fait évident qu'une concordance satisfaisante est obtenue entre les deux courbes où celle du simulateur Momentum manifeste des ondulations par rapport à celle de notre modèle équivalent.

Afin de compléter l'étude et l'analyse de l'adaptation, nous passons maintenant à la schématisation des lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure II. 15 dans la gamme de fréquence entre 8 et 12 GHz.



**Figure II. 19.** Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure II. 15 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

D'après ce qui précède en ce qui concerne les lieux d'impédances d'entrée schématisés sur la figure II. 19, nous pouvons facilement observer d'une part la bonne concordance entre les deux courbes issues respectivement du modèle équivalent et le simulateur Momentum et d'autre par la forte impédance d'entrée étant donné que les courbes sont localisées sur la partie droite de l'abaque de Smith.

## II. 5. Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'exploitation des résultats de simulation des réseaux d'antennes log-périodiques. Egalement, le modèle équivalent a été largement utilisé pour concevoir de nombreuses structures de réseaux d'antennes log-périodiques opérant dans plusieurs bandes de fréquences : S, C et X. Une bonne concordance a été observée entre les résultats issus de notre modèle et ceux fournis par le simulateur Momentum d'Agilent Software. Le modèle proposé 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 spatiale large bandes.

Le prochain chapitre sera réservé exclusivement à la présentation des résultats de simulation des réseaux d'antenne log-périodique multi-couches et ceci afin d'augmenter la bande passante de nos réseaux.

## Références bibliographiques

- [1] Tebache Soufiane, 'Méthodes de caractérisation hyperfréquences des antennes imprimées', Magister soutenu à l'université de biskra en 2013.
- [2] ABRI. M., F. T. Bendimerad., N. Boukli-hacene., A. Benzenine et A. Laribi., "Un Simple modèle pour la Synthèse des Réseaux d'Antennes Imprimés log périodiques " 4eme Séminaire sur les systèmes de détection architecture et technologie DAT'2008. Alger, 23-25 Novembre 2008.
- [3] Mohammed Messaoudene, 'Modélisation par Modèle équivalent amélioré des antennes Périodiques et log-périodiques a base d'éléments rayonnants a encoche : Applications aux télécommunications Sans Fil', Thèse de doctorat soutenue à l'Université de Tlemcen, Avril 2016.
- [4] 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.
- [5] M. MOULAY and M. ABRI, 'Three band Bowtie antenna for LTE\WLAN application using transmission line approach', 11eme congrès national de la physique et de ses applications CNPA'2014, 21, 22 et 23 Décembre 2014, Blida, Algérie.
- [6] Mohammed Moulay, Mehadji Abri, 'Bowtie Antennas Design for Bluetooth/Wimax/Wifi Applications', international journal of microwave and optical technology, international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 282-287, 2014.
- [7] Mohammed Moulay, Mehadji Abri, and Hadjira Abri Badaoui, 'Quad-Band Bowtie Antenna Design for Wireless Communication System Using an Accurate Equivalent Circuit Model', International Journal of Microwave Science and Technology, Article ID 637607, 2015.
- [8] Moulay Mohammed, 'Exploitation du Modèle de la Ligne de Transmission pour la Conception des Antennes Imprimées Multi-Bandes dédiées aux Applications sans Fil', Thèse de doctorat soutenue à l'Université de Tlemcen, Mars 2016.

- [9] Didouh soumia, ‘Contribution à la conception, l’optimisation et la réalisation des réseaux d’antennes imprimées de type nœud-papillon larges bandes : Modélisation par des circuits équivalents’, Thèse de doctorat soutenue à l’Université de Tlemcen, Juin 2015.
- [10] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Hadjira ABRI Badaoui, ‘A New C and Ku-band Logarithmically Periodic Linear Bowtie Antennas Array Design Using Lumped-element Equivalent Schematic Model’, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2015, 69, 12, pp. 1766–1772.
- [11] S. Didouh, M. ABRI, and F. T. Bendimerad, ‘Corporate-Feed Multilayer Bow-Tie Antenna Array Design Using a Simple Transmission Line Model’, *Modelling and Simulation in Engineering*, Volume 2012, Article ID 327901, 8 pages. Doi:10.1155/2012/327901.
- [12] Constantine A. Balanis, ‘Antenna Theory: Analysis and Design’, 3rd Edition’, A JOHN WILEY & SONS, INC, 2005.
- [13] ABRI. M., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., “ Analyse du rayonnement d’une antenne imprimées annulaire à l’aide de modèles équivalents“, Conférence internationale sur les systèmes de télécommunication, électronique médicale et d’automatique, CISTEMA’2003, Tlemcen, 27-29 Sep 2003.
- [14] [http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/cours\\_antennes\\_outils\\_modeles\\_transmission\\_oct14\\_v3.pdf](http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_outils_modeles_transmission_oct14_v3.pdf)
- [15] ABRI. M., Bendimerad. F. T., Boukli-hacene. N and Bousahla. M., ‘A Log Periodic Series-Fed Antennas Array Design Using a Simple Transmission Line Model’, *International Journal of Electronics and Communication Engineering* ISSN 0974-2166 Volume 2, Number 3, pp. 161–169, 2009.
- [16] Mohammed Salim Bahloul, ‘Conception des Réseaux d’Antennes Imprimées Log périodiques Multicouches pour Télécommunication Spatiale’, Thèse de magister, soutenue en juillet 2009.

# Chapitre III

## Réseaux d'antennes Multi-couches log-périodiques : Résultats et Discussions

*Résumé : Le but de ce chapitre est d'exposer les différents résultats de simulation des réseaux log-périodiques multi-couches alimentés par ligne micro-ruban issus du modèle équivalent ainsi que la méthode des moments du simulateur Momentum d'Agilent Software. Bien entendu, nous allons schématiser respectivement les coefficients de réflexions de chaque antenne, le schématique et le masque du réseau. Nous allons également présenter les coefficients de réflexion du réseau ainsi que la phase réfléchie et les lieux d'impédance d'entrée de ces différents réseaux d'antennes. Les bandes de fréquences ciblées par cette simulation sont la bande C, la bande X mono-bandes et les réseaux multi-bandes opérants en bande C et X alimentés en arborescence et en série.*

### III. 1. Introduction

Actuellement, le domaine des télécommunications connaît un essor sans précédent. Est-ce grâce à la découverte de l'antenne. Cette dernière est considérée comme un élément de base dans les télécommunications sans fil. Le transport de l'information par antenne présente de nombreux avantages tels que : la connexion permanente partout et à tout moment, la facilité d'accès avec un débit élevé. Elles sont utilisées dans plusieurs applications comme la téléphonie, la télé-localisation, les applications militaires et les télécommunications spatiales ...etc. L'avance technologique dans le domaine des télécommunications fait apparaître la nécessité d'augmenter les performances de ces antennes pour répondre aux nouvelles contraintes imposées par les nouveaux systèmes : tels que l'augmentation de la bande passante, le gain...etc. Pour augmenter les caractéristiques d'une antenne il y a différentes techniques. Parmi celles proposées, on utilise, en premier, une antenne avec une configuration multi-couches, qui permet d'augmenter considérablement la bande passante. En second, ces éléments rayonnants sont associés en réseau avec le concept log-périodique. Cela ajoute plus de performance en terme de bande passante. Plusieurs travaux ont montré l'efficacité des structures multi-couches pour augmenter la bande passante [1-9].

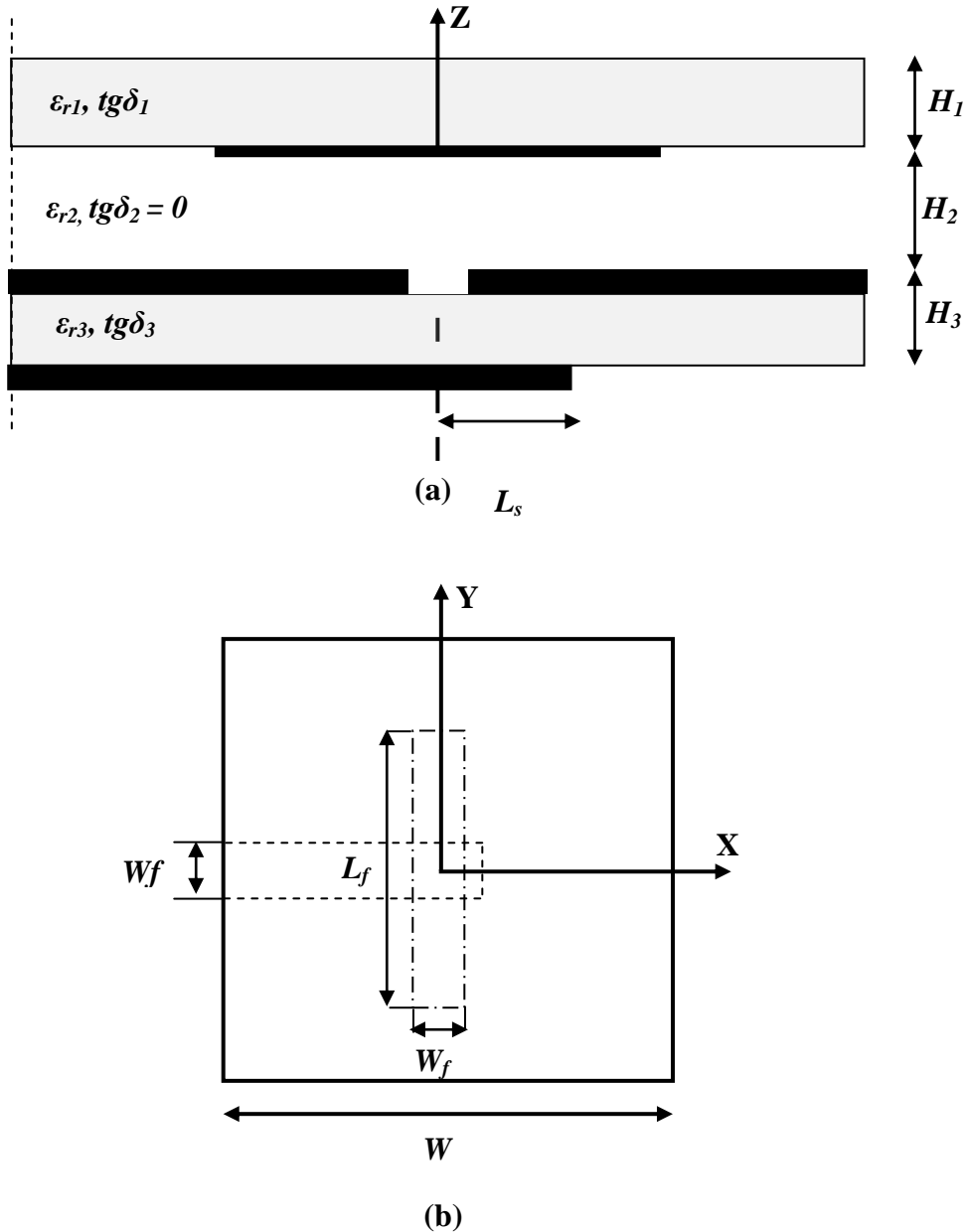
Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats des simulations des réseaux d'antennes multi-couches log-périodiques alimentés en série par l'utilisation d'une ligne microruban imprimé avec des branches à chaque élément rayonnant. Les bandes de fréquences ciblées par ce type de concept sont la bande C et la bande X mono-bandes ainsi que les réseaux multi-bandes opérants en bande C et X. Afin de valider nos résultats, nous allons comparer les différents résultats obtenus : coefficients de réflexions, la phase réfléchie ainsi que les lieux d'impédance d'entrée et le rapport d'onde stationnaire avec ceux obtenus par la méthode des moments d'Agilent software.

### III. 2. Résultats de simulation

Pour le développement des réseaux dans cette partie, on a choisi d'utiliser un type d'antenne de forme multi-couches comme montré sur la figure III.1, qui consiste à séparer la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant par un plan de masse. Une couche d'air est insérée entre le plan de masse et le substrat sur lequel repose l'antenne. Ceci permet d'augmenter



efficacement la bande passante. De plus, au lieu d'avoir un couplage direct, il y a un couplage électromagnétique par l'intermédiaire d'une fente usinée dans le plan de masse.



**Figure III. 1.** Configuration de l'antenne utilisée.  
 (a) Vue de coupe  
 (b) Vue dessus

Les caractéristiques de l'antenne sont :

- les éléments rayonnants sont de forme carrée de côté  $W$ , imprimés sous un substrat de permittivité relative  $\varepsilon_{r1} = 2.2$ , de hauteur  $H_1 = 1.52 \text{ mm}$  et de tangente de perte  $tg\delta_1 = 0.001$ .
- Une couche d'air d'hauteur  $H_2 = 15 \text{ mm}$  situé au dessous des éléments rayonnants permettant d'augmenter la bande passante.
- Une alimentation par l'intermédiaire d'une fente de couplage de longueur  $L_f$  et de largeur  $W_f$  située dans le plan de masse.
- Une ligne microruban de largeur  $W_f$ , d'impédance caractéristique  $Z_c = 50 \Omega$  terminée par un stub de longueur  $L_s$ . Cette ligne, située sous ce plan de masse, repose sur une couche de substrat de permittivité relative  $\varepsilon_{r3} = 2.2$ , d'hauteur  $H_3 = 0.762 \text{ mm}$ , et de tangente de perte  $tg\delta_3 = 0.001$ .

### III. 2. 1. Réseau d'antennes fonctionnant en bande C

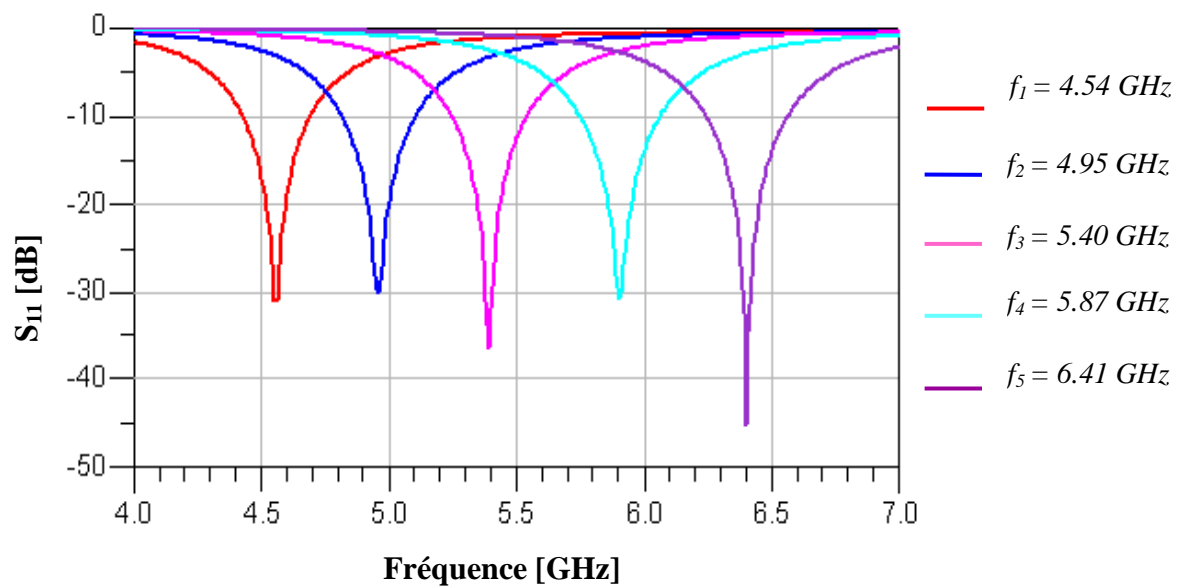
Dans cette section, nous essayons de concevoir un réseau d'antennes log-périodiques opérant dans la bande C. Il est à noter que pour achever cet objectif, il faut concevoir un certain nombre des éléments qui seront liés par une relation algorithmique selon l'équation (II. 4). Nous allons donc essayer de concevoir des réseaux avec respectivement 5, 7 et 9 éléments rayonnants alimentés à travers une ouverture.

#### III. 2. 1. 1. Réseau d'antennes à 5 éléments

Dans cette section, le nombre d'éléments choisi est de 5. Sur le tableau III. 1, on donne les fréquences de résonance et les dimensions de chaque élément rayonnant. Le facteur de périodicité est choisi tel que :  $\tau = 1.09$ . La figure III. 2 représente le coefficient de réflexion à l'entrée de chaque antenne [10-11].

Élément	Fréquence [GHz]	Largeur de bande [MHz]
1	4.54	270
2	4.95	300
3	5.40	300
4	5.87	330
5	6.41	330

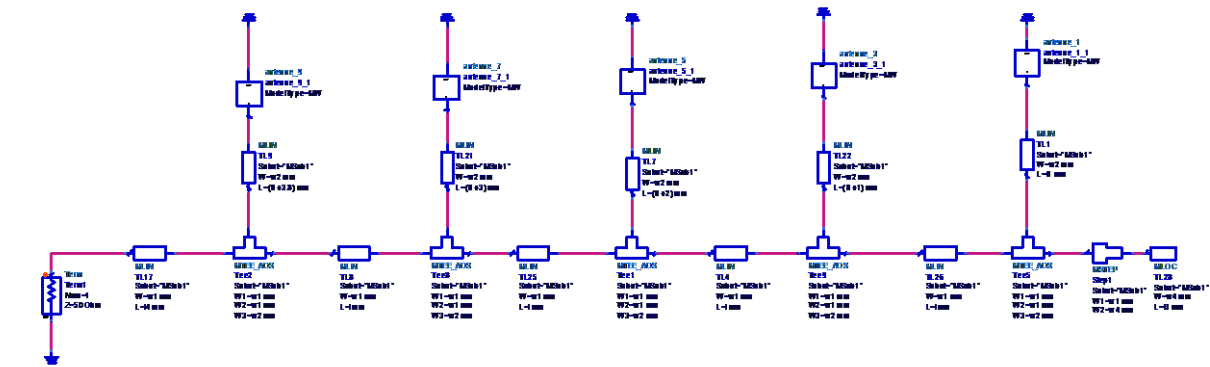
**Tableau III. 1 :** Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.



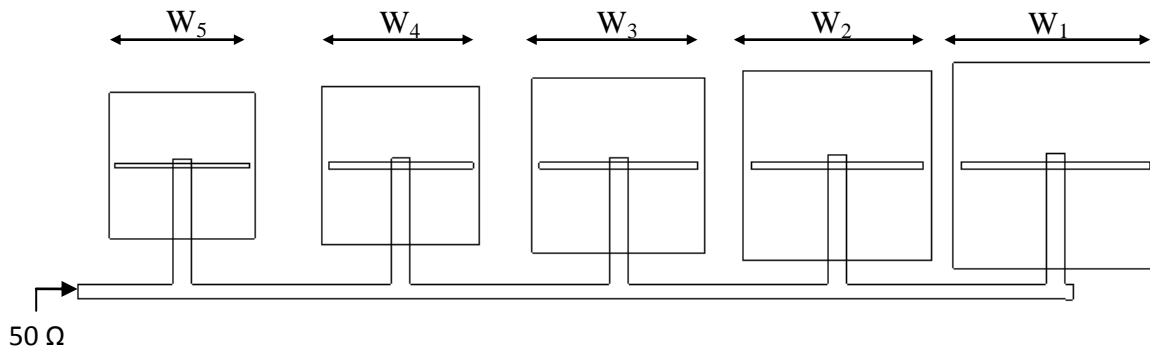
**Figure III. 2.** Coefficients de réflexion de chaque antenne.

L'analyse de ces courbes ainsi obtenues, nous montre une bonne adaptation à la fréquence de résonance, car le niveau d'amplitude des coefficients est inférieur à  $-30$  dB.

Le schéma du modèle équivalent du réseaux d'antenne à cinq (5) éléments ainsi que le masque du réseau des antennes adaptées sont représentés par la figure III. 3.



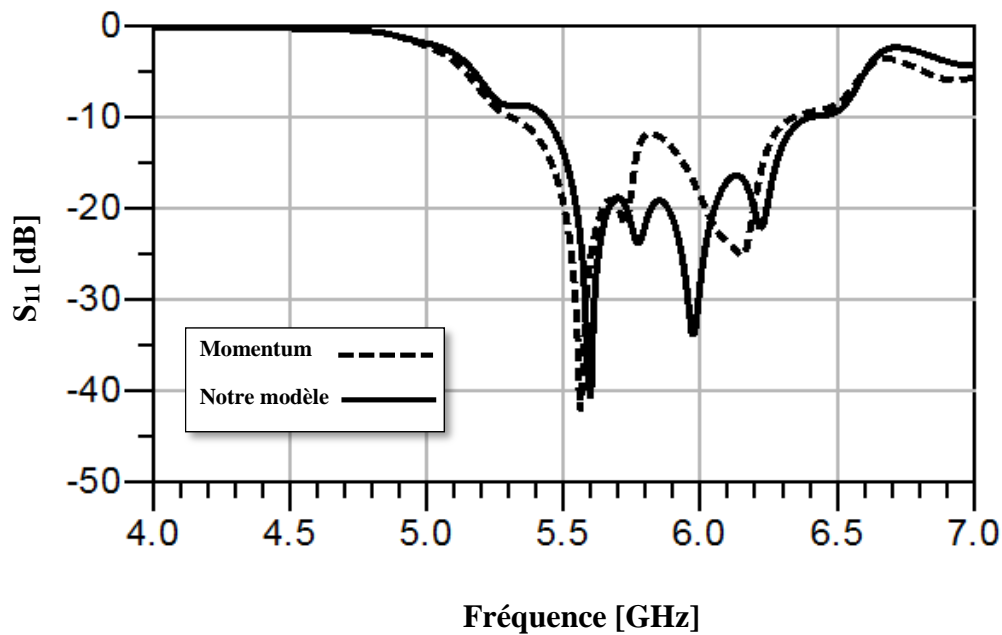
(a)



(b)

**Figure III. 3.** (a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à cinq (5) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par :  $W_1=26.12$  mm,  $W_2=23.96$  mm,  $W_3=21.98$  mm,  $W_4=20.17$  mm et  $W_5=18.50$  mm.

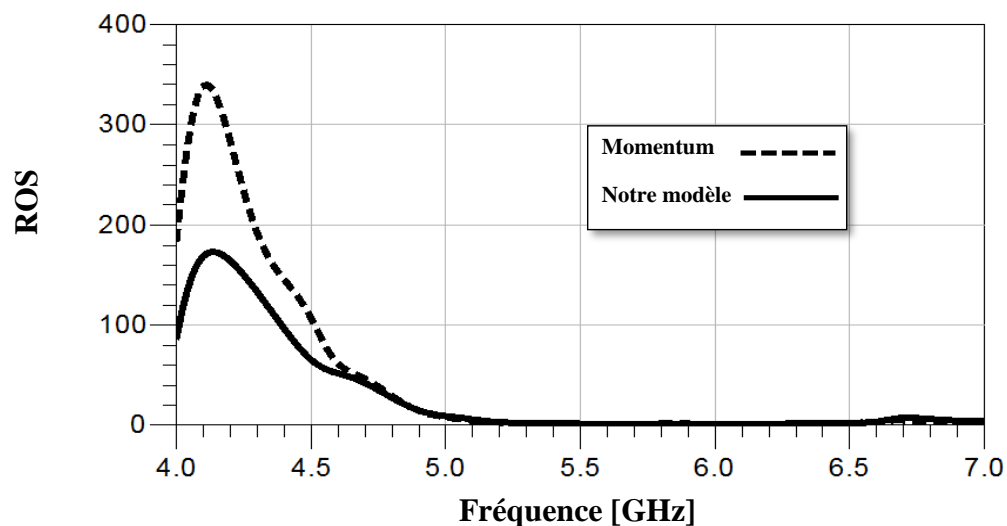
Nous présentons sur la figure III. 4 les courbes du coefficient de réflexion du réseau d'antennes à cinq (05) éléments obtenus par le modèle équivalent ainsi qu'avec le simulateur Momentum d'Agilent Software dans la gamme des fréquences entre 4 et 7 GHz.



**Figure III. 4.** Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à cinq (5) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

L'examen de ce résultat met en évidence l'apparition d'une bande passante comprise entre 5.42 GHz et 6.48 GHz par notre modèle et entre 5.28 et 6.38 GHz par Momentum, soit un décalage de 0.03 %.

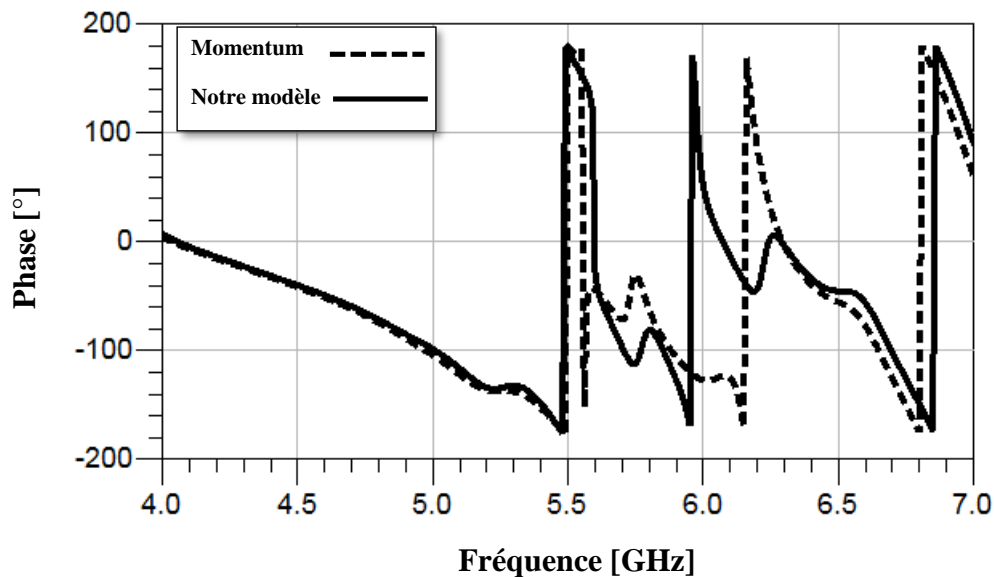
Les résultats obtenus pour le rapport d'onde stationnaire sont présentés dans la figure III. 5 dans la gamme des fréquences entre 4 et 7 GHz.



**Figure III. 5.** Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à cinq (5) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Selon la figure III. 5, nous observons un bon accord entre les deux courbes entre 4.5 et 7 GHz, il est à noter entre 5.5 et 6.5 GHz que les rapports sont proches de l'unité ce qui prouve d'une part la concordance entre les deux méthodes et d'autre part la bonne adaptation.

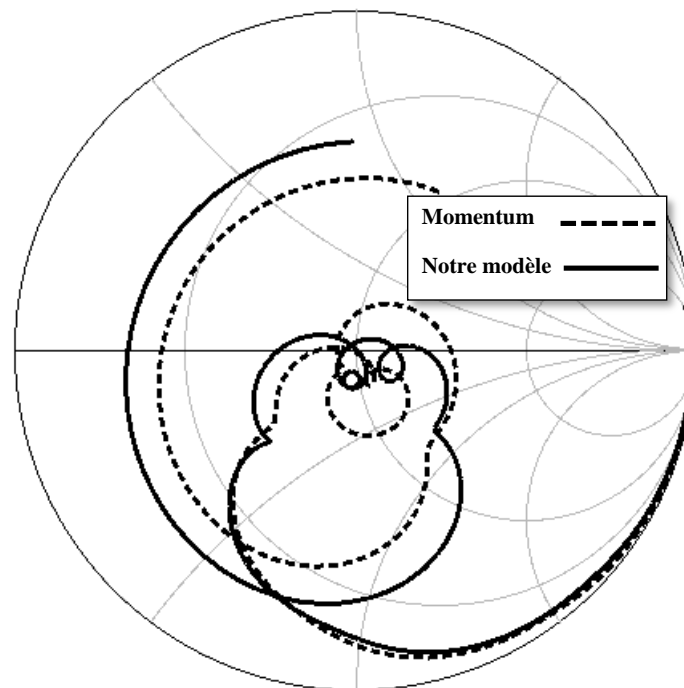
Nous exposons sur la figure III. 6 et dans la gamme de fréquence entre 4 et 7 GHz les phases réfléchies obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.



**Figure III. 6.** Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 3 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

D'après la figure III. 6, nous constatons en premier lieu une concordance acceptable entre le modèle équivalent proposé et celle de la méthode des moments. Nous observons également une phase réfléchie nulle aux pics des puissances réfléchies qui sont inférieurs à  $-30$  dB.

Les lieux d'impédances d'entrée sont présentés sur l'abaque de Smith sur la figure III. 7. Selon cette figure, nous observons une bonne concordance entre les deux courbes, d'ailleurs, les lieux d'impédances sont proches de l'axe de  $50 \Omega$  aux pics de résonances du réseau d'antennes.



**Figure III. 7.** Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 3 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

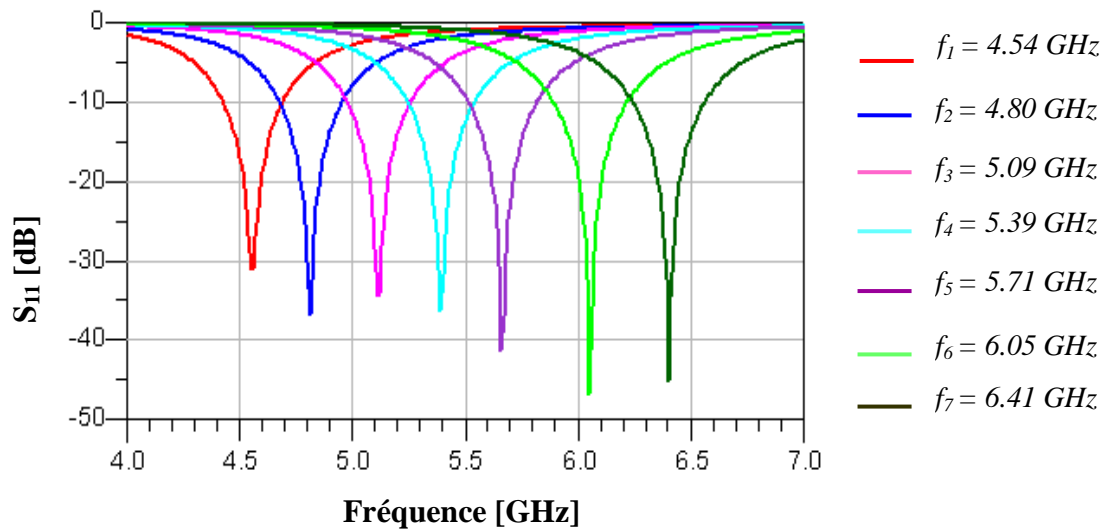
### III. 2. 1. 2. Réseau d'antennes à 7 éléments

Dans cette section, le nombre d'éléments choisi est de 7. Sur le tableau III. 2, on donne les fréquences de résonance et les dimensions de chaque élément rayonnant. Le facteur de périodicité est choisi tel que :  $\tau = 1.06$ .

Élément	Fréquence [GHz]	Largeur de bande [MHz]
1	4.54	270
2	4.80	290
3	5.09	290
4	5.39	300
5	5.71	310
6	6.05	330
7	6.41	330

**Tableau III. 2 :** Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.

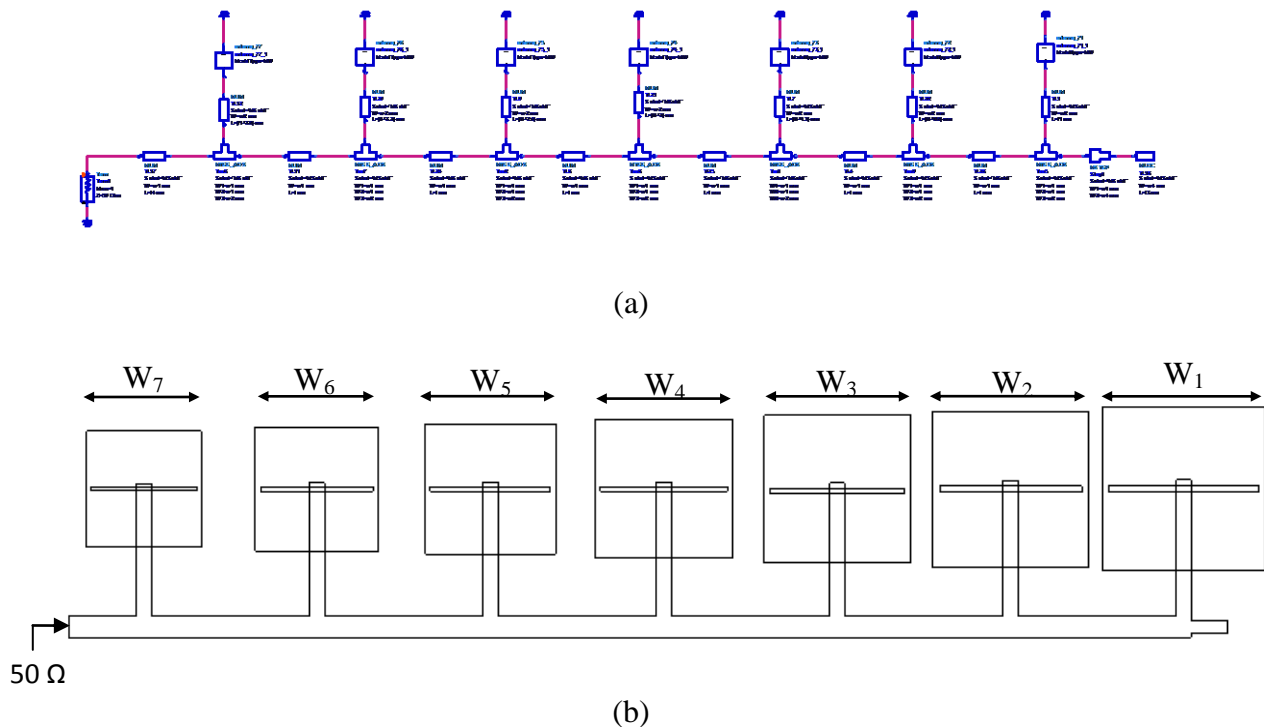
Le coefficient de réflexion à l'entrée de chaque antenne dimensionnée sur le tableau III. 2 est montré sur la figure III. 8.



**Figure III. 8.** Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.

Comme le montre la figure III. 8, l'amplitude du coefficient de réflexion relative à la fréquence de résonance de chaque antenne est inférieure à -30 dB. Ceci, implique que les antennes présentent une très bonne adaptation.

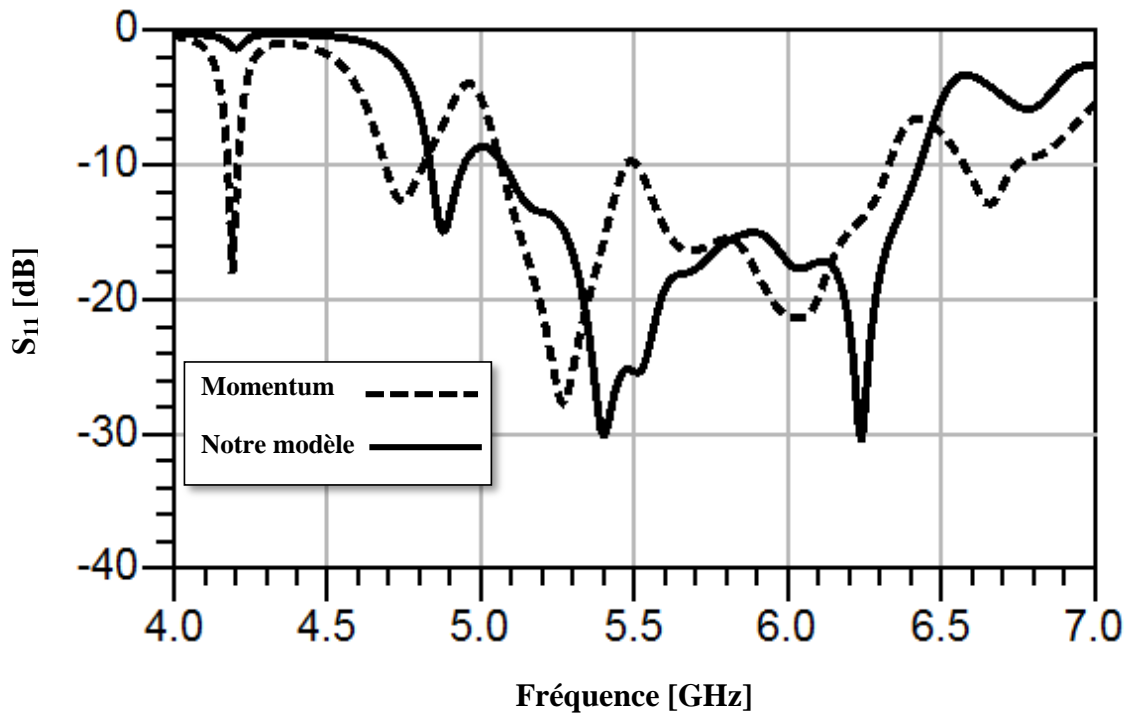
Le schéma du modèle équivalent du réseau d'antennes à sept (7) éléments ainsi que le masque du réseau des antennes adaptées sont représentés par la figure III. 9.



**Figure III. 9.** (a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à sept (7) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par :  $W_1=26.12$  mm,  $W_2=24.66$  mm,  $W_3=23.28$  mm,  $W_4=21.98$  mm,  $W_5=20.07$  mm,  $W_6=19.59$  mm et  $W_7=18.49$  mm.



La figure III. 10 représente la puissance réfléchie à l'entrée du réseau d'antennes dans la gamme des fréquences entre 4 et 7 GHz issus respectivement de Momentum d'Agilent Software et le modèle équivalent proposé.

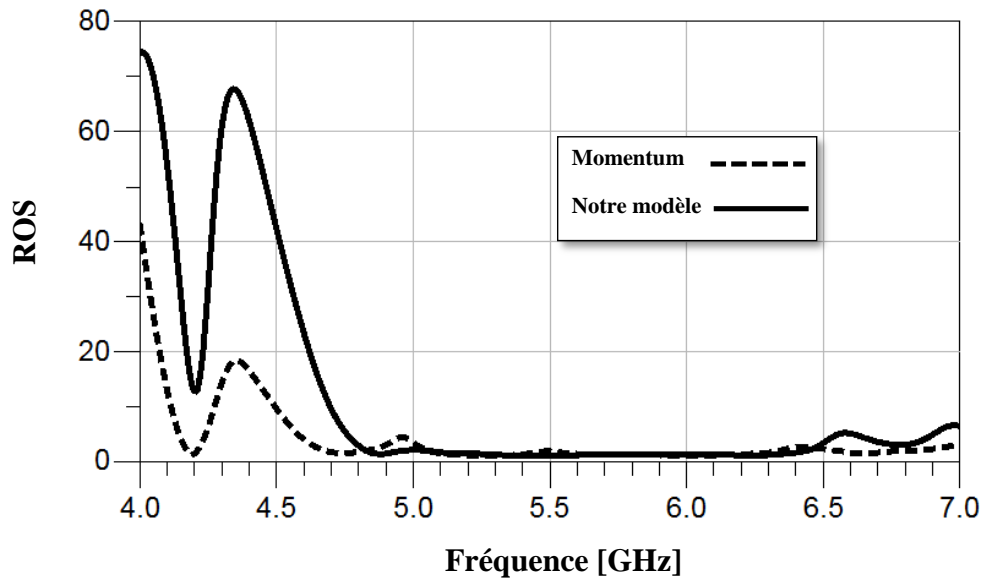


**Figure III. 10.** Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à sept (7) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

D'après la figure III. 10, on observe une bande passante comprise entre 5.07 GHz et 6.43 GHz par notre modèle et entre 5.06 et 6.33 GHz par Momentum, soit un décalage de 0.07 %. Une bonne cohérence est illustrée entre les deux courbes.

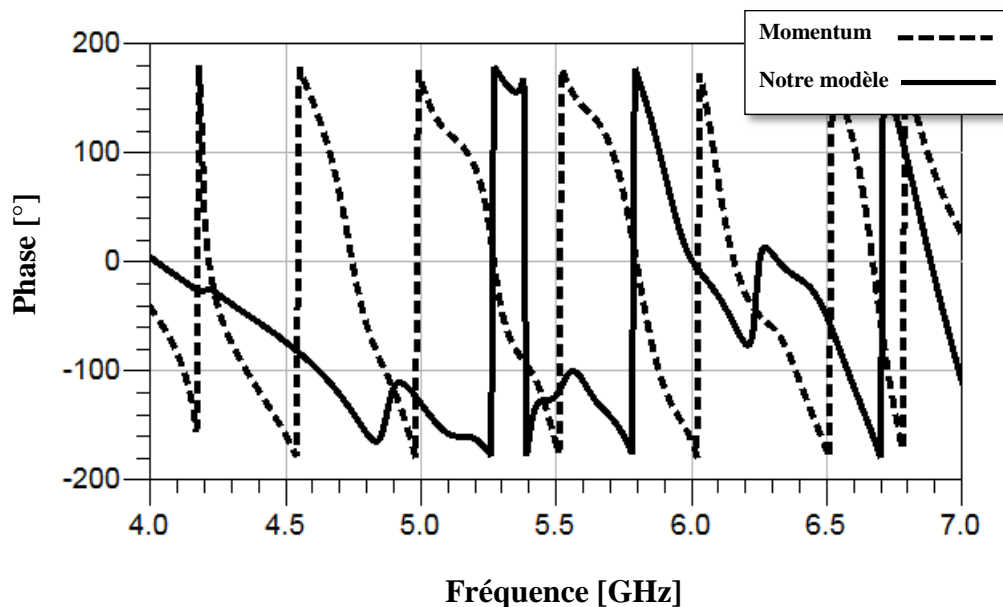
Les résultats obtenus pour le rapport d'onde stationnaire issus respectivement de Momentum d'Agilent Software et le modèle équivalent proposé sont présentés dans la figure III. 11 dans la gamme des fréquences entre 4 et 7 GHz.

Nous pouvons remarquer une très bonne correspondance entre les courbes simulées par les deux méthodes. On outre le rapport d'onde stationnaire est au voisinage de l'unité aux niveaux des fréquences de fonctionnement. Ce qui nous permet de valider notre modèle utilisé.



**Figure III. 11.** Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à sept (7) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

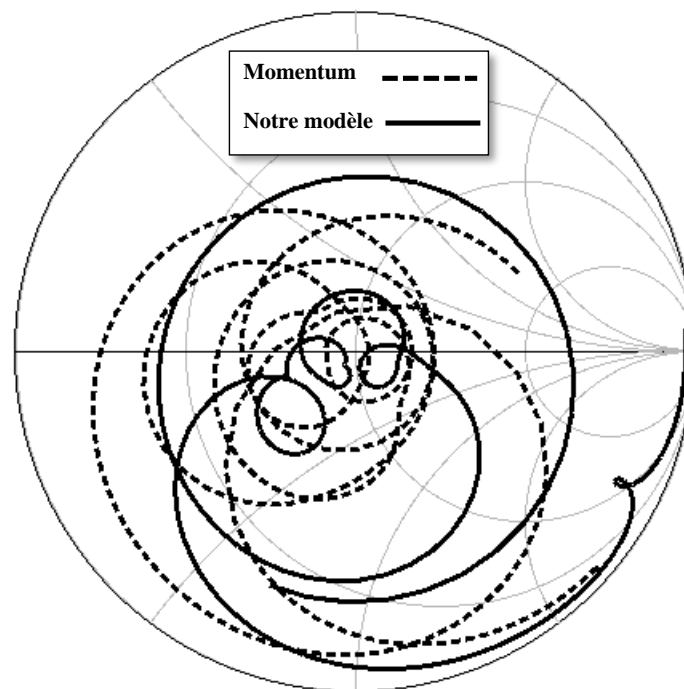
Nous exposons sur la figure III. 12 et dans la gamme de fréquence entre 4 et 7 GHz les phases réfléchies obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.



**Figure III. 12.** Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 9 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Nous constatons d'après la figure III. 12 qu'aux fréquences 5.3 et 5.8 par les deux méthodes de simulation, les phases réfléchies sont nulles.

Les lieux d'impédances d'entrée sont présentés sur l'abaque de Smith sur la figure III. 13.



**Figure III. 13.** Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 9 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Selon la figure III. 13, nous observons une bonne concordance entre les deux courbes, d'ailleurs, les lieux d'impédances sont proches de l'axe de  $50 \Omega$  aux pics de résonances du réseau d'antennes.

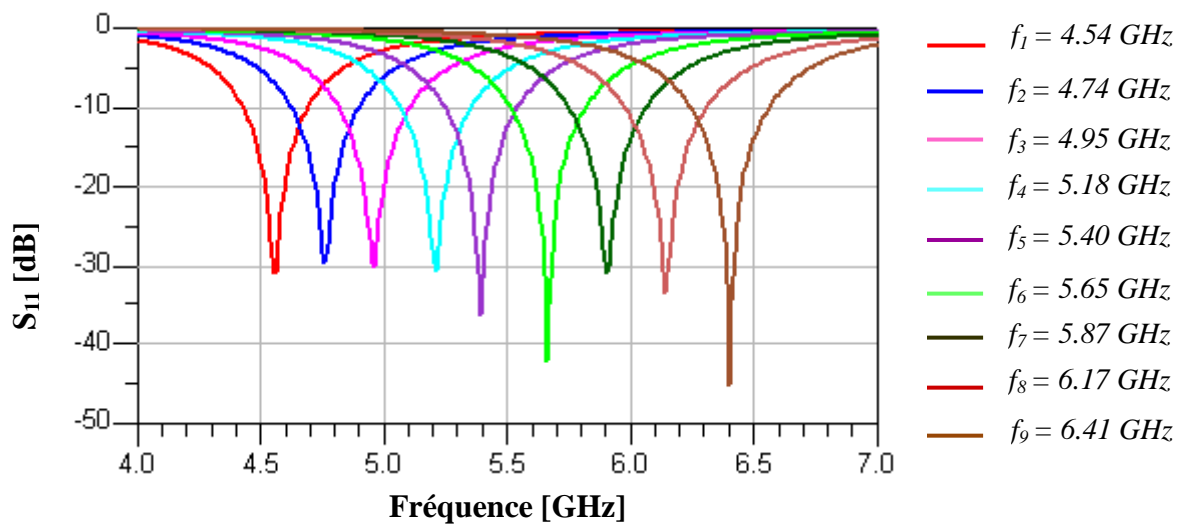
### III. 2. 1. 3. Réseau d'antennes à 9 éléments

Dans cette section, le nombre d'éléments choisi est de 9. Sur le tableau III. 3, on donne les fréquences de résonance et les dimensions de chaque élément rayonnant. Le facteur de périodicité est choisi tel que :  $\tau = 1.044$ .

Elément	Fréquence [GHz]	Largeur de bande [MHz]
1	4.54	270
2	4.74	280
3	4.95	300
4	5.18	300
5	5.40	300
6	5.65	310
7	5.87	330
8	6.17	340
9	6.41	330

**Tableau III. 3 :** Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.

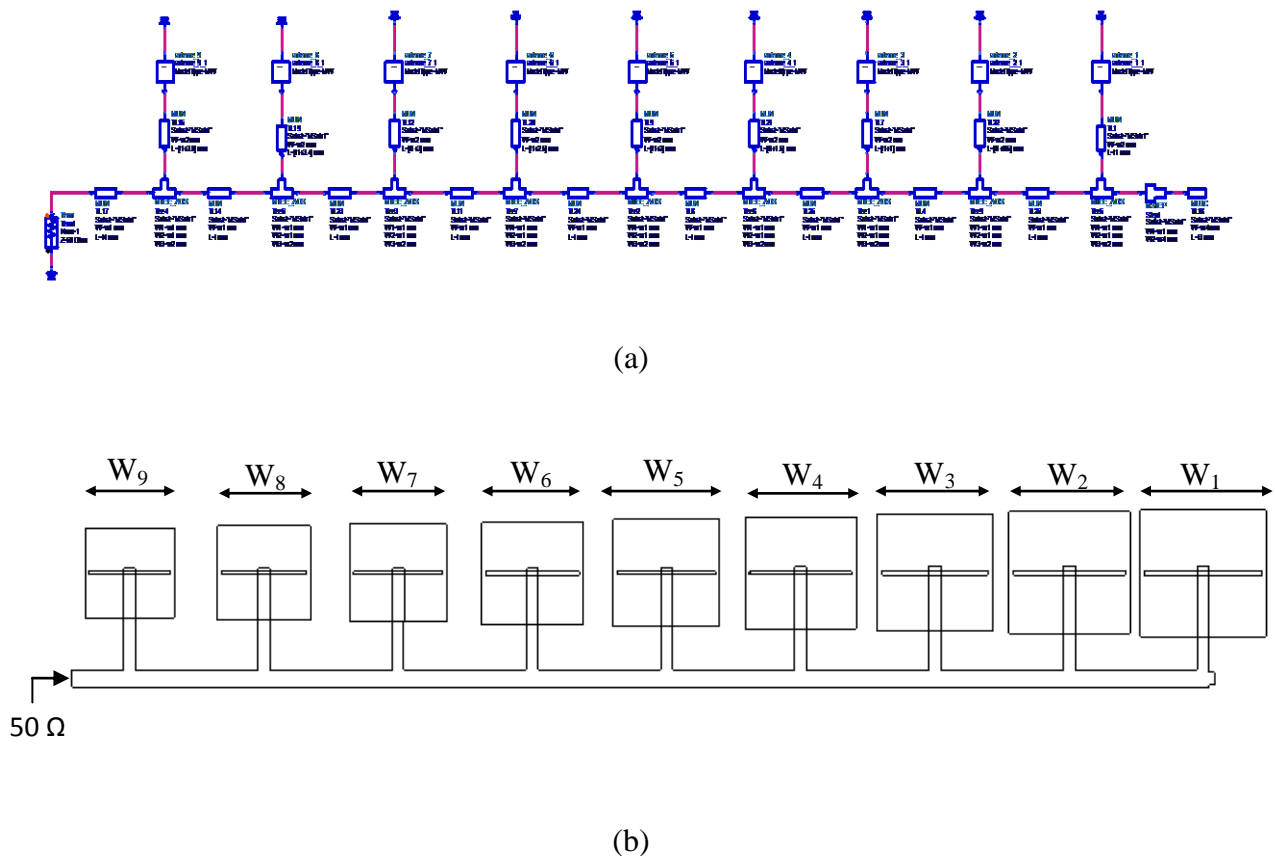
On schématise sur la figure III. 14, le résultat du coefficient de réflexion en amplitude de ces antennes dans la gamme des fréquences entre 4 et 7 GHz.



**Figure III. 14.** Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.

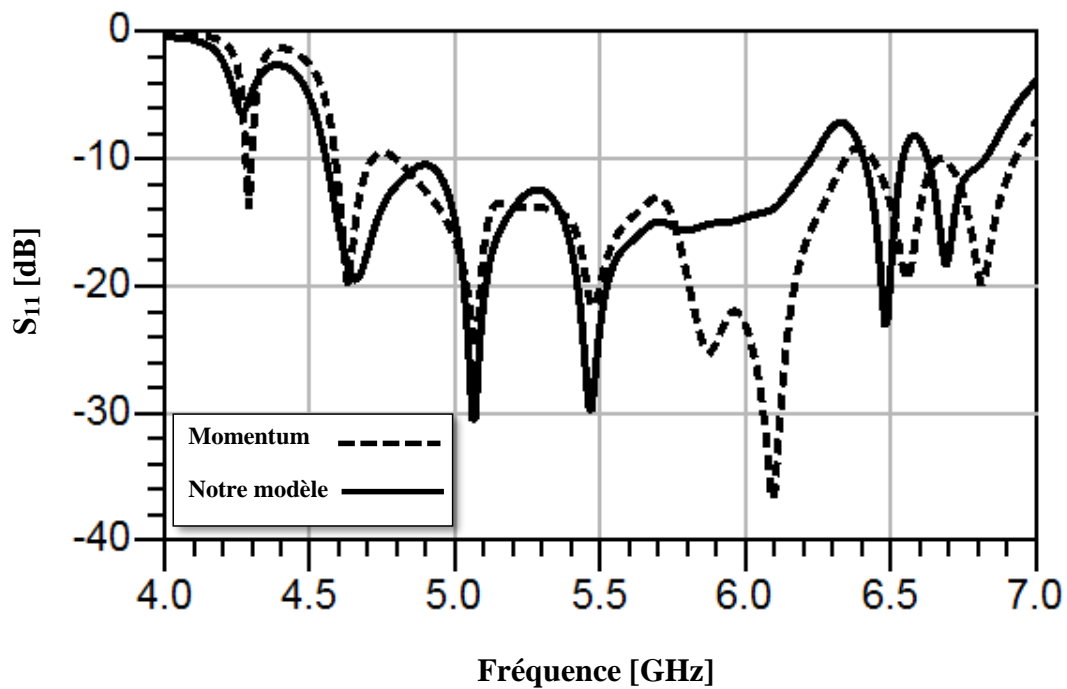
Sur ce tracé, il apparaît un niveau d'amplitude du coefficient de réflexion inférieur à -29 dB à la fréquence de résonance de chaque antenne, ceci montre très bien la bonne adaptation des antennes.

Le schéma du modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments ainsi que le masque du réseau des antennes adaptées sont représentés par la figure III. 15.



**Figure III. 15.** (a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par :  $W_1=26.12$  mm,  $W_2=25.01$  mm,  $W_3=23.96$  mm,  $W_4=22.95$  mm,  $W_5=21.98$  mm,  $W_6=21.06$  mm,  $W_7=20.17$  mm,  $W_8=13.32$  mm et  $W_9=18.50$  mm.

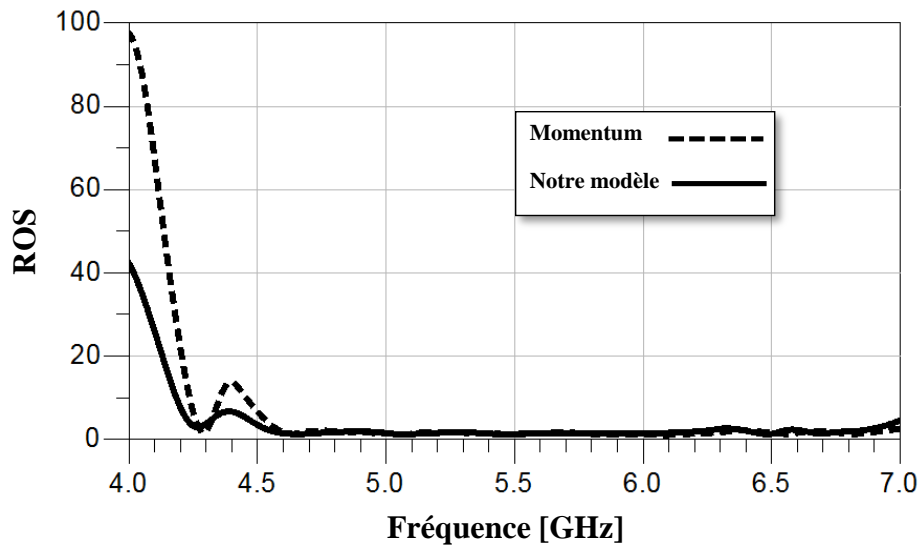
Les bandes passantes ainsi que les coefficients de réflexions du réseau présenté sur la figure III. 15 sont présentés sur la figure III. 16 dans la gamme des fréquences entre 4 et 7 GHz.



**Figure III. 16.** Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

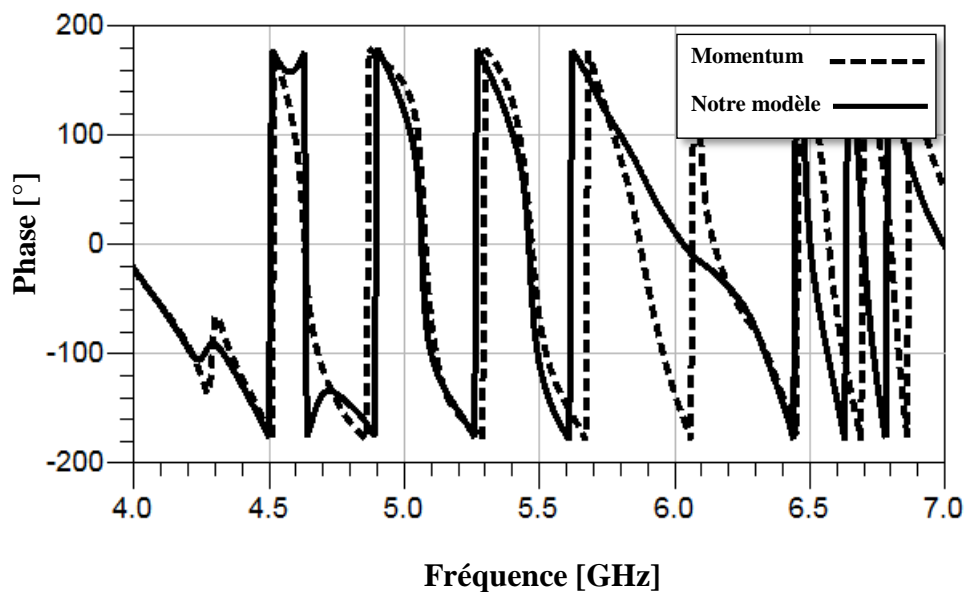
Selon la figure III. 16, nous remarquons en premier lieu une bonne cohérence entre les deux courbes. En plus, l'observation des résultats de simulation obtenus en termes de coefficient de réflexion montrés sur la figure III. 16, fait apparaître une bande de fonctionnement comprise entre 4.56 GHz et 6.24 GHz par notre modèle et entre 4.76 et 6.35 GHz par le simulateur Momentum, soit un décalage de 0.05 %.

Nous pouvons constater d'après la figure III. 17 un très bon accord entre les résultats de simulation du rapport d'onde stationnaire qui est proche de l'unité pour les différentes fréquences de résonance. Ceci traduit une bonne adaptation de l'antenne.



**Figure III. 17.** Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande C obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

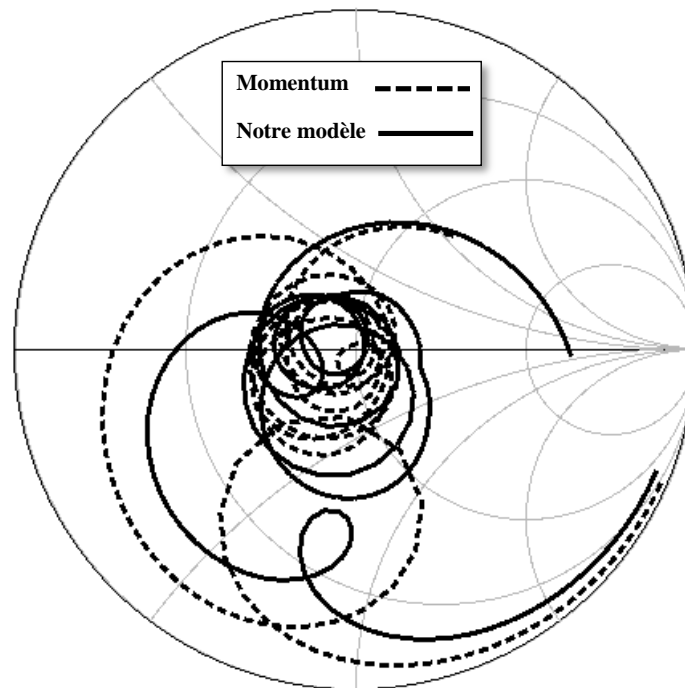
Nous exposons sur la figure III. 18 et dans la gamme de fréquence entre 4 et 7 GHz les phases réfléchies obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.



**Figure III. 18.** Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 15 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Les phases réfléchies d'entrée obtenues par le modèle équivalent et le simulateur Momentum d'Agilent Software selon la figure III. 18 sont en bon accord, les courbes sont presque superposées. D'autre part, ces phases sont nulles aux pics des puissances réfléchies comme dans la fréquence 5.07 GHz et 5.47 GHz par exemple, ce qui montre les bons résultats obtenus en termes de phase réfléchie.

Les lieux d'impédances d'entrée sont présentés sur l'abaque de Smith sur la figure III. 19.



**Figure III. 19.** Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 15 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Selon la figure III. 19, nous observons une bonne concordance entre les deux courbes, d'ailleurs, les lieux d'impédances sont proche de l'axe de  $50 \Omega$  aux pics de résonances du réseau d'antennes.

### III. 2. 2. Réseau d'antennes fonctionnant en bande X

Selon la même procédure suivie dans la section précédente, concernant la conception des différents réseaux d'antennes opérant en bande C, nous allons focaliser notre



effort à optimiser et concevoir des réseaux opérant en bande X destinés aux applications satellitaires. Nous allons respectivement concevoir des réseaux composés de 5, 7 et 9 éléments rayonnants alimentés à travers une ouverture.

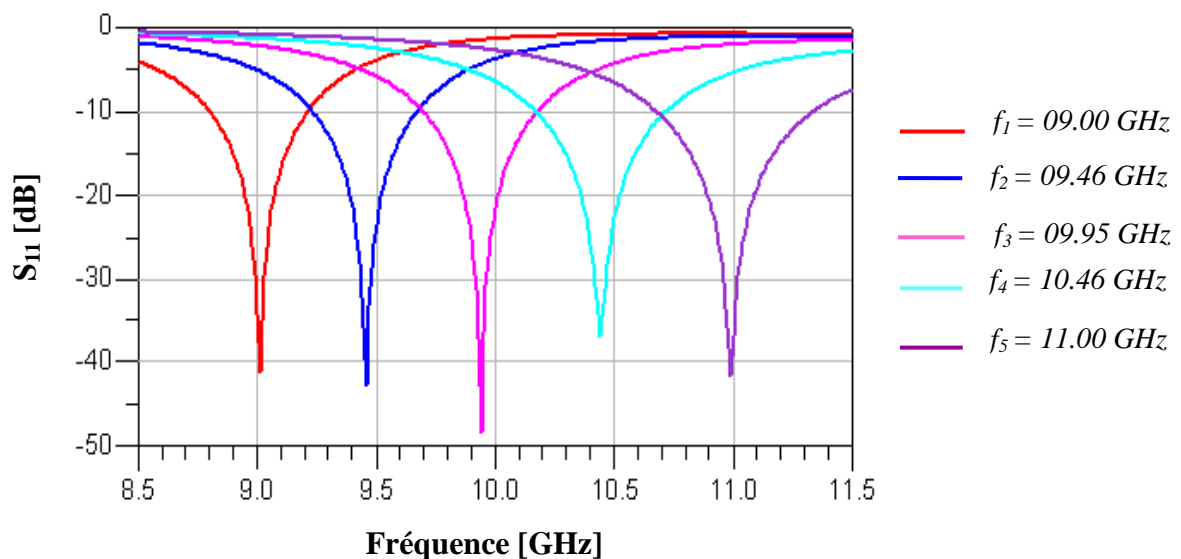
### III. 2. 2. 1. Réseau d'antennes à 5 éléments

Dans cette section, le nombre d'éléments choisi est de 5. Sur le tableau III. 4, on donne les fréquences de résonance et les dimensions de chaque élément rayonnant. Le facteur de périodicité dans ce cas est choisi tel que :  $\tau = 1.051$ .

Élément	Fréquence [GHz]	Largeur de bande [MHz]
1	09.00	430
2	09.46	460
3	09.95	500
4	10.46	570
5	11.00	690

**Tableau III. 4 :** Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.

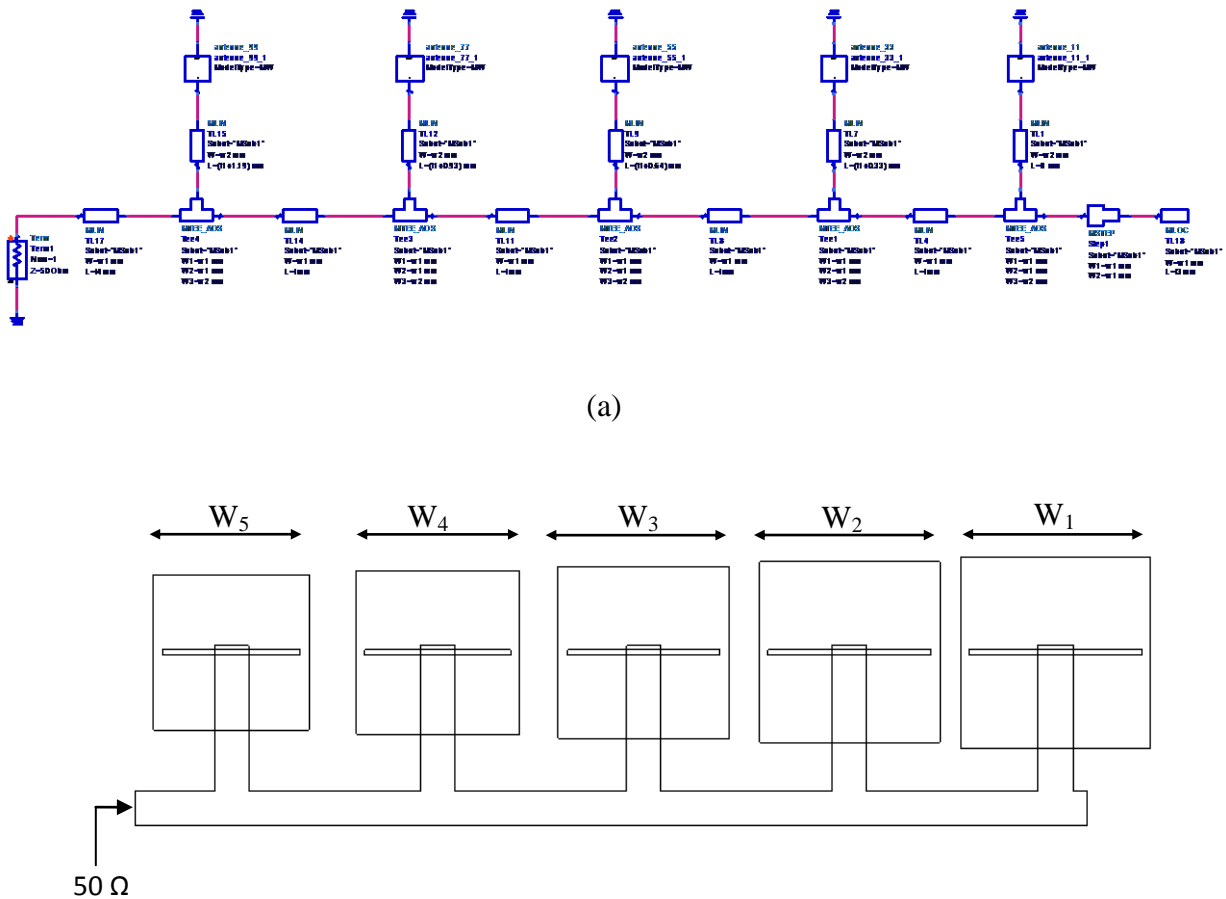
Nous visualisons sur la figure III. 20, la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour chaque antenne dont leurs fréquences de résonances sont données sur le tableau III. 4.



**Figure III. 20.** Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.

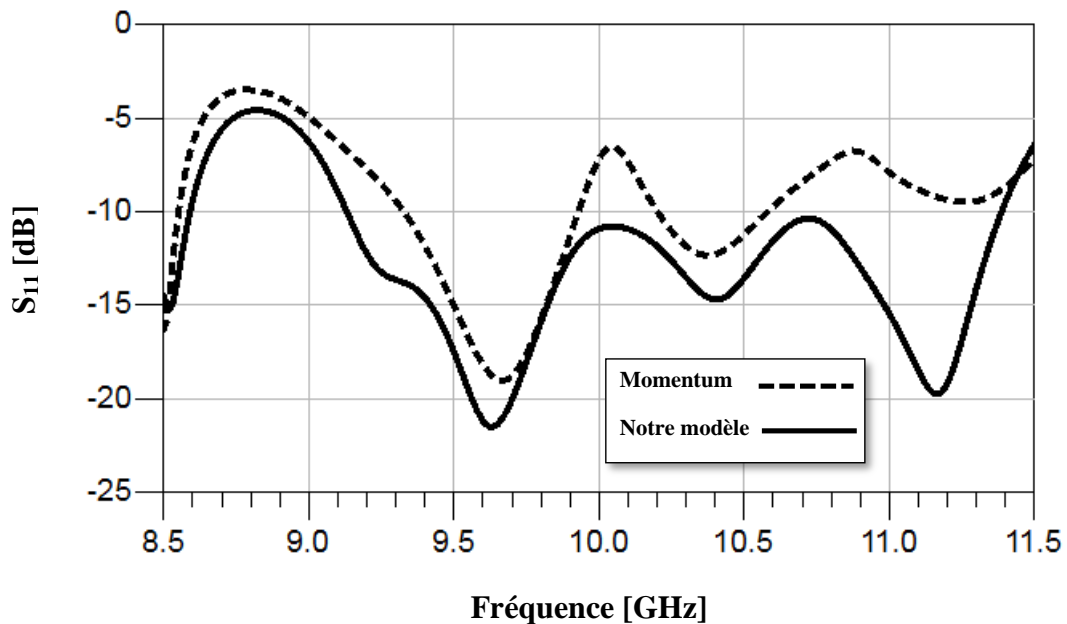
On admet ici, une bonne adaptation pour toutes les antennes, puisque l'amplitude du coefficient de réflexion en entrée de ces dernières est inférieure de -35 dB.

Le schéma du modèle équivalent du réseau d'antennes à cinq (5) éléments ainsi que le masque du réseau des antennes adaptées sont représentés par la figure III. 21.



**Figure III. 21.** (a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à cinq (5) éléments. (b) Masque du réseau d'antennes à 5 éléments sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par :  $W_1=13.17$  mm,  $W_2=12.52$  mm,  $W_3=11.91$  mm,  $W_4=11.32$  mm et  $W_5=10.77$  mm.

La représentation du coefficient de réflexion à l'entrée de ce réseau est indiquée par la figure III. 22 dans la gamme de fréquence entre 8.5 et 11.5 GHz.

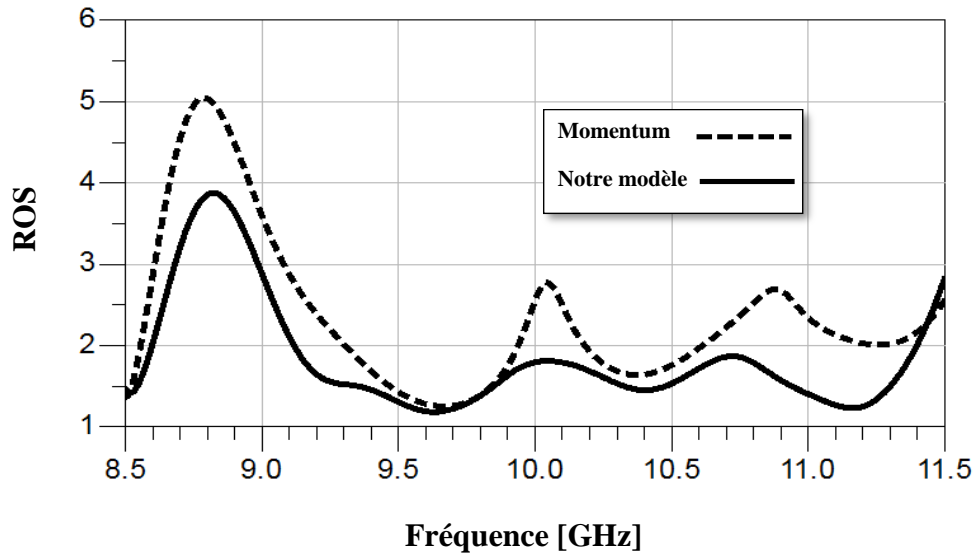


**Figure III. 22.** Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à cinq (5) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software

L'observation des résultats de simulation montrés par la figure III. 22 fait apparaître une largeur de bande comprise entre 9.12 GHz et 11.39 GHz mesurée à -9.54 dB par notre modèle et entre 9.31 et 9.93 GHz par Momentum, soit un décalage de 2.66 %, aussi une deuxième bande est obtenue par Momentum entre 10.19 GHz et 10.61 GHz, soit un décalage de 4.40 %.

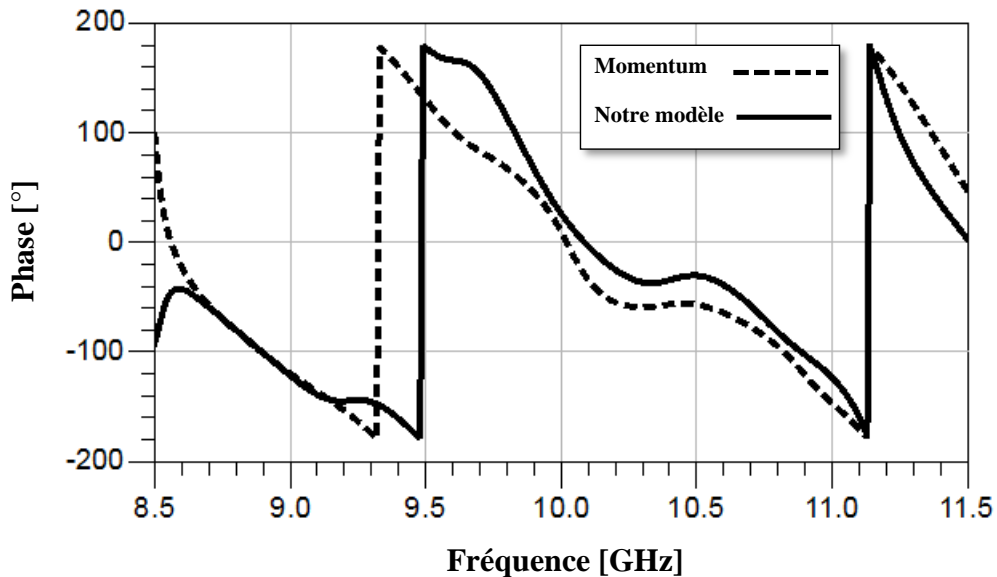
Les résultats obtenus pour le rapport d'onde stationnaire sont présentés dans la figure III. 23 dans la gamme des fréquences entre 8.5 et 11.5 GHz.

On observe d'après la figure III. 23 une excellente concordance des résultats du rapport d'onde stationnaire qui est au près de l'unité pour les fréquences de résonance. De façon générale, une bonne cohérence est observée entre les deux courbes.



**Figure III. 23.** Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à cinq (5) éléments fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

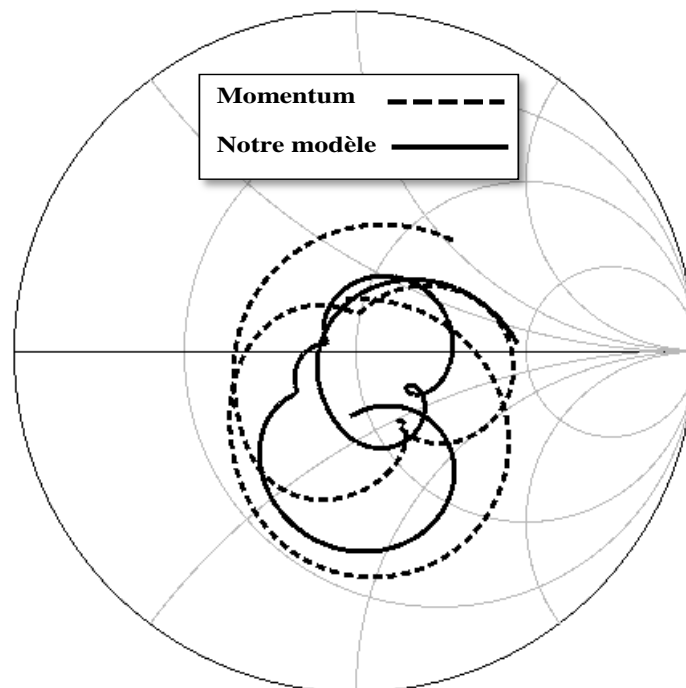
Nous exposons sur la figure III. 24 et dans la gamme de fréquence entre 8.5 et 11.5 GHz les phases réfléchies obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.



**Figure III. 24.** Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 21 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

D'après la figure ci-dessus, nous pouvons clairement observer la bonne superposition des courbes des phases réfléchies. Il est également important de signaler que les phases réfléchies sont nulles aux fréquences 9.3 et 11.15 GHz par le simulateur Momentum et 9.5 GHz et 11.15 GHz par notre modèle respectivement.

Les lieux d'impédances d'entrée sont présentés sur l'abaque de Smith sur la figure III. 25.



**Figure III. 25.** Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 21 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Selon la figure III. 25, nous observons une concordance acceptable entre les deux courbes, d'ailleurs, les lieux d'impédances sont proche de l'axe de  $50 \Omega$  aux pics de résonances du réseau d'antennes.

### III. 2. 2. 2. Réseau d'antenne à 7 éléments

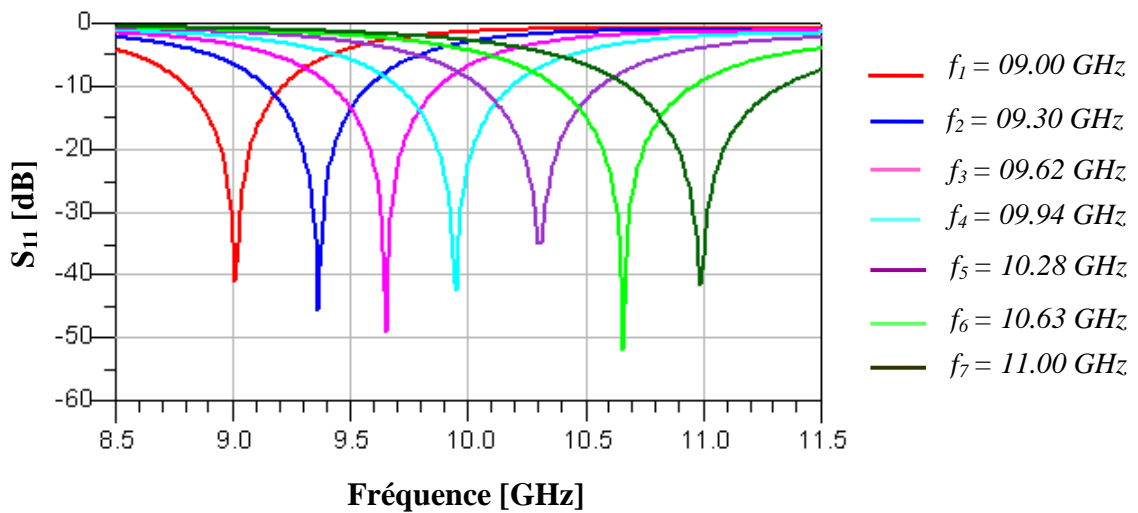
Dans cette partie du chapitre, nous tentons à concevoir un réseau d'antennes log-périodique avec sept (7) éléments rayonnants alimentés par ouverture.

Sur le tableau III. 5, on donne les fréquences de résonance et les dimensions de chaque élément rayonnant. Le facteur de périodicité est choisi tel que :  $\tau = 1.033$  afin de garantir une couverture de toute la bande de fonctionnement.

Elément	Fréquence [GHz]	Largeur de bande [MHz]
1	09.00	430
2	09.30	450
3	09.62	470
4	09.94	500
5	10.28	530
6	10.63	610
7	11.00	690

**Tableau III. 5 :** Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.

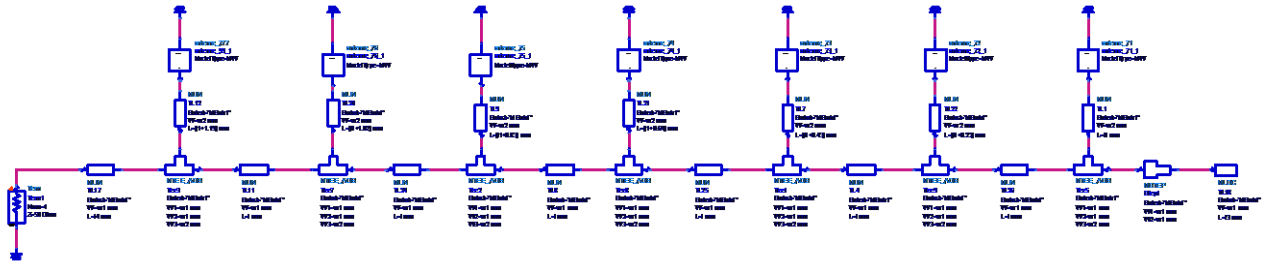
On schématise sur la figure III. 26, le résultat du coefficient de réflexion en amplitude à l'entrée de chaque antenne dans la gamme des fréquences entre 8.5 et 11.5 GHz.



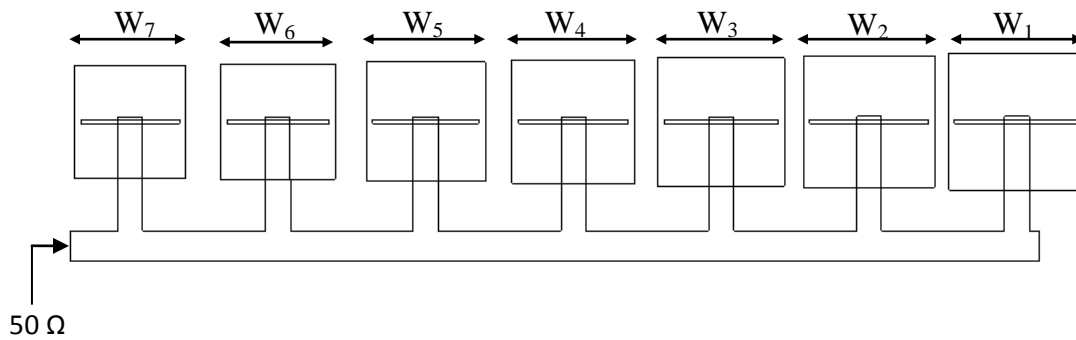
**Figure III. 26.** Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.

La figure III. 26, montre une bonne adaptation à la fréquence de résonance de chaque antenne puisque les amplitudes des coefficients de réflexions sont inférieures à -35 dB.

Le schéma du modèle équivalent du réseau d'antennes à sept (7) éléments ainsi que le masque du réseau des antennes adaptées sont représentés par la figure III. 27.



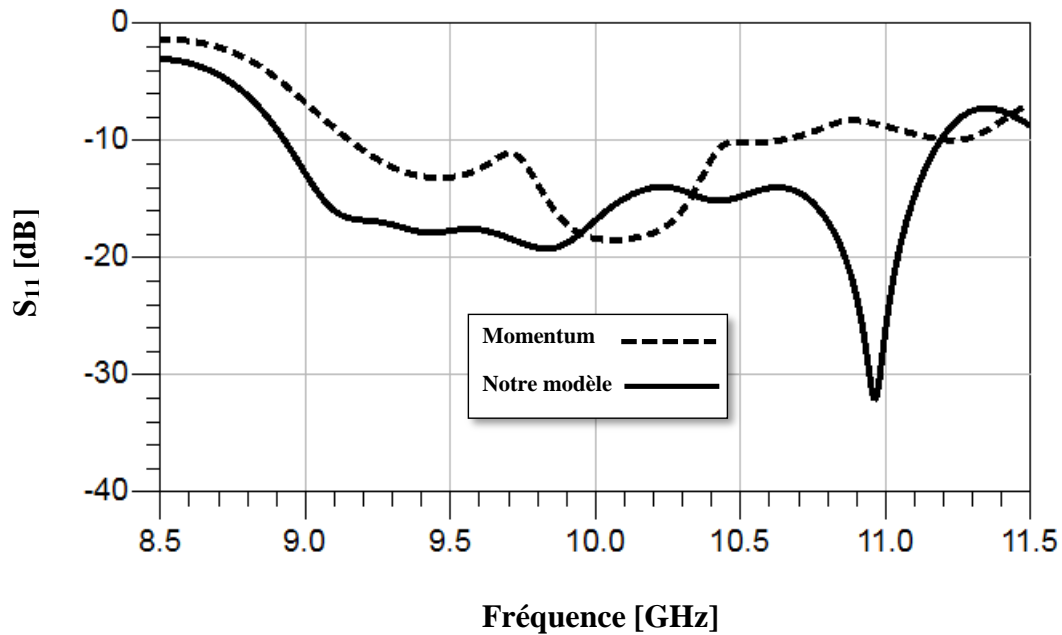
(a)



(b)

**Figure III. 27.** (a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à sept (7) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par :  $W_1=13.17$  mm,  $W_2=12.74$  mm,  $W_3=12.32$  mm,  $W_4=11.91$  mm,  $W_5=11.52$  mm,  $W_6=11.14$  mm et  $W_7=10.78$  mm.

Les coefficients de réflexion à l'entrée de ce réseau obtenus par le simulateur Momentum d'Agilent Software et notre modèle équivalent sont montrés sur la figure III. 28.

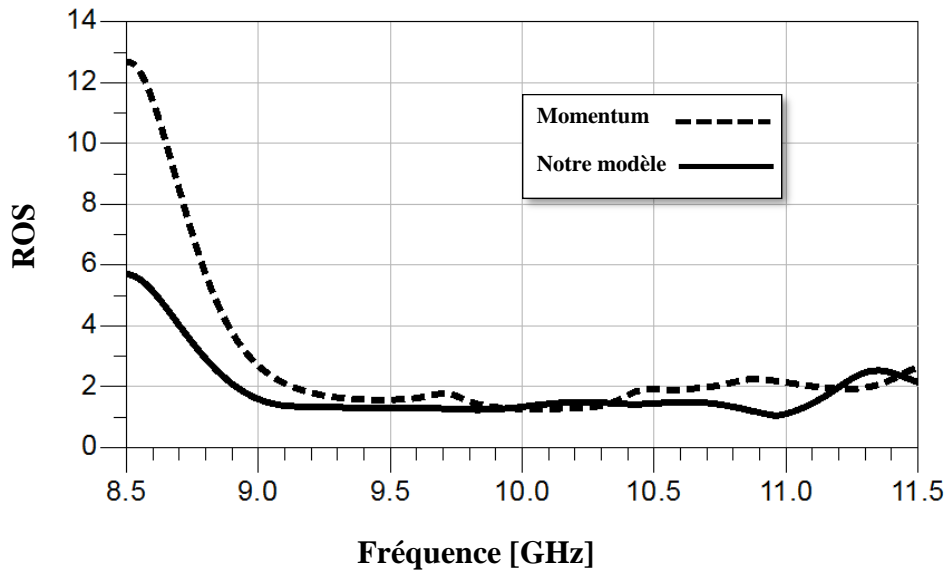


**Figure III. 28.** Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à sept (7) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software

A première vue, nous observons une concordance acceptable entre le modèle équivalent proposé et la courbe issue de la méthode des moments du simulateur Momentum d'Agilent Software. Les deux courbes manifestent le caractère large du réseau à sept (7) éléments opérant en bande X. La simulation du coefficient de réflexion à l'entrée de ce réseau indique une bande passante comprise entre 8.92 GHz et 11.2 GHz calculée à -9.54 dB avec notre modèle et entre 9.13 GHz et 10.71 GHz avec le simulateur Momentum.

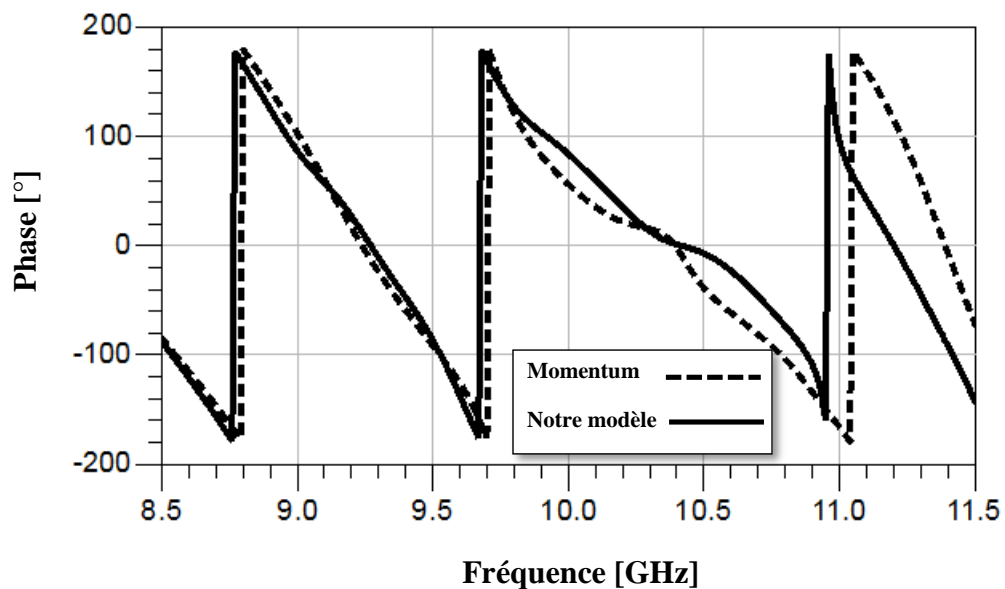
Les résultats obtenus par le rapport d'onde stationnaire issus respectivement de Momentum d'Agilent Software et le modèle équivalent proposé sont présentés dans la figure III. 29 dans la gamme des fréquences entre 8.5 et 11.5 GHz. D'après cette figure, en comparant les résultats, un très bon accord entre les résultats de simulation du rapport d'onde stationnaire obtenu par le modèle électrique équivalent avec ceux du simulateur Momentum et plus particulièrement dans la plage des fréquences entre 9 et 11.5 GHz où les courbes sont proches de l'unité.





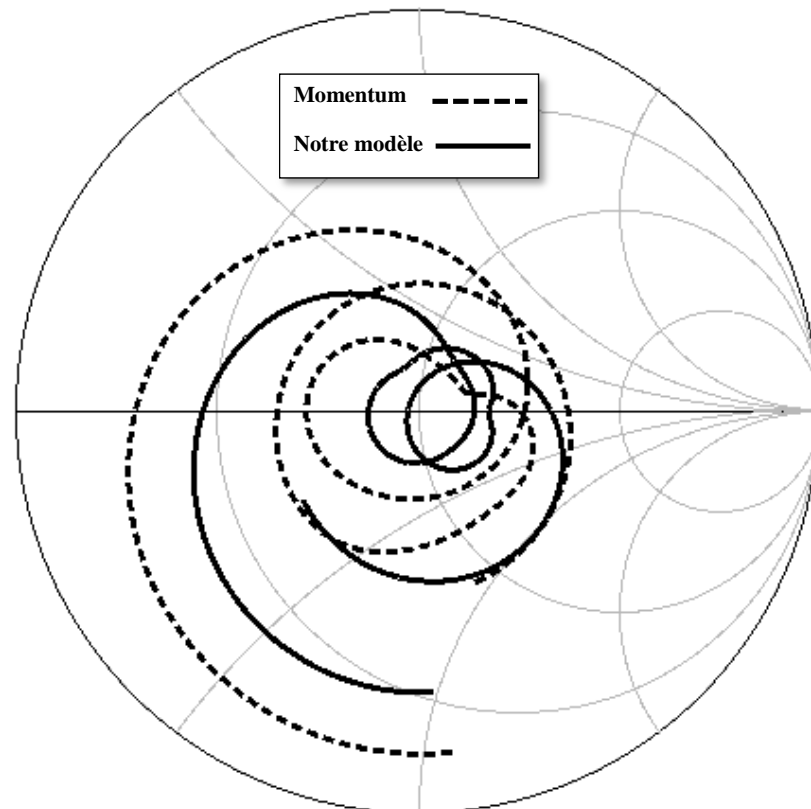
**Figure III. 29.** Rapport d'ondes stationnaire à l'entrée du réseau à sept (7) éléments fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Maintenant nous présentons respectivement sur les figures III. 30 et 31 les phases réfléchies ainsi que les lieux d'impédances d'entrée du réseau à sept (7) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum entre 8.5 et 11.5 GHz.



**Figure III. 30.** Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 27 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

D'après la figure III. 30 représentant les phases réfléchies du réseau représenté sur la figure III. 27, nous pouvons facilement observer la bonne concordance entre les deux modèles. Les lieux d'impédance sont présentés sur la figure III. 31.



**Figure III. 31.** Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 27 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Selon la figure III. 31, nous observons une bonne concordance entre les deux courbes, d'ailleurs, les lieux d'impédances sont proche de l'axe de  $50 \Omega$  aux pics de résonances du réseau d'antennes.

### III. 2. 2. 3. Réseau d'antennes à 9 éléments

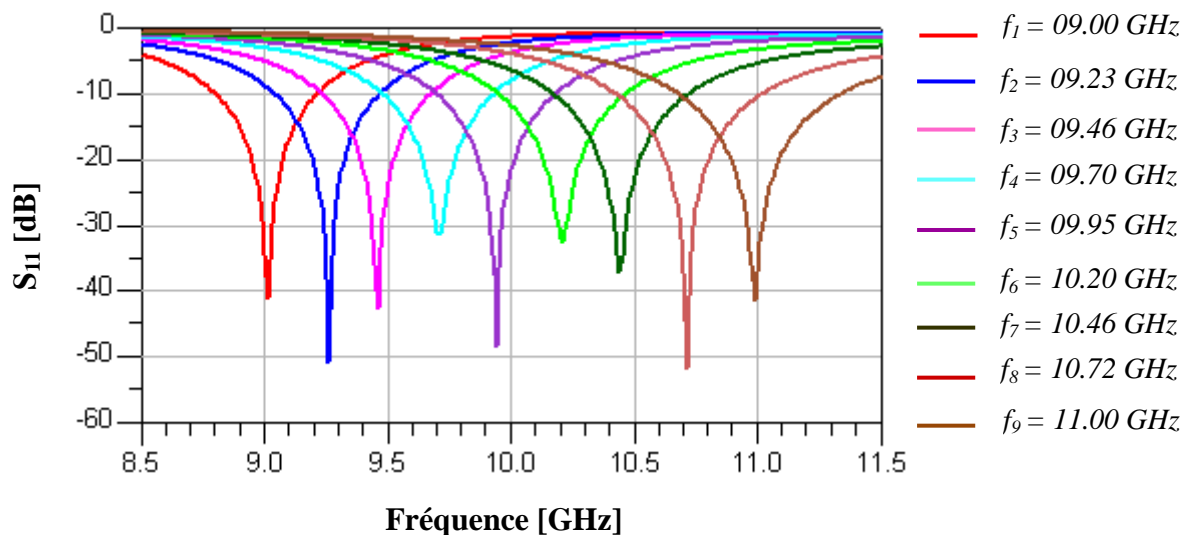
Nous multiplions dans cette section le nombre d'éléments rayonnants où nous utilisons dans ce cas de figure neuf éléments alimentés par ouvertures afin de couvrir toute la bande d'opération désirée. Sur le tableau III. 6, on donne les fréquences de résonance

et les dimensions de chaque élément rayonnant. Le facteur de périodicité est choisi tel que :  $\tau = 1.025$ .

Élément	Fréquence [GHz]	Largeur de bande [MHz]
1	9	430
2	9.23	440
3	9.46	460
4	9.70	470
5	9.95	500
6	10.20	530
7	10.46	570
8	10.72	620
9	11	690

**Tableau III. 6 :** Fréquences ainsi que la largeur de bande de chaque antenne.

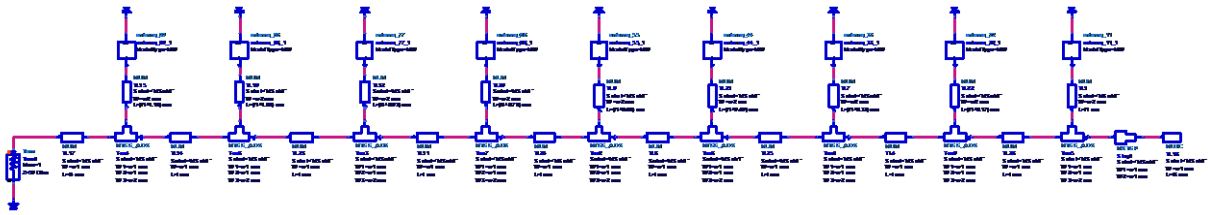
Les résultats obtenus de ces différentes antennes en termes de coefficient de réflexion sont montrés sur la figure III. 32.



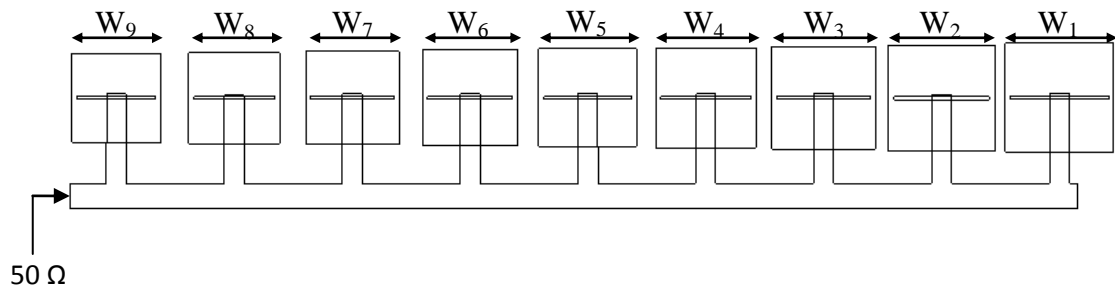
**Figure III. 32.** Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.

L'analyse des courbes obtenue par la figure III. 32, montre une meilleure adaptation à la fréquence de résonance de chaque antenne, car les amplitudes des coefficients sont inférieures à - 30 dB.

Le schéma du modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments ainsi que le masque du réseau des antennes adaptées sont représentés par la figure III. 33.



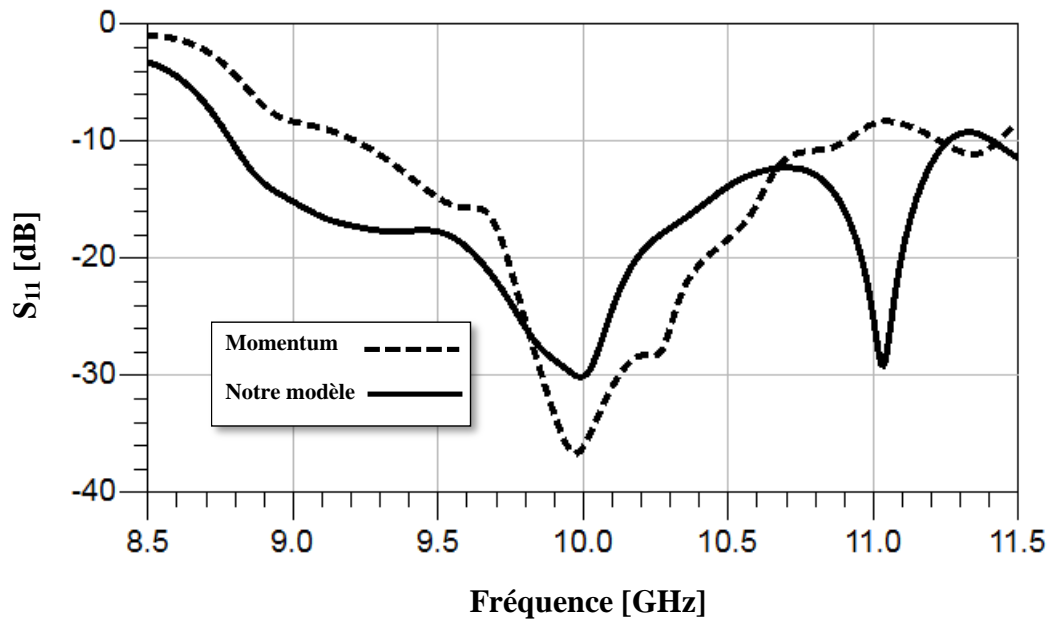
(a)



(b)

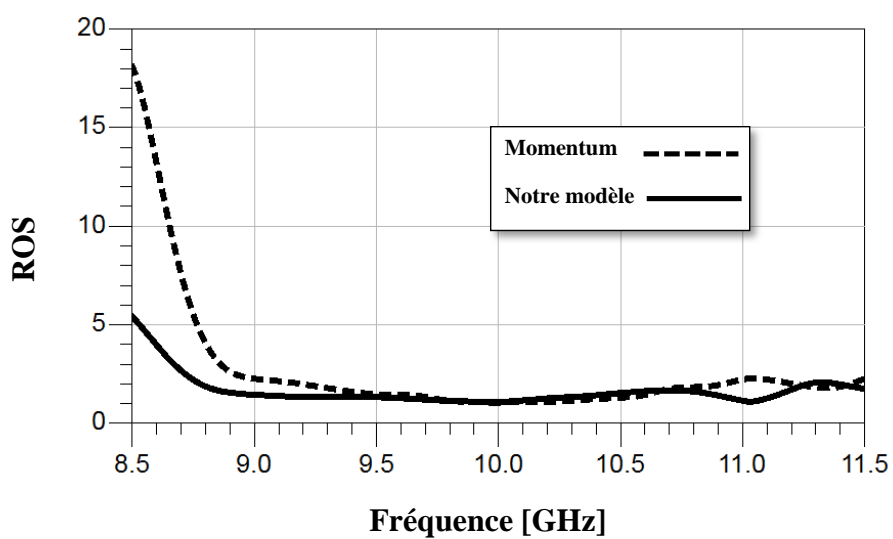
**Figure III. 33.** (a) Modèle équivalent du réseau d'antennes à neuf (9) éléments. (b) Masque sous Momentum. Les dimensions du réseau sont données par :  $W_1=13.17$  mm,  $W_2=12.84$  mm,  $W_3=12.52$  mm,  $W_4=12.21$  mm,  $W_5=11.91$  mm,  $W_6=11.61$  mm,  $W_7=11.32$  mm,  $W_8=11.05$  mm et  $W_9=10.77$  mm.

La bande passante mesurée par le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire à l'entrée du réseau sont présentés respectivement sur la figure III. 34 et III. 35.



**Figure III. 34.** Coefficients de réflexions à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software

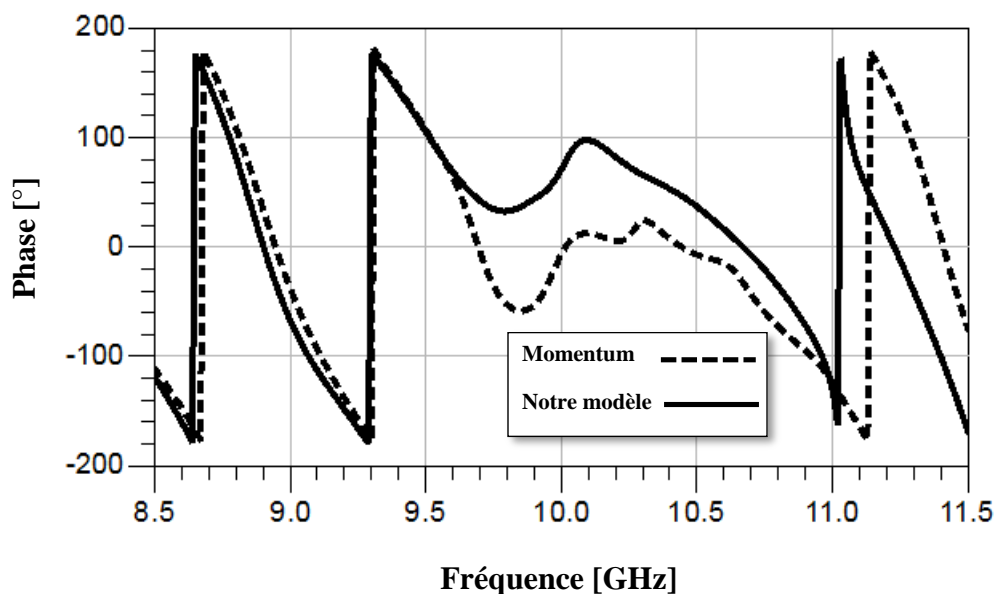
Selon la figure III. 34, la bande de résonance du réseau à neuf éléments est comprise entre 8.78 GHz et 11.28 GHz par notre modèle et entre 9.18 GHz et 10.93 GHz par le simulateur Momentum, soit un décalage de l'ordre de 0.42 %.



**Figure III. 35.** Rapport d'ondes stationnaires à l'entrée du réseau à neuf (9) éléments fonctionnant dans la bande X obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

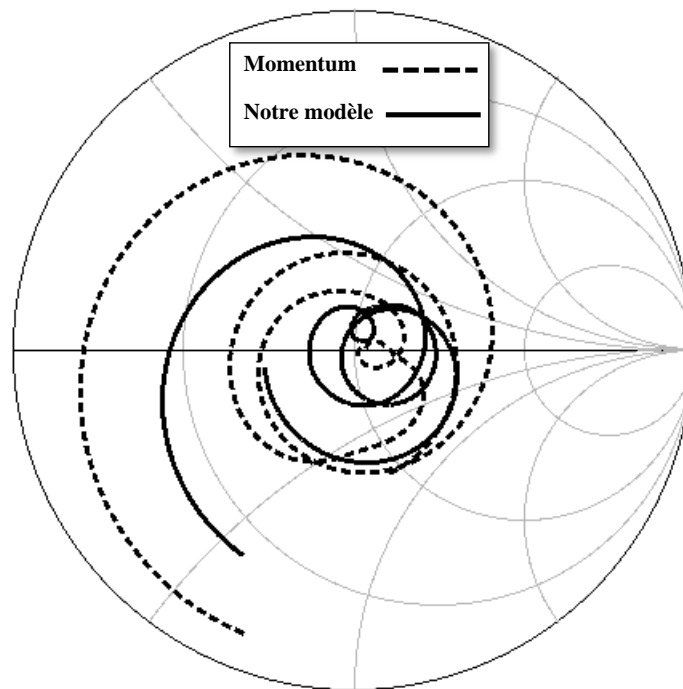
Nous pouvons remarquer sur la figure III. 35, une très bonne correspondance entre les courbes simulées par les deux méthodes. En outre le rapport d'onde stationnaire est au voisinage de l'unité aux niveaux des fréquences de fonctionnement. Ce qui nous permet de valider notre modèle utilisé.

Parmi les performances des antennes qu'il faut prendre en considération lors de la conception de ces derniers afin d'analyser leur adaptation, il s'agit de la phase réfléchie et les lieux d'impédances d'entrée. Pour cela, nous illustrons respectivement sur la figure III. 36 et III. 37 les phases et les lieux d'impédances d'entrée du réseau à neuf (9) éléments schématisé sur la figure III. 33 dans la gamme des fréquences entre 8.5 et 11.5 GHz.



**Figure III. 36.** Les phases réfléchies du réseau présenté sur la figure III. 33 obtenues par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

Nous pouvons facilement d'après la figure III. 36 observer la bonne cohérence entre les deux courbes issue du modèle équivalent proposé et celle de la méthode des moments du simulateur Momentum d'Agilent Software. De plus, il est évident qu'aucune phase réfléchie proche de zéro pour les fréquences de résonance ce qui implique la parfaite adaptation enregistrée.



**Figure III. 37.** Les lieux d'impédances d'entrée du réseau présenté sur la figure III. 33 obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.

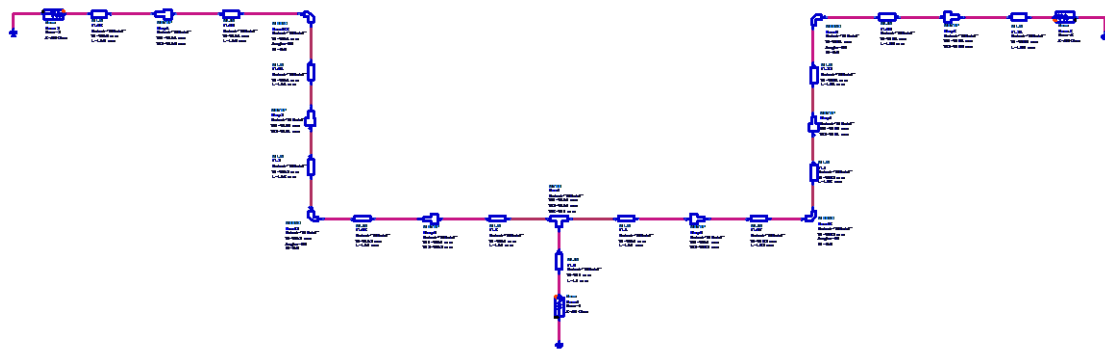
Selon la figure III. 37, pour la fréquence 10 GHz prédite pour les deux méthodes, les lieux sont proches de  $50 \Omega$  ce qui implique une parfaite adaptation du réseau d'antennes.

### III. 2. 3. Réseaux log-périodiques linéaire $1 \times 18$ et plan $2 \times 9$ alimentés aux centre opérants en bande C et X

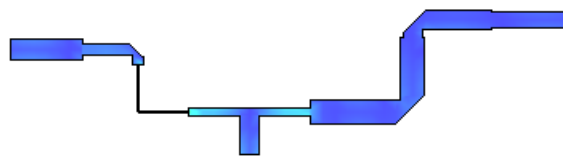
Dans cette section, nous allons essayer de concevoir des réseaux d'antennes bi-bandes à polarisation linéaire opérant à deux bandes de fréquences très employées en télécommunication et pour les applications satellitaires, il s'agit des bandes C et X. Les réseaux d'antennes ont été optimisés en employant un modèle équivalent implémenté sous ADS d'Agilent software.

### III. 2. 3. 1. Conception du diviseur

Dans l'objectif de concevoir notre réseau log-périodique bi-bande / large bande, nous avons choisi d'alimenter notre réseau via un diviseur en arborescence avec deux topologies différentes. Il s'agit de deux réseaux linéaires alimentés au centre et un autre plan à  $2 \times 9$  éléments rayonnants. Etant donné que les deux réseaux opèrent à deux fréquences distinctes, les bandes C et X, alors il est important que notre diviseur soit capable de supporter les deux bandes. Pour cela et en employant un modèle électrique équivalent nous avons pu optimiser un diviseur de puissance. Nous illustrons respectivement sur la figure III. 38 et III. 39 le modèle de notre diviseur ainsi que son masque final afin d'alimenter notre réseau avec les deux topologies différentes.



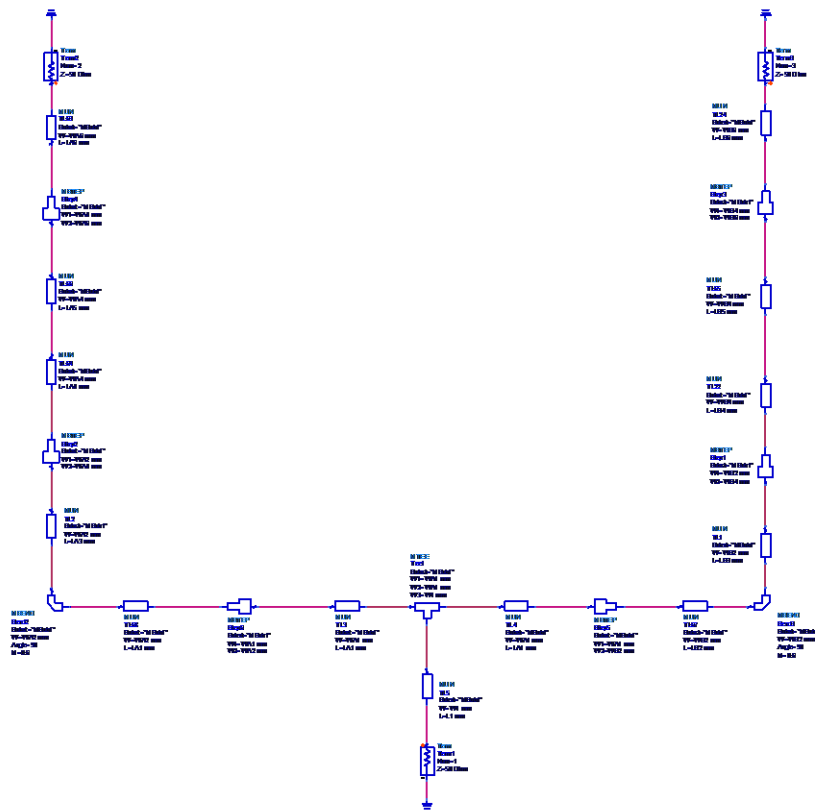
(a)



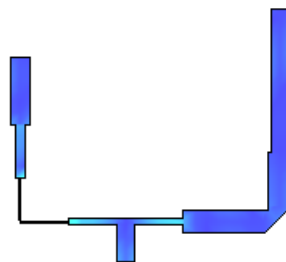
(b)

**Figure III. 38.** (a) Modèle équivalent du diviseur d'alimentation de réseaux log-périodiques linéaire  $1 \times 18$  opérants en bande C et X. (b) Masque du diviseur d'alimentation de réseaux log-périodiques linéaire  $1 \times 18$  opérants en bande C et X.





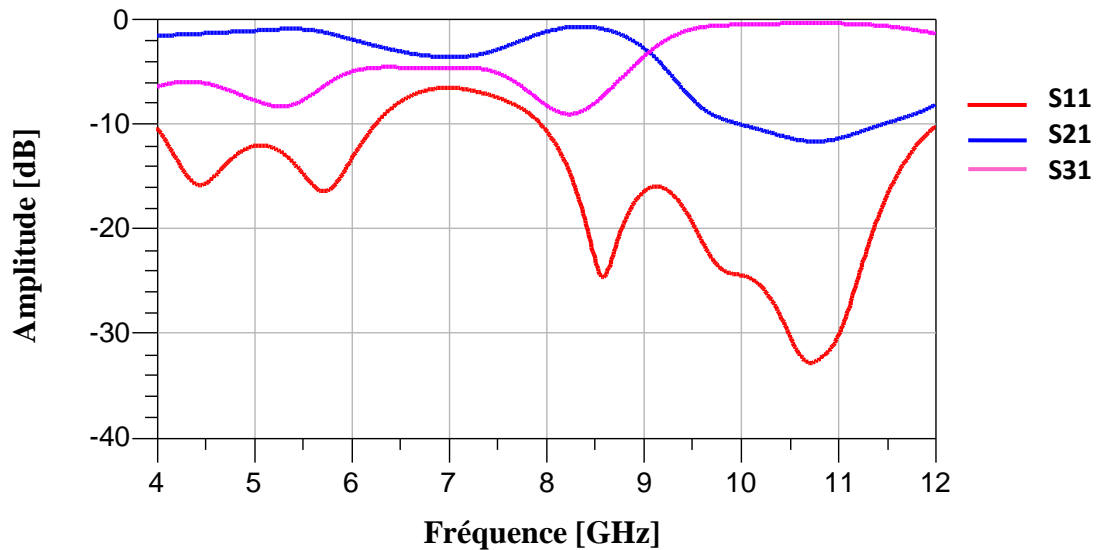
(a)



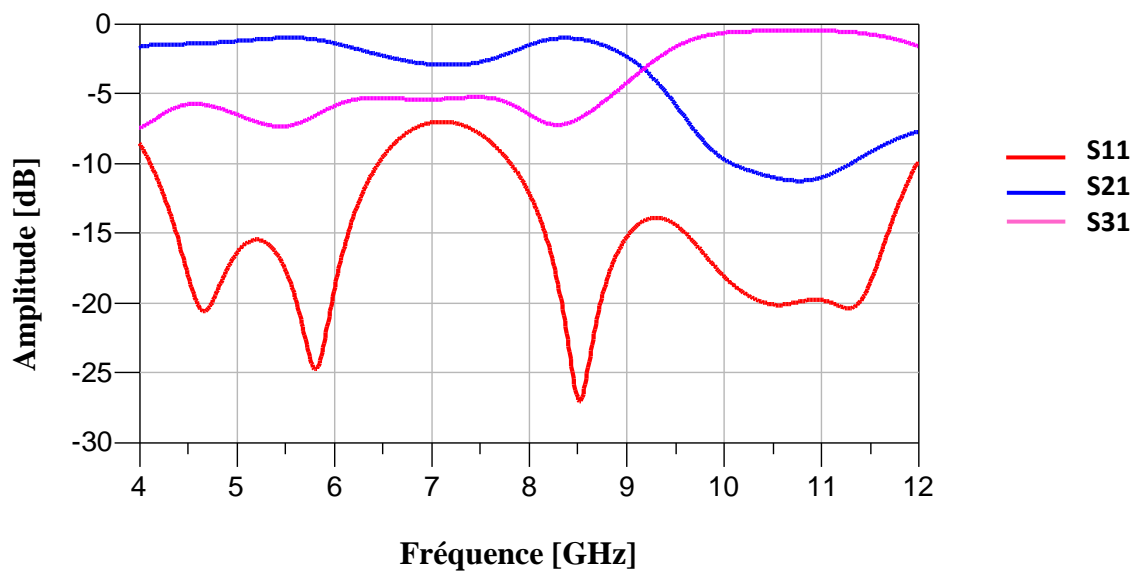
(b)

**Figure III. 39.** (a) Modèle équivalent du diviseur d'alimentation de réseaux log-périodiques plan  $2 \times 9$  opérants en bande C et X. (b) Masque du diviseur d'alimentation de réseaux log-périodiques linéaire  $2 \times 9$  opérants en bande C et X.

Sur la figure III. 40 et III. 41, nous illustrons les différents coefficients à savoir le coefficient de réflexion ainsi que les coefficients de transmission dans la gamme des fréquences entre 4 et 12 GHz afin d'analyser les performances des diviseurs montrés sur la figure III.38 et III. 39.



**Figure III. 40.** Coefficient de réflexion et de transmission du diviseur de puissance pour l'alimentation de réseau log-périodique linéaire 1×18 opérant en bande C et X.

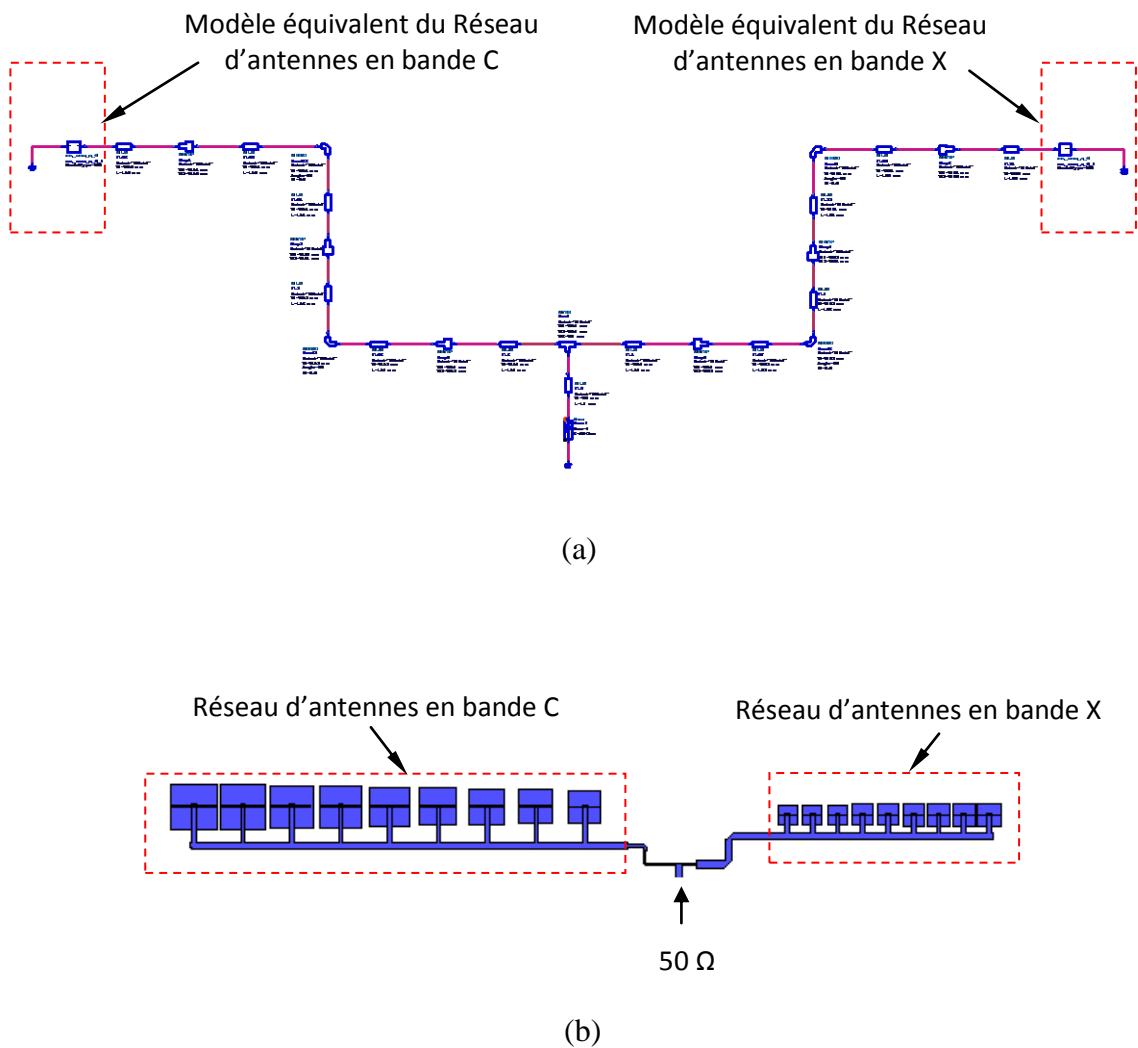


**Figure III. 41.** Coefficient de réflexion et de transmission du diviseur de puissance pour l'alimentation de réseau log-périodique plan 2×9 opérant en bande C et X.

Selon la figure III. 40 et III. 41, nous remarquons que le coefficient de réflexion est bien inférieur à -10 dB dans les deux bandes de fonctionnement à savoir la bande C et X. D'ailleurs, il atteint jusqu'à le niveau de -20 dB dans la bande X ce qui montre ses performances au niveau de l'adaptation.

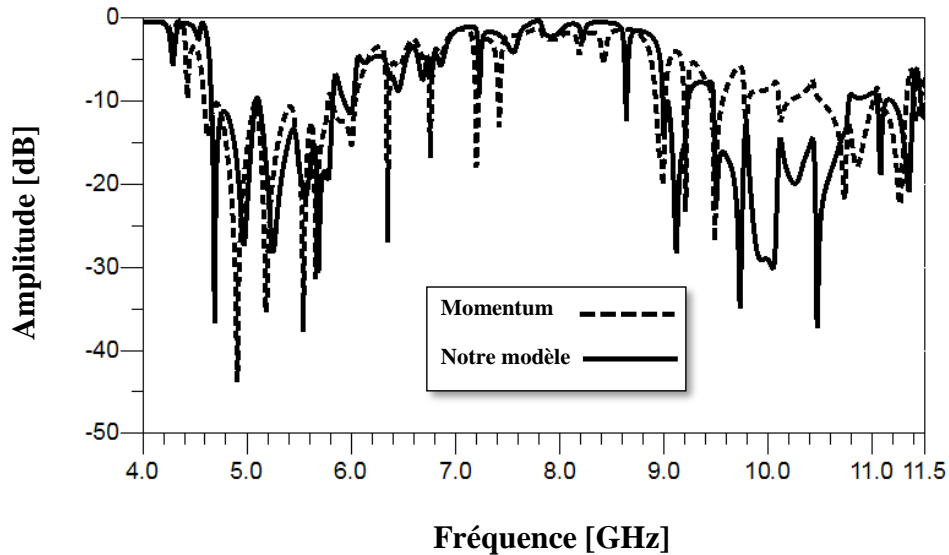
### III. 2. 3. 2. Réseau log-périodique linéaire 1×18 alimenté au centre opérant en bande C et X

Le schéma du modèle équivalent ainsi que le masque du réseau log-périodique linéaire 1×18 alimenté au centre opérant en bande C et X sont représentés par la figure III. 42 [11].



**Figure III. 42.** (a) Schéma équivalent du réseau log-périodique linéaire 1×18 alimenté au centre opérant en bande C et X. (b) Masque du réseau log-périodique linéaire 1×18 alimenté au centre opérant en bande C et X.

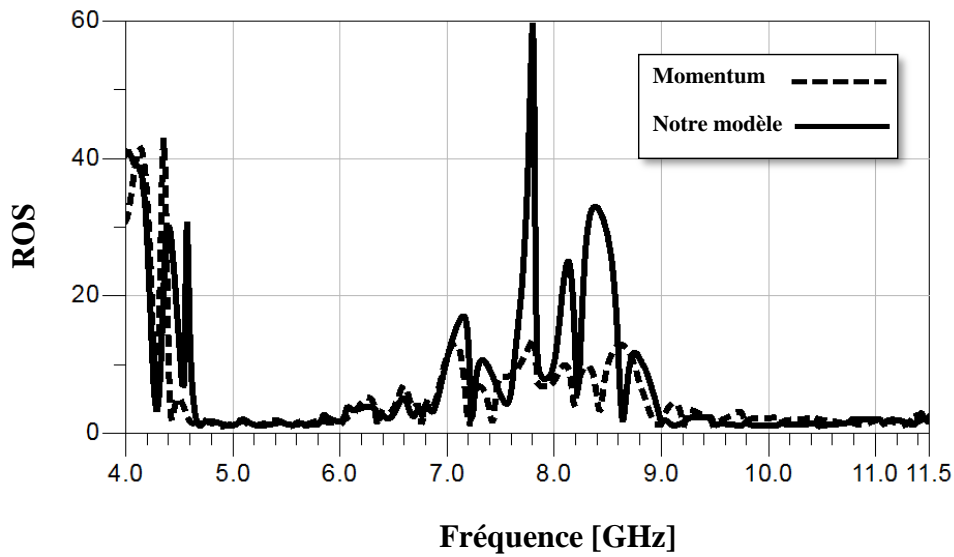
Nous exposons sur la figure III. 43 respectivement les puissances réfléchies obtenues par notre modèle équivalent ainsi que par le simulateur Momentum d'Agilent Software du réseau présenté sur la figure III. 42 (b) dans la gamme des fréquences entre 4 et 11.5 GHz.



**Figure III. 43.** Coefficients de réflexion obtenus par simulation du réseau log-périodique linéaire  $1 \times 18$  alimenté au centre opérant en bande C et X respectivement par notre modèle équivalent et Momentum.

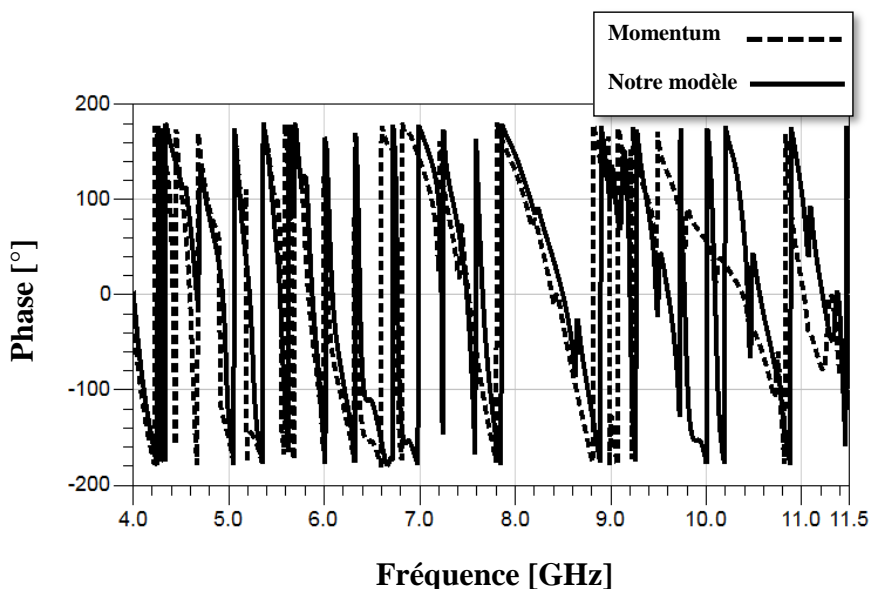
Selon la figure III. 43 exposant les deux bandes du modèle équivalent ainsi que du Momentum d'Agilent Software qu'une parfaite concordance est constaté surtout dans la bande C avec un léger décalage dans la bande X. Notons que les niveaux de la puissance réfléchies dans les deux bandes sont inférieures à -10 dB ce qui permet un fonctionnement correct de ce réseau d'antennes.

La représentation des rapports d'ondes stationnaires obtenues respectivement par le modèle équivalent et le simulateur Momentum d'Agilent software qu'une concordance acceptable est enregistrée dans la bande C et X et le niveau est de l'ordre de 1.

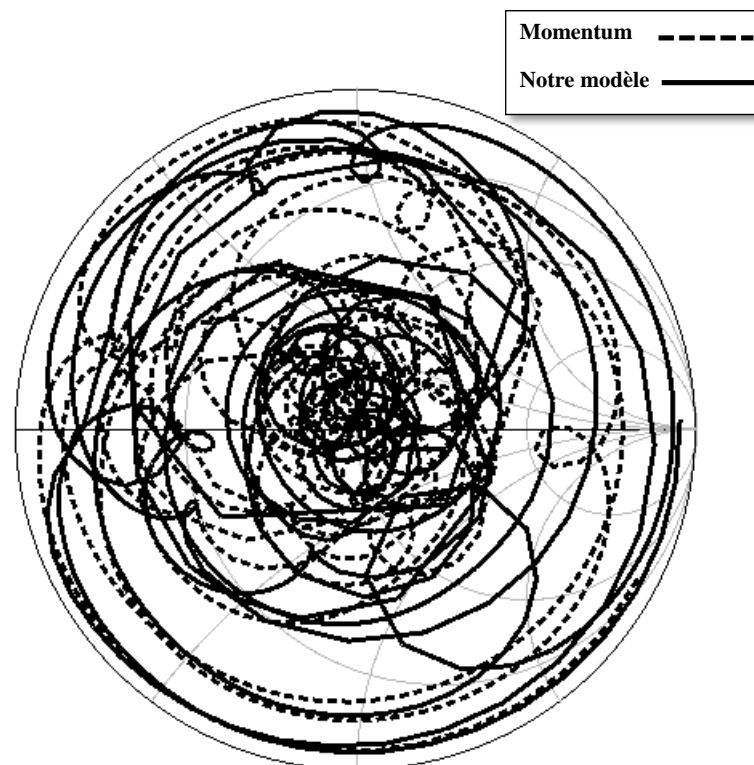


**Figure III. 44.** Rapport d'ondes stationnaires obtenues par simulation du réseau log-périodique linéaire  $1 \times 18$  alimenté au centre opérant en bande C et X respectivement par notre modèle équivalent et Momentum.

Nous schématisons par la suite et successivement sur la figure III. 45 et III. 46 les phases réfléchies ainsi que les lieux d'impédances d'entrée obtenus par le modèle équivalent et le simulateur Momentum d'Agilent Software dans la gamme des fréquences entre 4 et 11.5 GHz.



**Figure III. 45.** Phases réfléchies obtenus par simulation issues respectivement par notre modèle équivalent et Momentum du réseau présenté sur la figure III. 42.



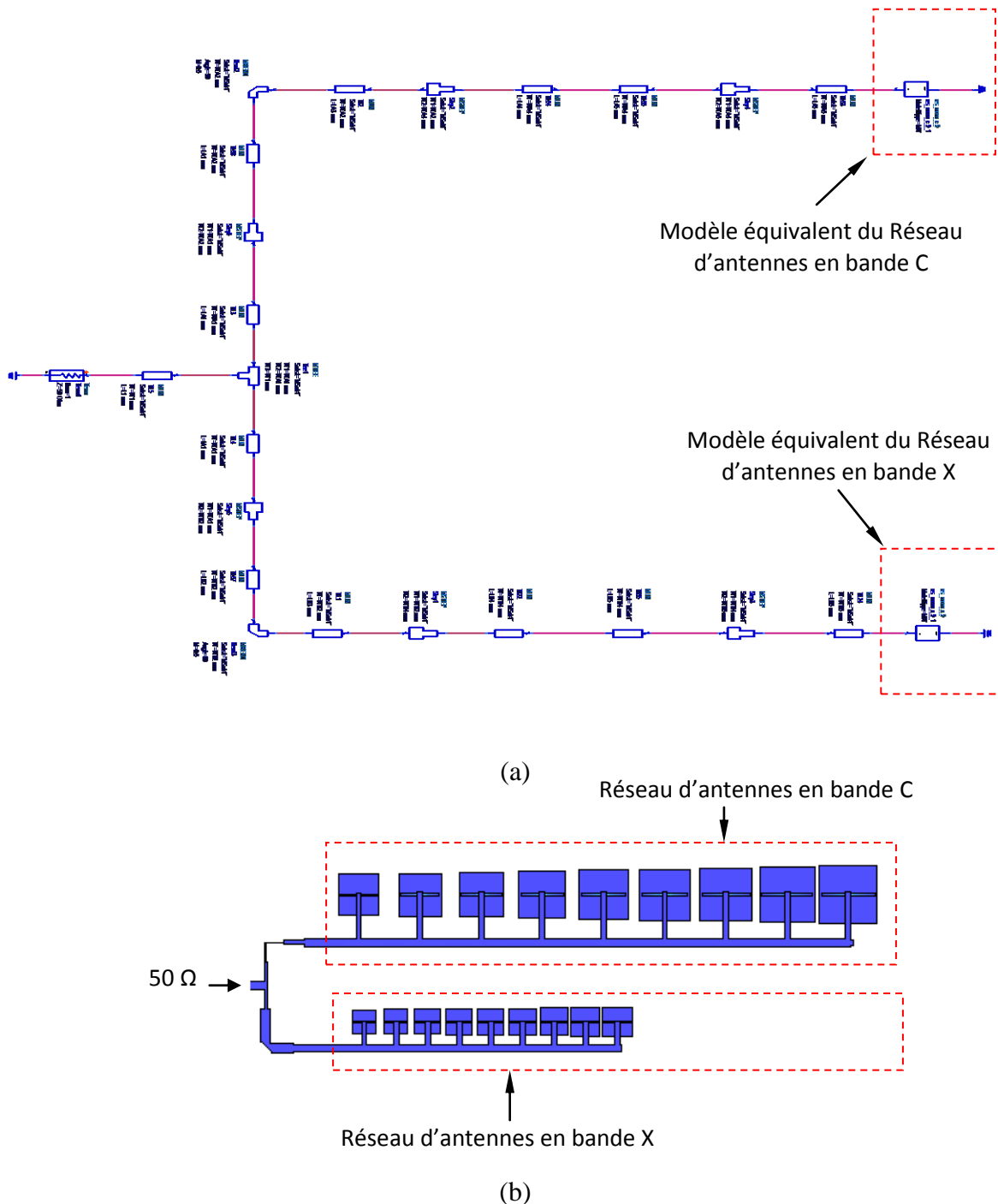
**Figure III. 46.** Lieux d'impédances d'entrée obtenus par simulation issues respectivement par notre modèle équivalent et Momentum du réseau présenté sur la figure III. 42.

Nous constatons d'après les deux figures III. 45 et III. 46 qu'une phase réfléchie nulle est observée autour des fréquences dont le niveau est inférieurs à -20 dB où l'impédance est purement réelle et proche de plus à l'axe de  $50 \Omega$ .

### **III. 2. 3. 3. Réseaux log-périodique plan 2×9 alimenté au centre opérant en bande C et X**

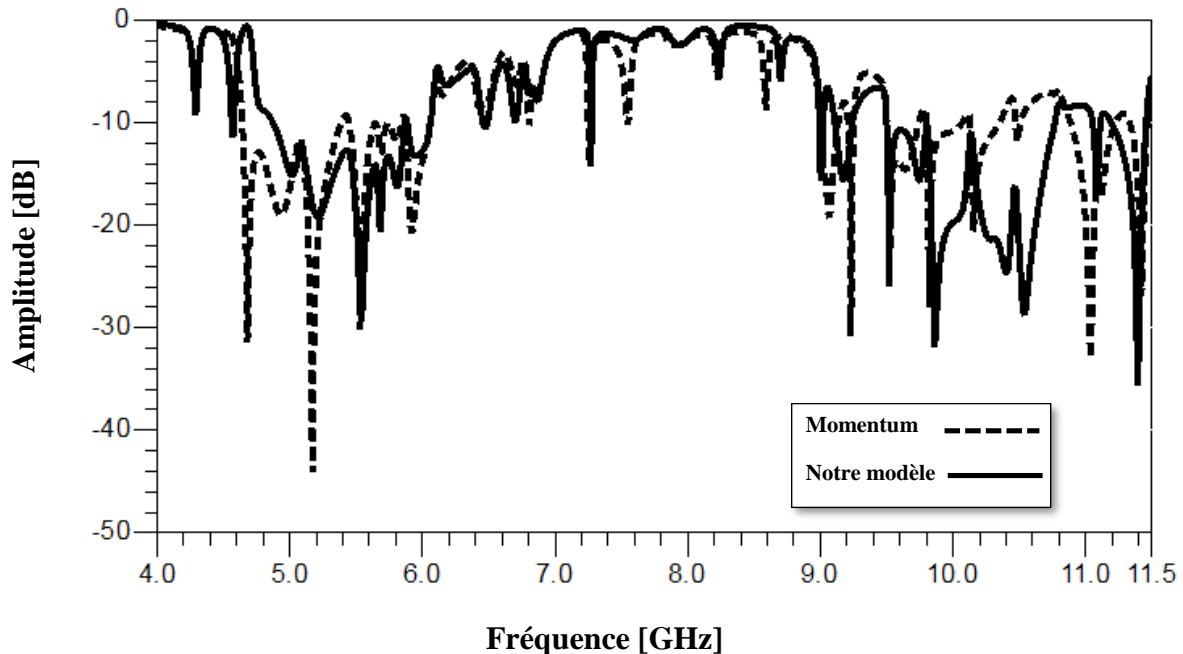
Dans cette section, une autre topologie du réseau a été adoptée, il s'agit d'une configuration d'un réseau plan à 2×9 éléments rayonnants multi-couches alimentés à travers des ouvertures. Nous précisons que nous avons essayé à travers cette topologie de montrer la flexibilité de notre modèle afin de l'adapter avec n'importe quelle topologie.

Le schéma du modèle équivalent ainsi que le masque du réseau log-périodique plan  $2 \times 9$  alimenté au centre opérant en bandes C et X sont représentés par la figure III. 47.



**Figure III. 47.** (a) Schéma équivalent du réseau log-périodique plan  $2 \times 9$  alimenté au centre opérant en bande C et X. (b) Masque du réseau log-périodique plan  $2 \times 9$  alimenté au centre opérant en bande C et X.

Nous exposons sur la figure III. 48 respectivement les puissances réfléchies obtenues par notre modèle équivalent ainsi que par le simulateur Momentum d'Agilent Software du réseau présenté sur la figure III. 47 dans la gamme des fréquences entre 4 et 11.5 GHz.

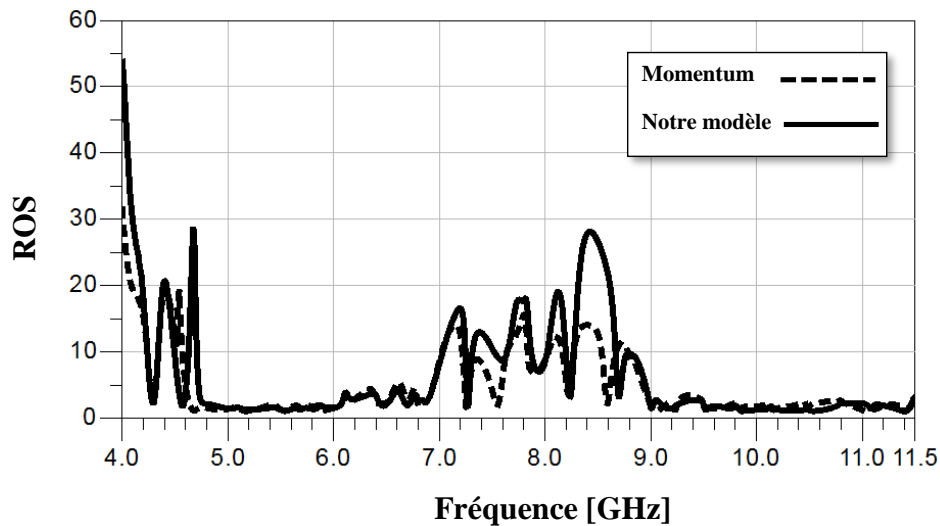


**Figure III. 48.** Coefficients de réflexion obtenus par simulation du réseau log-périodique plan  $2 \times 9$  alimenté au centre opérant en bande C et X respectivement par notre modèle équivalent et Momentum.

Selon la figure III. 48 exposant les deux bandes du modèle équivalent ainsi que du Momentum d'Agilent Software qu'une parfaite concordance est constatée surtout dans la bande C avec un léger décalage dans la bande X. Notons que les niveaux de la puissance réfléchie dans les deux bandes sont inférieures à -10 dB ce qui permet un fonctionnement correct de ce réseau d'antennes.

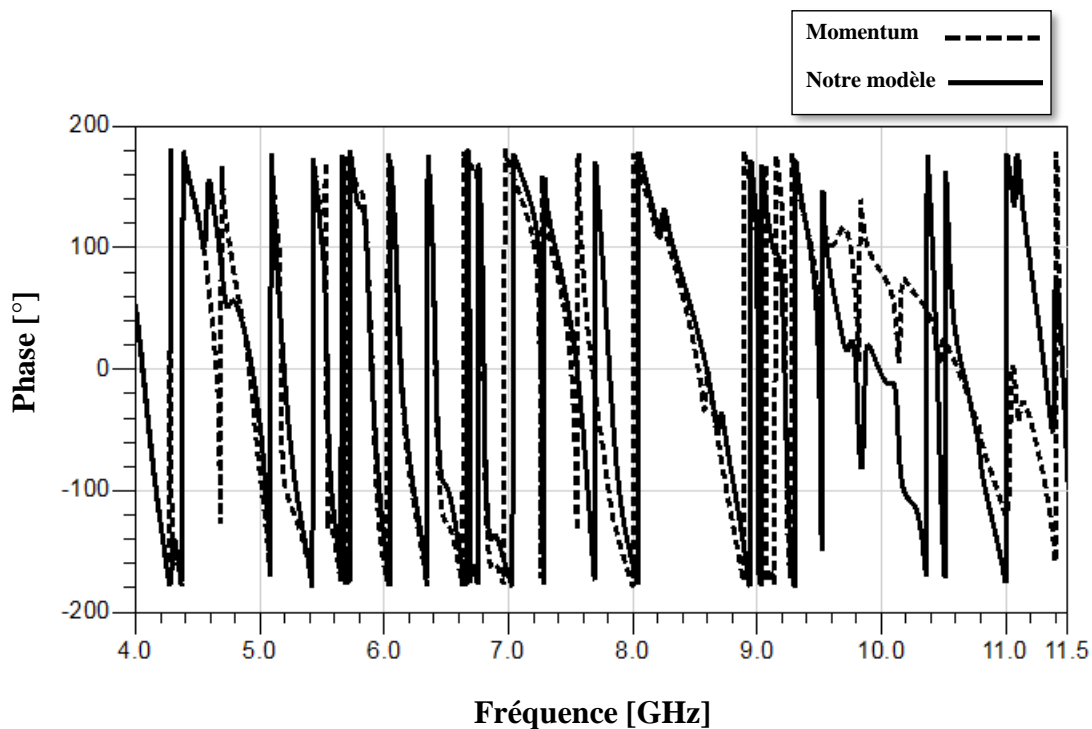
Le rapport d'onde stationnaire est au voisinage de l'unité d'après la figure III. 49 pour les deux courbes obtenues par les deux méthodes utilisées en bande C et X, ce qui signifie qu'on a une très bonne adaptation de notre réseau d'antennes.





**Figure III. 49.** Rapports d'ondes stationnaires obtenus par simulation du réseau log-périodique plan  $2 \times 9$  alimenté au centre opérant en bande C et X respectivement par notre modèle équivalent et Momentum.

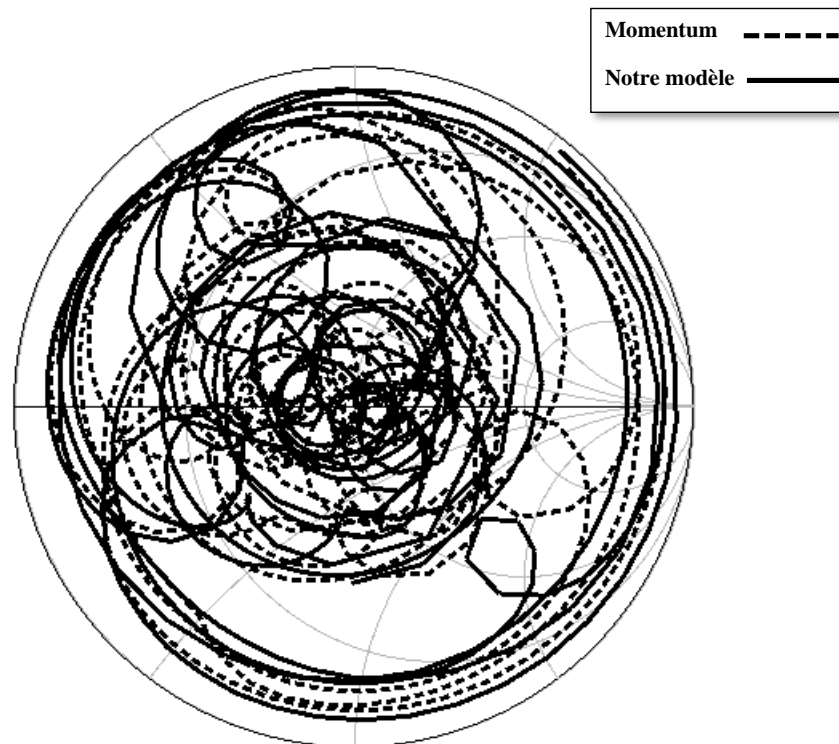
Nous exposons sur la figure III. 50 et dans la gamme de fréquence entre 4 et 11.5 GHz les phases réfléchies obtenus par le modèle équivalent et Momentum d'Agilent Software.



**Figure III. 50.** Phases réfléchies obtenus par simulation issues respectivement par notre modèle équivalent et Momentum du réseau présenté sur la figure III. 47.

Selon la figure III. 50, nous observons d'une part une concordance acceptable entre le modèle équivalent proposé et celle de la méthode des moments. Nous enregistrons également une phase réfléchie nulle aux pics des puissances réfléchies qui sont au dessous de  $-20$  dB.

Les lieux d'impédances d'entrée sont présentés sur l'abaque de Smith sur la figure III. 51.



**Figure III. 51.** Lieux d'impédances d'entrée obtenus par simulation issues respectivement par notre modèle équivalent et Momentum du réseau présenté sur la figure III. 47.

Une bonne concordance est observée selon ces courbes, de plus les lieux sont proche de l'axe de  $50 \Omega$  aux pics de résonances du réseau d'antennes.

### III. 3. Comparaison entre les différents résultats

Afin d'illustrer et montrer l'avantage du modèle proposé, une analyse a été faite en terme de bandes passantes pour les différents résultats obtenus. Le tableau III. 7 reporte cette comparaison.

	<b>Modèle équivalent</b>	<b>Simulateur Momentum</b>	<b>Décalage en %</b>
<b>Réseau d'antennes fonctionnant en bande C</b>	4.56 - 6.24 GHz	4.76 - 6.35 GHz	0.05 %.
<b>Réseau d'antennes fonctionnant en bande X</b>	8.78 - 11.28 GHz	9.18 - 10.93 GHz	0.42 %.
<b>Réseau linéaire 1×18 opérant en bande C et X</b>	4.66 – 5.82 GHz	4.59 – 5.78 GHz	0.02 %
	9.48 – 10.77 GHz	10.48 – 11.01 GHz	1.43 %
<b>Réseaux plan 2×9 opérant en bande C et X</b>	4.86 – 6.06 GHz	4.64 – 5.4 GHz	0.57 %
	9.5 – 10.77 GHz	9.5 – 9.75 GHz,	4.08 %
		9.80 – 10.09 GHz,	3.37 %
		10.13 – 10.36 GHz	4.52 %

**Tableau III. 7.** Comparaison entre les différents résultats

D'après ce tableau récapitulatif montrant une comparaison de bande passante entre le mode proposé équivalent et le simulateur Momentum, on constate qu'un accord excellent est obtenu pour les différents réseaux optimisés et conçus, par exemple le décalage de bande passante atteint pour la valeur minimale jusqu'à 0.05 % pour le réseau d'antennes fonctionnant en bande C tant que le maximum de décale est obtenu pour le réseau d'antennes plan 2×9 opérant en bande C et X qui est de l'ordre de 4.52 %.

### III. 4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation des résultats de simulation des réseaux d'antennes à élément rayonnant de forme carré très répandu dans la littérature log-périodiques multi-couches alimentés en série en se basant sur un modèle équivalent implémenté sous ADS/Momentum. Durant ce chapitre, de nombreux résultats ont été exposés qui concernent les applications spatiales des réseaux d'antennes opérant en bande C et X large bande à polarisation linéaire. Nous avons constaté également en plus de la cohérence obtenue entre le modèle équivalent proposé et les résultats de simulation issue de logiciel de simulation ADS/Momentum qu'un caractère large bande est facilement accessible en employant ce type de réseau log-périodique multi-couches

Le chapitre suivant sera entièrement réservé à l'exploitation des résultats de simulation des réseaux d'antennes log-périodique à polarisation circulaire avec l'utilisation de deux types d'élément rayonnants, il s'agit d'un élément carrée et en forme d'anneau.

## Références bibliographiques

- [1] Soufian LAKRIT, Hassan AMMOR, ‘Conception et Simulation d’Antenne Rectangulaire Multicouches Pour Les Systèmes de Communication ULB’, Revue Méditerranéenne des Télécommunication 10/2014; 4(2):81-85.
- [2] BADAOU H., BELKHOUCHE A, BENADA B. et ABRI M., “ Antennes Large Bandes Destinés Aux Normes GSM”, 5th International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications SETIT 2009, March 22-26, 2009, TUNISIA.
- [3] S. DIDOUH, M. ABRI, F. T. BENDIMERAD and H. ABRI BADAOU, "Application du Modèle de La Ligne de Transmission pour La Conception des Antennes Mono-Couche et Multi-Couches de Forme Noued-Papillon", Congrès Méditerranéen des Télécommunications, FES Maroc, 22 - 24 mars 2012.
- [4] S. Didouh, M. ABRI et F. T. Bendimerad, ‘Developpement des Antennes Multicouches pour les Applications RFID et WIFI’. Modélisation par le Modèle de La Ligne de Transmission, La Première Conférence Nationale sur les Télécommunications « CNT’2012 », 11- 12 Novembre 2012, Guelma, Algérie.
- [5] Soumia Didouh, Mehadji Abri, Fethi Tarik Bendimerad, ‘ Modélisation d'Antennes Imprimées Multicouches de type Noeud-papillon par des Circuits équivalents’ Editions Universitaires Europeenes, EUE, 2012. ISBN-10: 3838186443, ISBN-13: 978-3838186443.
- [6] S. M. Duffy and D. M. Pozar, “Full-wave Model for the Proximity Coupled Cavity Backed Patch”, AP2000 Millenium Conference on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, April 2000.
- [7] N. I. Herscovici, N. K. Das, S. Papatheodorou, and D. M. Pozar, “A New High Efficiency Multilayer Feeding Network”, 1994 IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, San Diego, CA, May 1994.
- [8] Safa N. Nafea, Alyani Ismail, and Raja S. A. Raja Abdullah, ‘Low Side Lobe Level Multilayer Antenna for Wireless Applications’, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 58, 105–111, 2016.

- [9] Corey Shemelya, Mike Zemba, Min Liang, Xiaoju Yu, David Espalin, Ryan Wicker, Hao Xin and Eric MacDonald, 'Microwave and Optical Technology Letters', Volume 58, Issue 7, pages 1662–1666, July 2016.
- [10] M. S. Bahloul, M. ABRI and F. T. Bendimerad, 'Stacked Printed Antennas Array For C Band Applications', international Journal of Distributed and Parallel systems (IJDPS), Vo. 3, N. 3, pp. 275-286. May-June 2012.
- [11] Salim Mohammed Bahloul, Mehadji Abri, 'Bi-band Linearly and Circularly Polarized Antennas Array Design using the Log Periodic Concept', international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 267-273, 2014.

# Chapitre IV

## **Conception des réseaux d'antennes multi-couches log-périodiques à polarisation circulaire pour système GPS**

*Résumé : L'objectif de ce chapitre est la polarisation circulaire pour des réseaux d'antennes log-périodiques fonctionnant dans les deux bandes d'opération du système GPS, et ceci par l'association des éléments rayonnants de type multi-couches alimentés à travers une fente dans le plan de masse de forme carré et en anneaux. Afin de valider le modèle proposé, une méthode rigoureuse qui est la méthode des moments a été retenue. Les résultats de simulation présentent de bonnes qualité d'adaptation et confirme les performances de la technique proposée.*

## IV. 1. Introduction

La plupart des systèmes de communications mobiles par satellites, qu'ils soient géostationnaires, sur des orbites basses ou elliptiques, requièrent des antennes à polarisation circulaire possédant de plus, un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel en azimut.

L'intérêt de la polarisation circulaire réside dans une faible dépolarisation de l'onde lors de la traversée de l'ionosphère (effet Faraday) et une détection plus aisée des réflexions liées aux trajets multiples. En effet, entre l'émetteur et le récepteur, les ondes radio subissent des trajets multiples liés aux phénomènes électromagnétiques que sont les réflexions, la réfraction par les milieux diélectriques, la diffraction par les arêtes ou encore la dépolarisation. Ces phénomènes sont d'autant plus complexes qu'existe un nombre important d'objets interrompant le trajet des ondes (bâtiments, véhicules, reliefs en extérieur, murs, mobilier, personnes en intérieur, etc...), et ils peuvent se traduire par une dégradation de la liaison lors de la communication radio [1].

Le but de ce chapitre est de concevoir des réseaux d'antennes imprimées, particulièrement des réseaux log-périodiques à polarisation circulaire droite et gauche fonctionnant dans les bandes d'opérations  $L_1$  et  $L_2$  du système GPS de fréquence respectives 1575.42 MHz et 1227.60 MHz, et ceci par l'association des antennes de type multi-couches de forme carrée et en anneaux dont leur alimentation est par ouverture.

## IV. 2. Le système GPS

### IV. 2. 1. Description du système GPS

Le GPS est un système de radionavigation qui permet de naviguer n'importe où sur le globe, tant sur la terre et dans l'air que sur la mer. Le système GPS a un potentiel très important qu'on peut résumer en quelques qualités exceptionnelles comme la navigation en trois dimensions, la couverture quasi mondiale et quasi permanente, la précision de localisation et le nombre illimité d'utilisateurs pour un coût de service très faible [2].

Le système GPS NAVSTAR est un système de positionnement par satellite conçu et mis en place par le département de la défense des USA. Le principe général du système GPS repose sur la mesure de la position séparant un récepteur de plusieurs satellites [2].



Le système GPS comprend trois segments [2] :

- **Le segment spatial** : il est constitué d'une constellation de 24 satellites défilant en orbite polaire (ils se déplacent sur 6 plans orbitaux inclinés de  $55^\circ$ ) et diffusant des signaux radioélectriques. La période orbitale de chaque satellite est d'environ 12 heures. Le nombre, l'altitude des satellites et l'inclinaison des plans des orbites sont choisis de telle sorte qu'à tout instant, en tout point de la terre, on puisse voir un nombre minimal de satellites (4 satellites).
- **Le segment de contrôle** : il est composé de cinq stations au sol qui captent en permanence les signaux GPS sur les deux fréquences  $L_1$  et  $L_2$ . Les stations au sol transmettent en bande S les éphémérides des satellites ainsi que les paramètres d'horloge aux satellites, qui mettent à jour leur message de navigation. Les éphémérides radiodiffusées sont calculées une fois par jour pour chaque satellite.
- **Le segment utilisateur** : il présente l'ensemble des utilisateurs civils et militaires du système GPS. Ce segment est formé des récepteurs GPS.

#### IV. 2. 2. La structure du signal GPS

Les signaux GPS sont transportés par deux fréquences porteuses, de fréquences  $L_1 = 1575.43$  MHz et  $L_2 = 1227.60$  MHz. Ces porteuses sont générées à partir des oscillateurs calés sur les horloges atomiques des satellites, de fréquences fondamentale  $f = 10.23$  MHz.

Les signaux  $L_1$  et  $L_2$  sont modulés par les codes C/A (Coarse/Aquisition) et P(Y) (Precise ou Protected).

Les principales caractéristiques liées aux signaux GPS sont données dans le tableau IV. 1. La porteuse  $L_1$  est modulée par le code C/A et P(Y), et  $L_2$  uniquement par P(Y). Un troisième code, le message de navigation, vient s'ajouter aux deux codes précédents lors de la génération du signal GPS sur  $L_1$  et  $L_2$ . Le message de navigation contient des informations relatives aux satellites GPS (position, état, décalage d'horloge), des corrections d'effets de propagation atmosphériques liées au passage du signal à travers l'ionosphère et une correction de la dérive de l'horloge du satellite GPS [3].

<b>Fréquence fondamentale horloge GPS</b>	10.23 MHz
<b>Fréquence porteuse L<sub>1</sub></b>	154×10.23 MHz = 1575.42 MHz
<b>Longueur d'onde L<sub>1</sub></b>	19.05 cm
<b>Fréquence porteuse L<sub>2</sub></b>	120×10.23 MHz = 1227.60 MHz
<b>Longueur d'onde L<sub>2</sub></b>	24.45 cm
<b>Fréquence code P(Y)</b>	10.23 MHz ( $\lambda = 29.31$ m)
<b>Fréquence code C/A</b>	1.023 MHz ( $\lambda = 293.1$ m)
<b>Message de navigation</b>	f = 50 Hz

**Tableau IV. 1.** Caractéristiques des signaux GPS L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>, des codes P(Y), C/A et du message de navigation.

### IV. 3. Réseau d'antennes log-périodique à polarisation circulaire pour système GPS

#### IV. 3. 1. Procédure de conception

Nous proposons dans cette partie une architecture d'un réseau d'antennes à polarisation circulaire droite (RHCP) et gauche (LHCP) avec une alimentation d'un seul port dont chaque élément est polarisé linéairement dans sa fréquence de résonance. La polarisation circulaire est achevée en disposant d'un sous réseau à 2×2 éléments avec une orientation spatiale et un déphasage temporel suivant 0°, 90°, 180°, 270°. Le but de ces différentes orientations des éléments rayonnants est de générer deux champs polarisés orthogonalement, quand les coupleurs à -3 dB (coupleur en anneau et à branches) sont utilisés pour fournir l'amplitude et la phase requise pour générer la polarisation circulaire (Figure IV. 1) [4-6].

Pour le développement de ce réseau, deux procédures ont été utilisées. La première consiste à développer le circuit d'alimentation et la deuxième à associer ce dernier avec les antennes de type log-périodique.

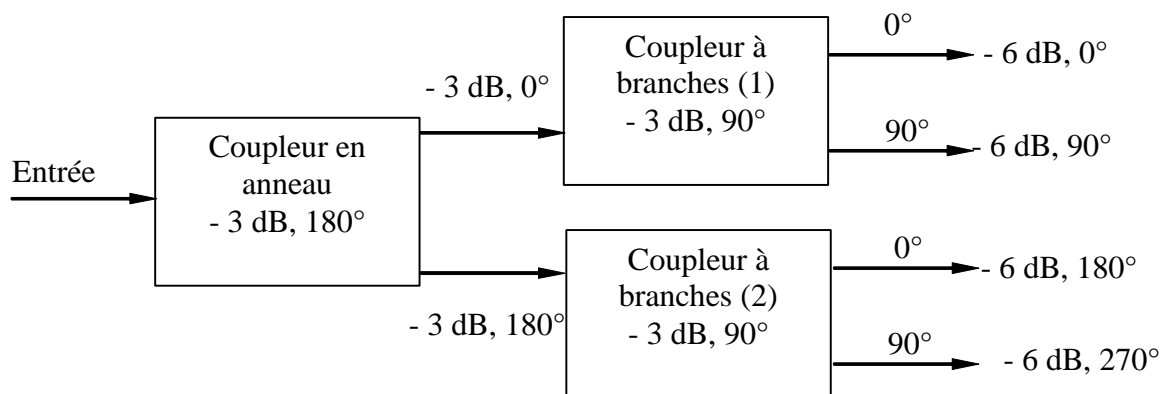
Le circuit d'alimentation utilisé pour obtenir la polarisation circulaire présente les caractéristiques suivantes :

- Un déphasage de  $90^\circ$  entre deux ports de sortie consécutifs,
- Un niveau d'amplitude de - 6 dB par rapport au maximum sur chaque sortie.

Les circuits utilisés sont :

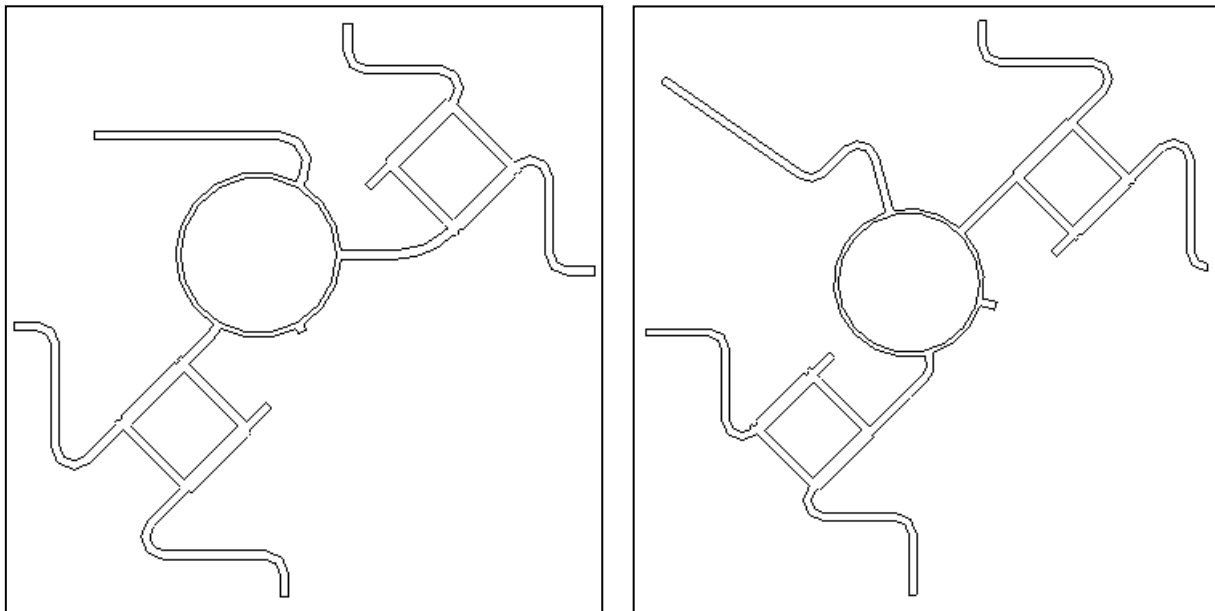
a) Un coupleur - 3 dB,  $180^\circ$  sélectionné (Anneau hybride : Rat-race), qui est un coupleur à quatre ports.

b) Un coupleur à branches - 3 dB,  $90^\circ$  permettant de diviser le signal incident en deux signaux de sortie de même amplitude et déphasés de  $90^\circ$  l'un par rapport à l'autre. Une charge adaptée doit être placée en terminaison sur l'un des ports afin d'absorber le signal réfléchi par chaque sortie afin d'assurer une bonne isolation.



**Figure IV. 1.** Schéma bloc du circuit d'alimentation pour l'obtention de la polarisation circulaire.

Le masque des circuits d'alimentation développés à partir des architectures montrées sur la figure IV. 1, l'un pour la polarisation circulaire droite (RHCP) (Figure IV. 2. (a)) et l'autre pour la polarisation circulaire gauche (LHCP) (Figure IV. 2. (b)).



(a)

(b)

**Figure IV. 2.** (a) Masque du circuit à polarisation circulaire droite.  
(b) Masque du circuit à polarisation circulaire gauche.

### IV. 3. 2. Réseaux d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire pour système GPS par l'association des antennes multi-couches de forme carrée

Pour avoir une polarisation circulaire dans les bandes de fonctionnement  $L_1$  et  $L_2$  du système GPS, nous avons déterminé par le concept log-périodique, comme il est montré sur le tableau IV. 2, quatre éléments d'antennes de type carré couvrant la plage de fréquence allant de 1.1 GHz à 1.575 GHz. Afin de les associer avec le circuit d'alimentation, le facteur de périodicité est choisi tel que 1.127.

Les caractéristiques de ces antennes sont :

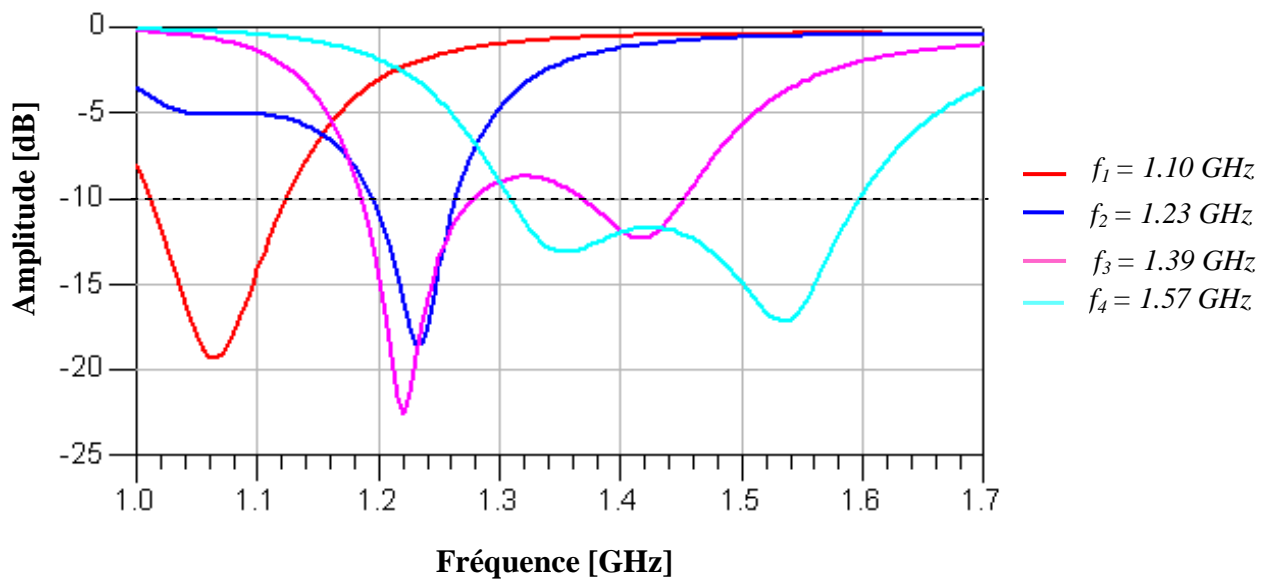
- les éléments rayonnants sont de forme carrée de côté  $W$ , imprimés sous un substrat de permittivité relative  $\epsilon_{r1} = 2.2$ , de hauteur  $H_1 = 1.52 \text{ mm}$  et de tangente de perte  $tg\delta_1 = 0.001$ .
- Une couche d'air d'hauteur  $H_2 = 15 \text{ mm}$  situé au-dessous des éléments rayonnants permettant d'augmenter la bande passante.

- Une alimentation par l'intermédiaire d'une fente de couplage de longueur  $L_f$  et de largeur  $W_f$  située dans le plan de masse.
- Une ligne microruban de largeur  $W_f$ , d'impédance caractéristique  $Z_c = 50 \Omega$  terminée par un stub de longueur  $L_s$ . Cette ligne, située sous ce plan de masse, repose sur une couche de substrat de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$ , d'hauteur  $H_3 = 0.762 \text{ mm}$ , et de tangente de perte  $\text{tg}\delta_3 = 0.002$

Eléments	Fréquence [GHz]	W = L [mm]
1	1.10	107.80
2	1.23	95.65
3	1.39	84.87
4	1.57	75.30

**Tableau IV. 2.** Fréquences et dimensions des éléments rayonnants.

Le coefficient de réflexion à l'entrée de chaque antenne dimensionnée sur le tableau IV. 2 est montré sur la figure IV. 3.



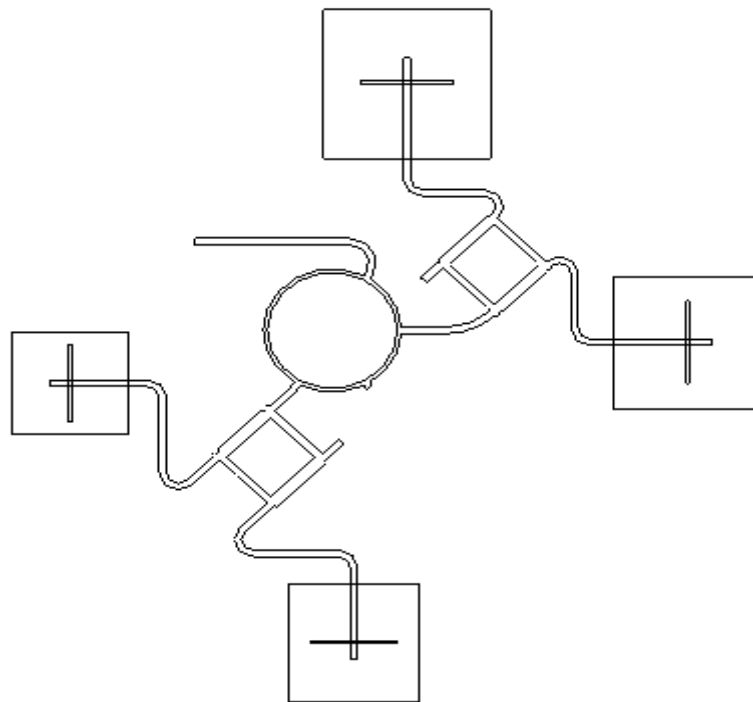
**Figure IV. 3.** Coefficients de réflexion à l'entrée de chaque antenne.

Comme le montre la figure IV. 3, le coefficient de réflexion des différentes antennes utilisées reflètent une bonne adaptation à la fréquence de résonance de chaque antenne car il est inférieur à -10 dB, un caractère bi-bandes est trouvé pour le troisième élément, dont la deuxième fréquence est de 1.22 GHz, et une large bande est obtenue pour le quatrième élément.

Dans ce qui suit, nous allons associer les quatre antennes adaptées chacune dans sa fréquence de résonance avec les coupleurs adaptés dans la bande de fréquence de fonctionnement [1.1 -1.575 GHz] simulé par [7] dans but d'avoir la polarisation circulaire droite RHCP et circulaire gauche LHCP.

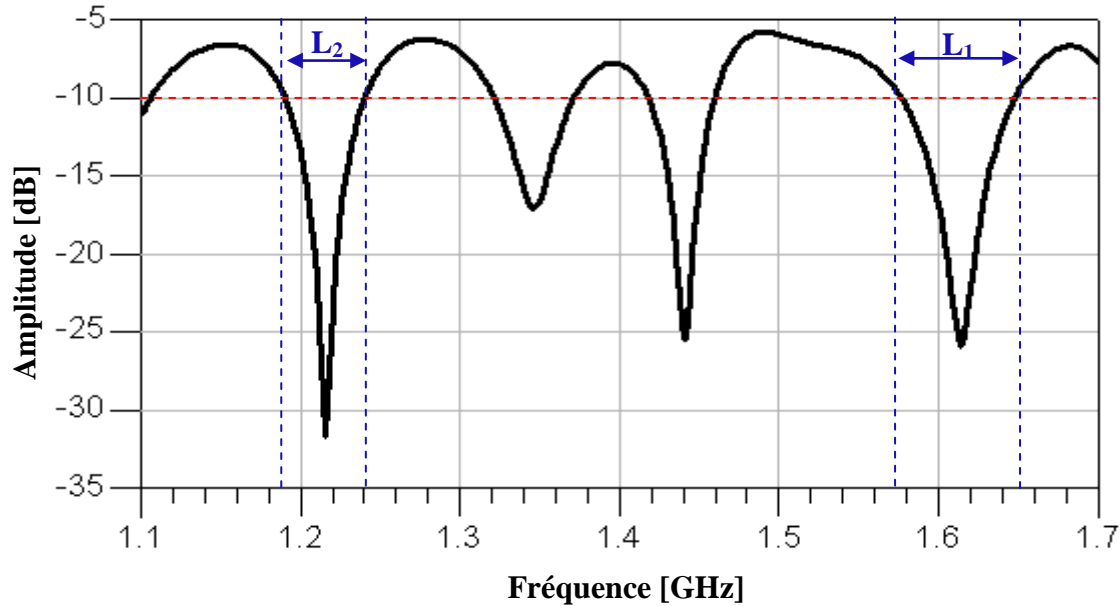
#### IV. 3. 2. 1. Polarisation circulaire droite RHCP

Le masque du réseau d'antennes log-périodiques est présenté sur la figure IV. 4.



**Figure IV. 4.** Masque du réseau d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire droite RHCP.

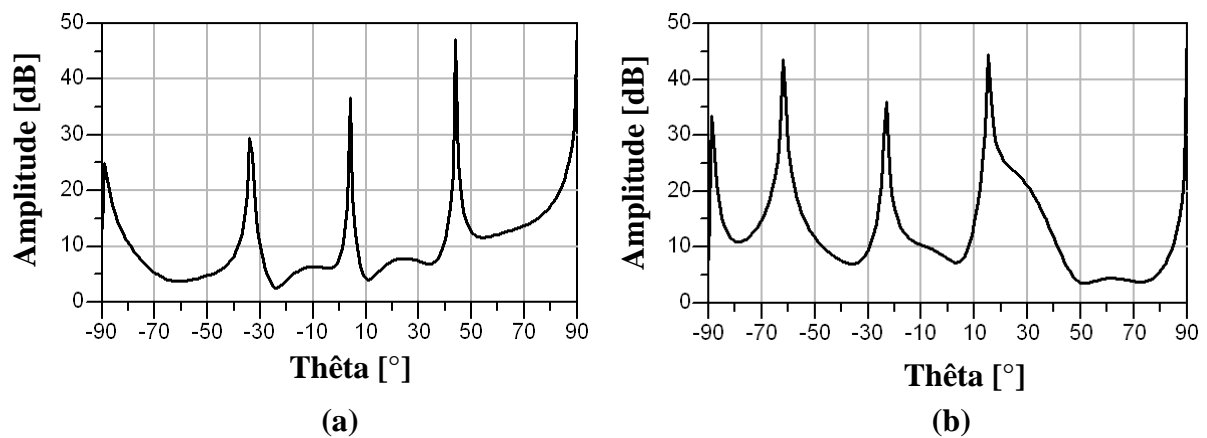
La puissance réfléchie de réseau à polarisation circulaire droite est présentée sur la figure IV. 5 dans la bande [1.10 - 1.70 GHz].



**Figure IV. 5.** Coefficient de réflexion pour le réseau à polarisation circulaire droite RHCP.

D'après cette figure, le pic correspond à la fréquence de résonance dans la bande  $L_2$  est de l'ordre de  $-31.68$  dB avec une bande de  $4.27\%$  ( $S_{11} < -9.54$  dB), et celui qui correspond à la fréquence de résonance dans la bande  $L_1$  est de l'ordre de  $-25.97$  dB avec une bande de  $4.71\%$ . Ceci confirme les bons résultats obtenus en termes d'adaptation.

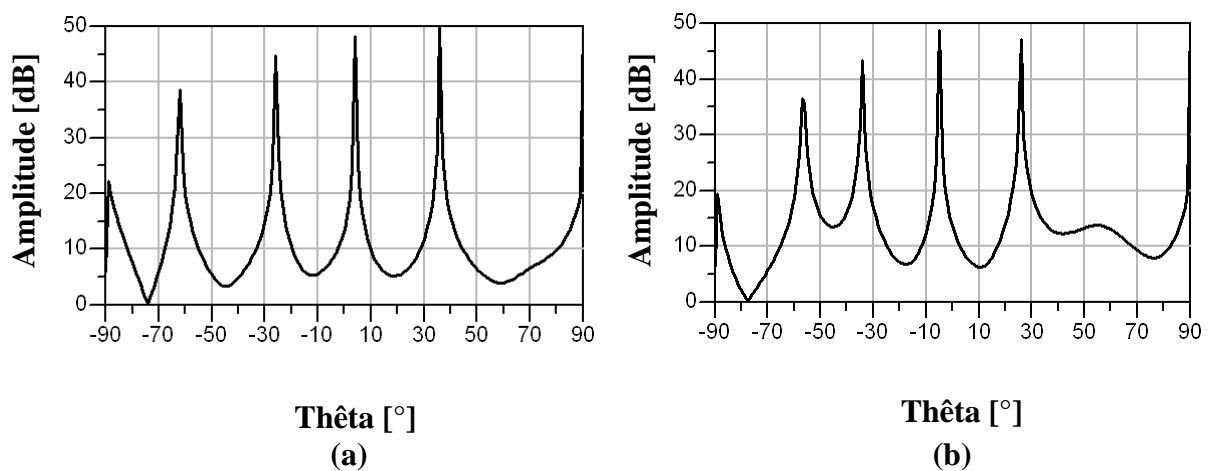
Nous présentons sur la figure IV. 6 le rapport axial du réseau à polarisation circulaire droite (RHCP) dans le plan E et plan H correspond à la fréquence  $1.227$  GHz (bande  $L_2$ ).



**Figure IV. 6.** Rapport axial ( $f = 1.227$  GHz)  
(a) Plan E; (b) Plan H

La figure IV. 6 montre qu'une bonne polarisation circulaire droite est réalisée pour le plan E dans les directions  $[-68^\circ, -50^\circ]$ ,  $[-28^\circ, -18^\circ]$  et  $[9^\circ, 12^\circ]$ , puisque l'amplitude du rapport axial dans le plan E est inférieure à 10 dB dans ces directions. Pour le plan H, on obtient une bonne polarisation dans l'intervalle  $[48^\circ, 80^\circ]$ . Ceci implique que le champ à polarisation circulaire droite domine dans ces directions.

Le rapport axial du réseau à polarisation de type RHCP dans les deux plans correspond à la fréquence 1.575 GHz (bande  $L_1$ ) est présenté sur la figure IV. 7.



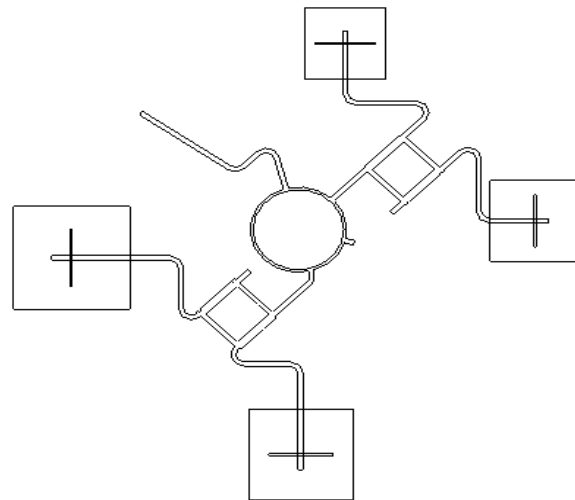
**Figure IV. 7.** Rapport axial ( $f = 1.575 \text{ GHz}$ )  
(a) Plan E; (b) Plan H

Comme le montre la figure IV. 7. Une bonne polarisation circulaire droite est obtenue dans les directions où l'amplitude est inférieure à 10 dB dans le plan E et H. Ceci montre que le champ à polarisation circulaire droite domine dans ces directions.

#### IV. 3. 2. 2. Polarisation circulaire gauche LHCP

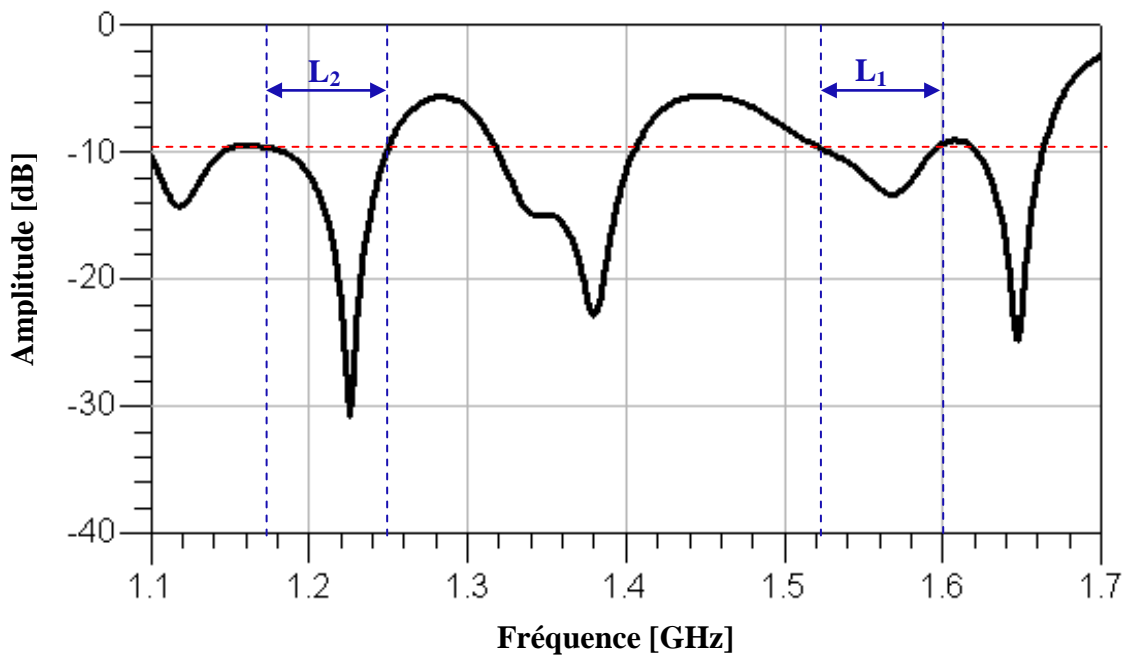
Le masque du réseau d'antennes log-périodiques est présenté sur la figure IV. 8.





**Figure IV. 8.** Masque du réseau d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire gauche LHCP.

La puissance réfléchie du réseau à polarisation circulaire gauche est présentée sur la figure IV. 9 dans la bande [1.10 - 1.70 GHz].

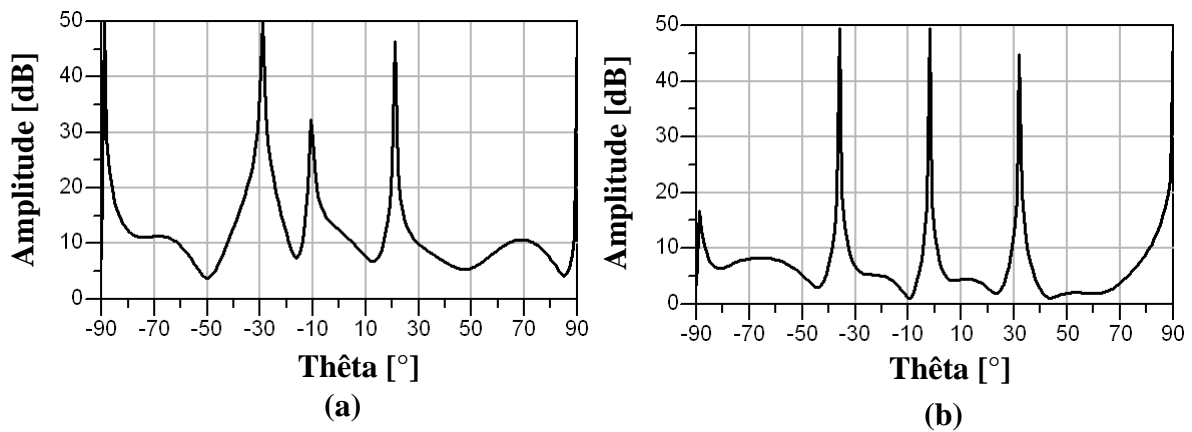


**Figure IV. 9.** Coefficient de réflexion pour le réseau à polarisation circulaire gauche LHCP.

D'après cette figure, le pic correspondant à la fréquence de résonance dans la bande  $L_2$  est de l'ordre de -30.74 dB, avec une bande de 6.61 % ( $S_{11} < -9.54$  dB), celui qui

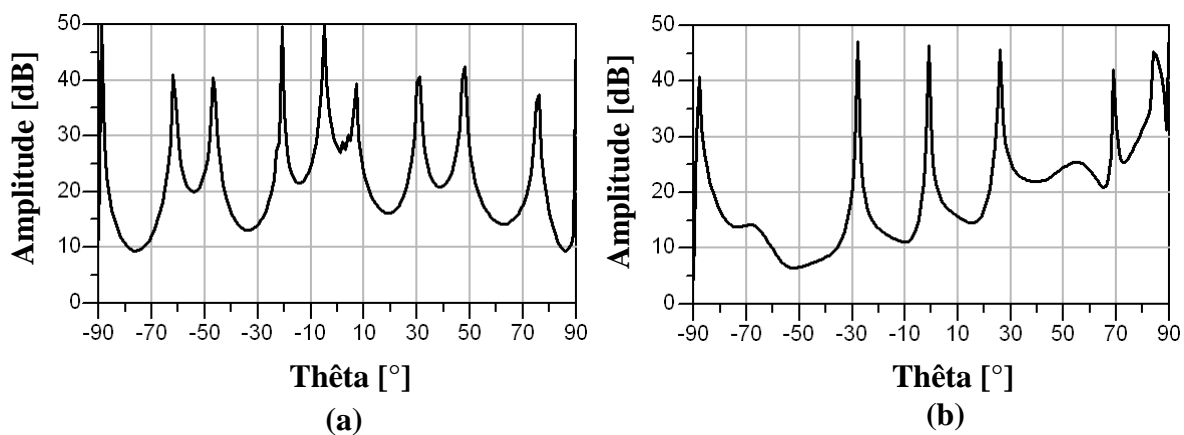
correspond à la fréquence de résonance dans la bande  $L_1$  est de l'ordre de  $-13.35$  dB avec une bande de  $4.74\%$ . Ceci confirme la bonne couverture de la fréquence de fonctionnement dans les deux bandes du système GPS  $L_1$  et  $L_2$ .

Nous présentons successivement sur la figure IV. 10 et IV. 11, le rapport axial du réseau à polarisation circulaire gauche (LHCP) dans le plan E et le plan H à la fréquence  $1.227$  GHz (bande  $L_2$ ) et la fréquence  $1.575$  GHz (bande  $L_1$ ).



**Figure IV. 10.** Rapport axial ( $f = 1.227$  GHz)  
(a) Plan E; (b) Plan H

Le rapport axial représenté par la figure IV. 10. (a) décrit clairement une bonne polarisation circulaire gauche sauf dans la plage  $[-90^\circ, -60^\circ]$ ,  $[-40^\circ, -20^\circ]$ ,  $[-12^\circ, 0^\circ]$  et  $[20^\circ, 30^\circ]$ . Le rapport axial dans ces plages est supérieur à  $10$  dB. De même pour le plan H sauf suivant la plage  $[-40^\circ, -32^\circ]$ ,  $[-5^\circ, 0^\circ]$ ,  $[30^\circ, 35^\circ]$ , et  $[80^\circ, 90^\circ]$ .



**Figure IV. 11.** Rapport axial ( $f = 1.575$  GHz)  
(a) Plan E; (b) Plan H

La figure IV. 11 montre une assez bonne polarisation, obtenue pour le plan E dans la direction  $[-80^\circ, -70^\circ]$  et  $[80^\circ, 90^\circ]$ , puisque l'amplitude du rapport axial est inférieure à 10 dB. Pour le plan H, la bonne polarisation circulaire est obtenue dans la direction  $[-60^\circ, -35^\circ]$ , ceci montre que le champ à polarisation circulaire gauche domine dans ces directions.

### IV. 3. 3. Réseaux d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire pour système GPS par l'association des antennes multi-couches de forme en anneau

Ces réseaux sont conçus pour fonctionner dans la bande de fréquence désirée. Une alimentation déphasée est appliquée qui consiste à utiliser un circuit d'alimentation imprimé avec des branches à chaque élément rayonnant. Les caractéristiques des antennes utilisées sont :

- Les éléments rayonnants, comme montré sur la figure IV. 12, sont de forme annulaire [7] de rayon  $r_1$  et  $r_2$ , imprimés sous un substrat de permittivité relative  $\epsilon_{r1} = 2.2$ , de hauteur  $H_1 = 1.52 \text{ mm}$  et de tangente de perte  $tg\delta_1 = 0.001$ .
- Une couche d'air de hauteur  $H_2 = 15 \text{ mm}$  situé au-dessous des éléments rayonnants permettant d'augmenter la bande passante.
- Une alimentation par l'intermédiaire d'une fente de couplage de largeur  $W_f$  située dans le plan de masse.
- Une ligne microruban de largeur  $W_L$ , d'impédance caractéristique  $Z_c = 50 \Omega$  terminée par un stub de longueur  $L_s$ . Cette ligne, située sous ce plan de masse, repose sur une couche de substrat de permittivité relative  $\epsilon_{r3} = 2.2$ , d'hauteur  $H_3 = 0.762 \text{ mm}$ , et de tangente de perte  $tg\delta_3 = 0.002$

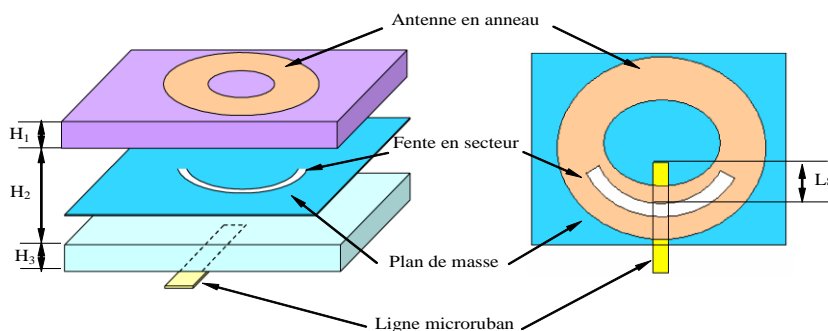


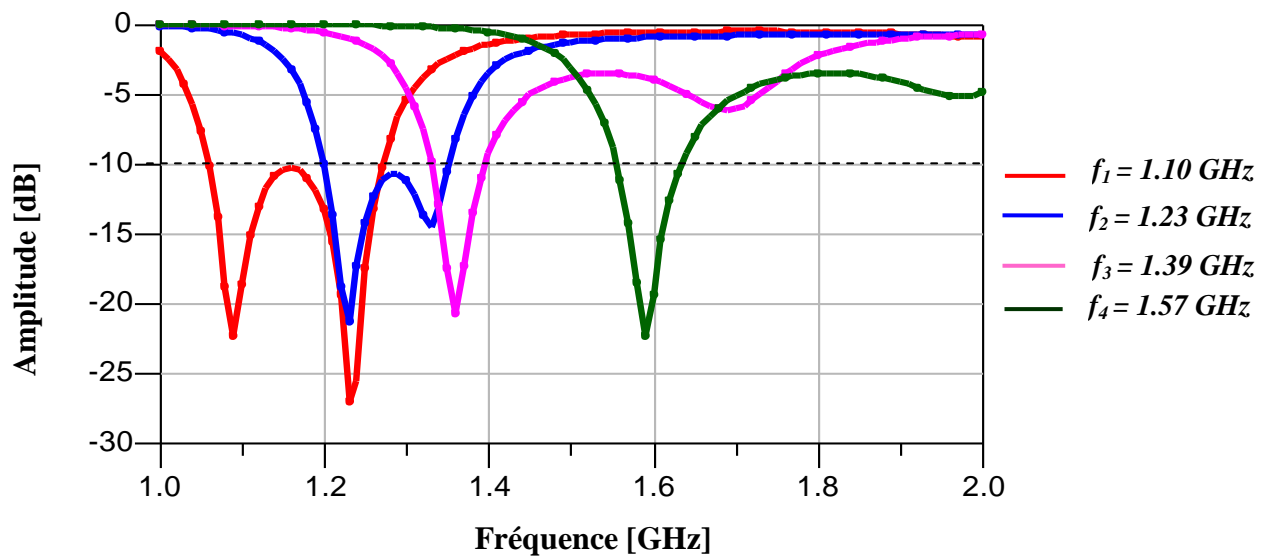
Figure IV. 12. Géométrie de l'antenne en anneau.

Pour avoir une polarisation circulaire dans les bandes de fonctionnement  $L_1$  et  $L_2$  du système GPS, nous avons déterminé par le concept log-périodique, comme il est montré sur le tableau IV. 3, quatre éléments d'antennes couvrant la plage de fréquence allant de 1.1 GHz à 1.575 GHz afin de les associer avec le circuit d'alimentation, le facteur de périodicité est choisi tel que 1.127.

Eléments	Fréquence [GHz]	$r_2$ [mm]	$r_1$ [mm]	$L_s$ [mm]	$W_L$ [mm]
1	1.10	55.25	13.75	34.7	4.7
2	1.23	41.75	27.25	15.1	4.7
3	1.39	34	18	14.70	4.7
4	1.57	26	18	8.10	4.7

**Tableau IV. 3.** Fréquences et dimensions des éléments rayonnants.

Le coefficient de réflexion montré par la figure IV. 13 des différentes antennes utilisées reflètent une bonne adaptation à la fréquence de résonance de chaque antenne car il est inférieur de -20 dB.

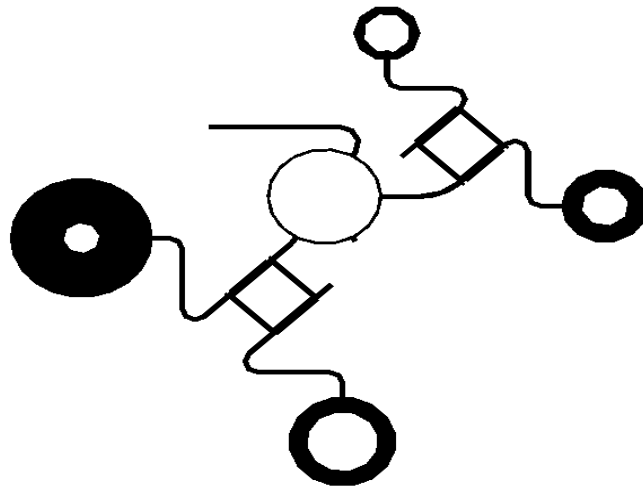


**Figure IV. 13.** Coefficient de réflexion à l'entrée de chaque antenne.

Dans ce qui suit, on va associer les quatre antennes adaptées chacun dans sa fréquence de résonance avec les coupleurs adaptés dans la bande de fréquence de fonctionnement [1.1 - 1.575 GHz] pour but d'avoir la polarisation circulaire droite RHCP et circulaire gauche LHCP.

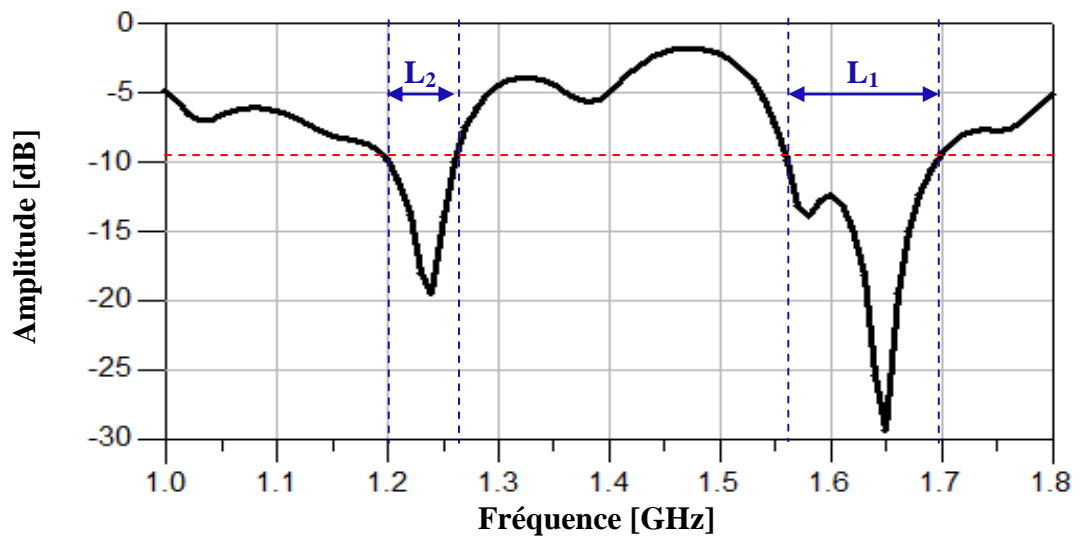
### IV. 3. 3. 1. Polarisation circulaire droite RHCP

Le masque du réseau d'antenne log-périodique est présenté dans la figure IV. 14.



**Figure IV. 14.** Masque du réseau d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire droite RHCP.

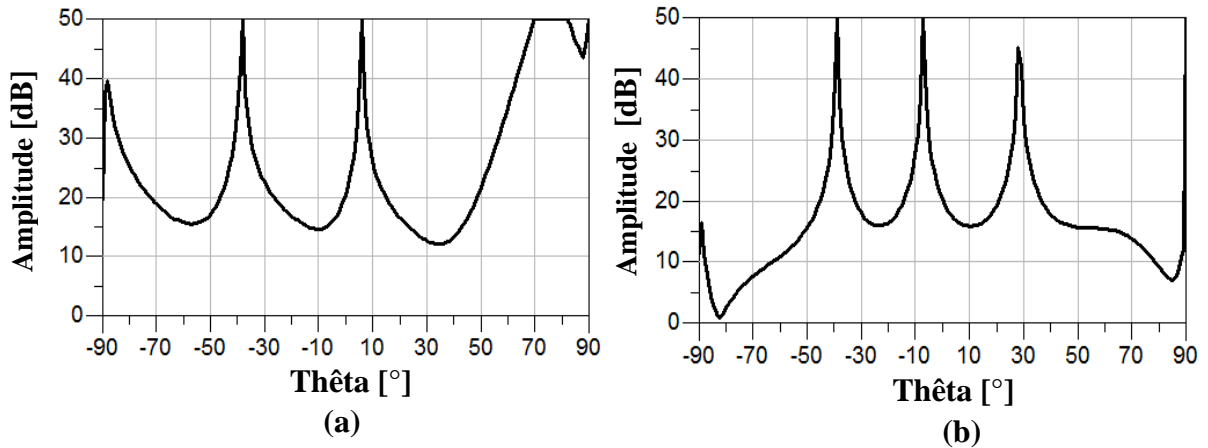
La puissance réfléchie de réseau à polarisation circulaire droite est présentée sur la figure IV. 15 dans la bande [1 - 1.8 GHz].



**Figure IV. 15.** Coefficient de réflexion pour le réseau à polarisation circulaire droite RHCP.

D'après cette figure, le pic correspond à la fréquence de résonance dans la bande  $L_2$  est de l'ordre de -19,46 dB avec une bande de 4.87 %, et celui qui correspond à la fréquence de résonance dans la bande  $L_1$  est de l'ordre de -29,40 dB avec une bande de 8.11%. Ceci confirme les bons résultats obtenus en termes d'adaptation.

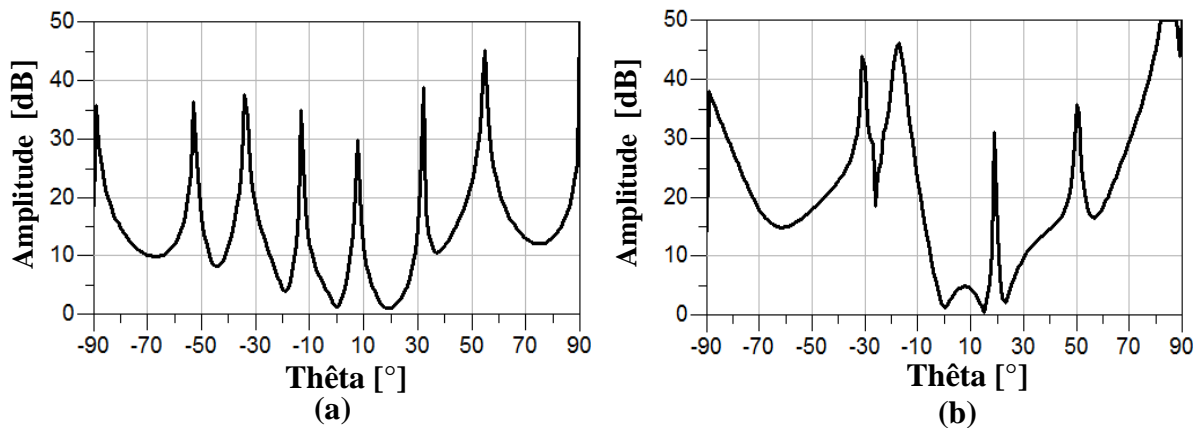
Le rapport axial du réseau à polarisation circulaire droite RHCP dans le plan E et plan H correspond à la fréquence 1.227 GHz (bande  $L_2$ ) est présenté sur la figure IV. 16.



**Figure IV. 16.** Rapport axial ( $f = 1.227 \text{ GHz}$ )  
(a) Plan E; (b) Plan H

Comme le montre la figure IV. 16, une bonne polarisation circulaire droite est obtenue dans les directions où l'amplitude est inférieure à 10 dB dans le plan E et H. Ceci montre que le champ à polarisation circulaire droite domine dans ces directions.

Le rapport axial du réseau à polarisation circulaire droite RHCP dans les deux plans correspond à la fréquence 1.575 GHz (bande  $L_1$ ) est présenté sur la figure IV. 17.

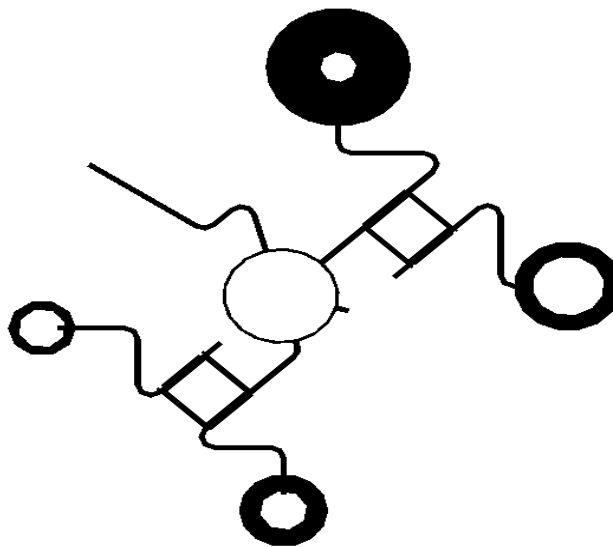


**Figure IV. 17.** Rapport axial ( $f = 1.575 \text{ GHz}$ )  
(a) Plan E; (b) Plan H

La figure IV. 17 montre qu'une bonne polarisation circulaire droite est réalisée pour les deux plans, puisque l'amplitude du rapport axial dans le plan E est inférieure à 10 dB dans toutes les directions sauf pour  $[-90^\circ, -70]$ ,  $[-60^\circ, -48]$ ,  $[-15^\circ, -10^\circ]$ ,  $[5^\circ, 10^\circ]$  et  $[30^\circ, 90^\circ]$ . Pour le plan H, on obtient une bonne polarisation dans les intervalles  $[-5^\circ, 18^\circ]$  et  $[20^\circ, 30^\circ]$ . Ceci implique que le champ à polarisation circulaire droite domine dans ces directions.

### IV. 3. 3. 2. Polarisation circulaire gauche LHCP

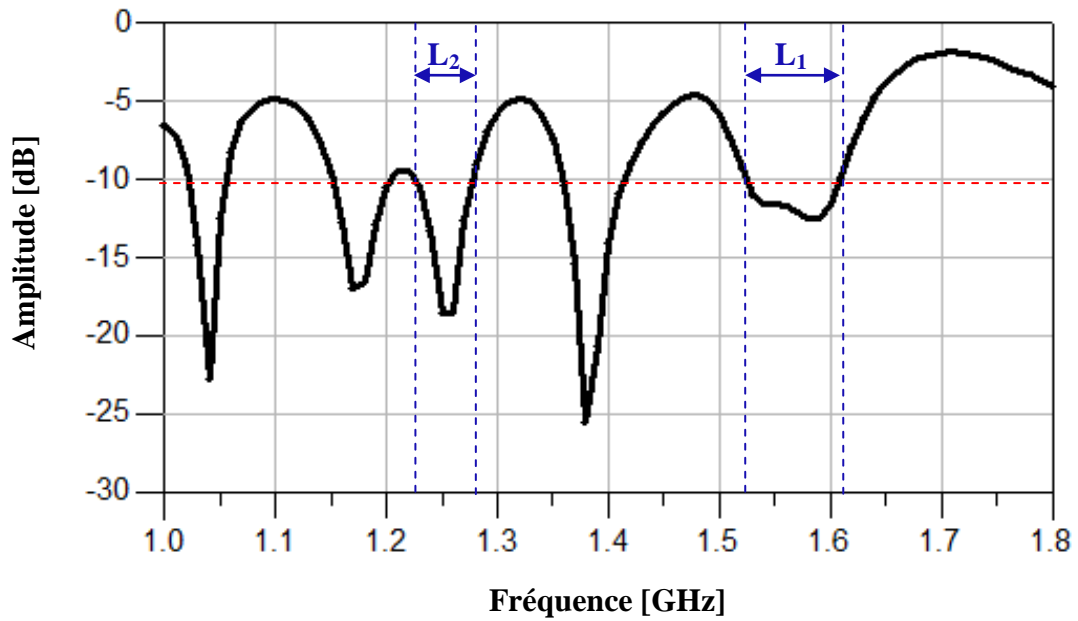
Le masque du réseau d'antenne log-périodique est présenté dans la figure IV. 18.



**Figure IV. 18.** Masque du réseau d'antennes log-périodiques à polarisation circulaire gauche LHCP.

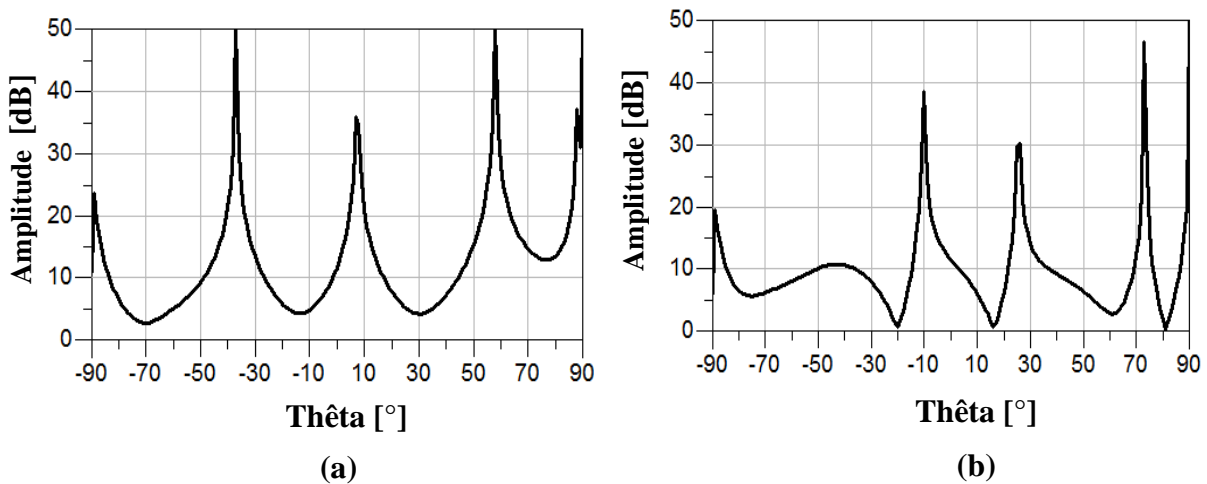
La puissance réfléchie de réseau à polarisation circulaire gauche est présentée sur la figure IV. 19 dans la bande  $[1-1.8 \text{ GHz}]$

D'après cette figure, le pic correspond à la fréquence de résonance dans la bande  $L_2$  est de l'ordre de  $-18.587 \text{ dB}$  avec une bande de  $4.48 \%$  et celui qui correspond à la fréquence de résonance dans la bande  $L_1$  est de l'ordre de  $-12.51 \text{ dB}$  avec une bande de  $5.61\%$ . Ceci confirme la bonne couverture de la fréquence de fonctionnement dans les deux bandes du système GPS  $L_1$  et  $L_2$ .



**Figure IV. 19.** Coefficient de réflexion pour le réseau à polarisation circulaire gauche LHCP.

Sur la figure IV. 20, on visualise le rapport axial du réseau à polarisation de type LHCP pour le plan E et le plan H à la fréquence 1.227 GHz.

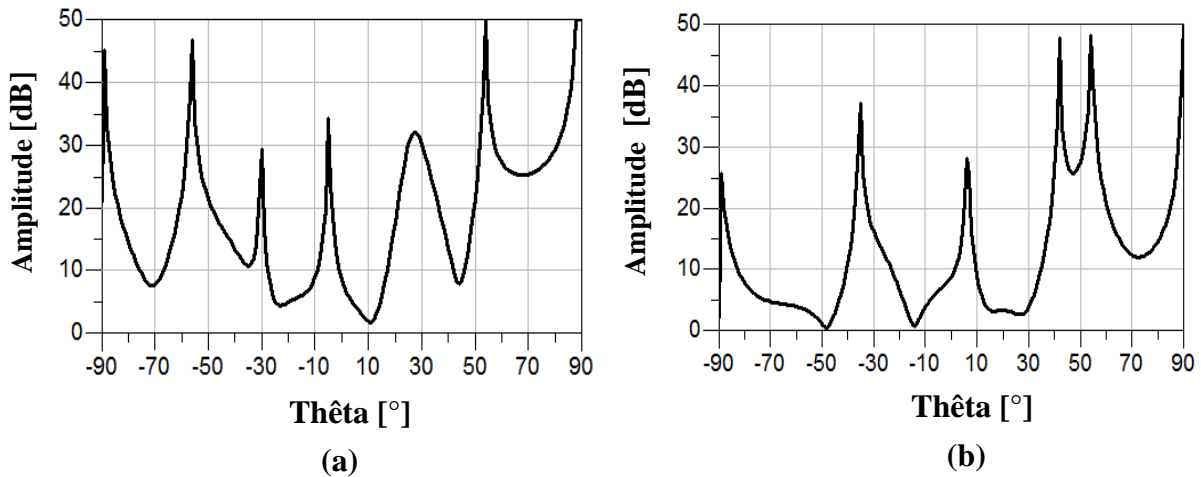


**Figure IV. 20.** Rapport axial ( $f = 1.227 \text{ GHz}$ )  
(a) Plan E; (b) Plan H

Le rapport axial montré par la figure IV. 20 décrit clairement une bonne polarisation circulaire gauche sauf dans la plage  $[-90, -80^\circ]$ ,  $[-45^\circ, -28^\circ]$ ,  $[0^\circ, 20^\circ]$  et  $[45, 90]$ . Le rapport axial dans ces plages est supérieur à 10 dB. De même pour le plan H sauf suivant la plage  $[-12^\circ, 0^\circ]$ ,  $[20^\circ, 35^\circ]$  et  $[70^\circ, 75^\circ]$ .



Le rapport axial du réseau à polarisation de type LHCP dans les deux plans correspond à la fréquence 1.575 GHz est présenté sur la figure IV. 21.



**Figure IV. 21.** Rapport axial ( $f = 1.575 \text{ GHz}$ )  
 (a) Plan E; (b) Plan H

La figure IV. 21 montre qu'une assez bonne polarisation est réalisé pour le plan E dans la direction  $[-75^\circ, -65^\circ]$ ,  $[-32^\circ, -8^\circ]$ ,  $[0^\circ, 18^\circ]$  et  $[40^\circ, 48^\circ]$ , puisque l'amplitude du rapport axial est inférieur à 10 dB. Pour le plan H, la bonne polarisation circulaire est obtenue dans la direction  $[-84^\circ, -40^\circ]$  et  $[-25^\circ, 0^\circ]$ ,  $[10^\circ, 35^\circ]$ , ceci montre que le champ à polarisation circulaire gauche domine dans ces directions.

#### IV. 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé des réseaux d'antennes à polarisation circulaire droite RHCP et gauche LHCP fonctionnant dans les deux bandes d'opération du système GPS et ceci par l'utilisation des antennes multi-couches de forme carrée et en anneau définie par le concept log-périodique dans la bande de fréquence qui s'étale entre 1.1 GHz et 1.57 GHz.

L'arrangement log-périodiques proposé des antennes imprimées nous a permis d'avoir un caractère multi-bande dans les deux bandes qui correspond aux fréquences d'utilisation  $L_1$  et  $L_2$  du système GPS avec une bonne performance en termes d'adaptation et de bande passante. Aussi, une bonne pureté de polarisation circulaire a été obtenue dans certaines directions.

## Références bibliographiques

- [1] BAHLOUL Mohammed Salim, «Conception des Réseaux d'Antennes Imprimées Log périodiques Multicouches pour Télécommunication Spatiale», Thèse de magister université Abou-bakr Belkaid-Tlemcen, décembre 2010.
- [2] Jamila Kacemi , «Fusion d'Informations dans un Systeme de Positionnement Hybride GPS Multi-Porteuses/Estime», Thèse de Doctorat, Université du Littoral Cote d'Opale, Juin 2006.
- [3] Jérôme Tarniewicz, «Etude d'une méthode de sondage de la vapeur d'eau dans la troposphère appliquée à la correction de mesures GPS pour l'altimétrie de haute précision», Thèse de Doctorat, mars 2005.
- [4] M. Abri., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., 'Circular Polarization with 2×2 Sub-arrays', Conférence Internationale sur l'Ingénierie de l'Electronique ICEE'06 le 28 et 29 Mai 2006 USTO-M.B, Oran.
- [5] M. Abri., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., 'Réseaux d'Antennes Imprimées à Polarisation Circulaire Droite pour Système GPS', 3eme Séminaire sur les Systèmes de Détection Architecture et Technologie DAT'2006. Alger, 20-22 Novembre 2006.
- [6] M. Abri., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., 'Réseaux d'Antennes Imprimées à Polarisation Circulaire Gauche pour Système GPS', 5ème JFMMA, Ecole Supérieure de Technologie de Fès, 14, 15 & 16 Mars 2007, Fès, Maroc.
- [7] M. Abri, «Conception et réalisation de structures d'antennes imprimées multi-bandes », Thèse de Doctorat d'état, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, juin 2008.

# Conclusion Générale

Au cours de cette thèse, nous avons consacré nos travaux de recherche à une contribution originale qui a visé essentiellement à apporter des améliorations des performances des antennes en adoptant des techniques telles que l'utilisation des antennes mono-couches et multi-couches en association log-périodique. Cette procédure innovante a été rendue possible par le biais de l'utilisation d'un modèle équivalent utilisant des approches rigoureuses.

Cette thèse a été divisée en quatre chapitres. Dans le premier chapitre nous avons proposé un état de l'art des antennes imprimées ou nous avons commencé ce chapitre par la description des antennes imprimées, leurs formes, le matériau utilisé. Ensuite nous avons exposé les différentes techniques d'alimentations. Le mécanisme de rayonnement a été également illustré au cours de ce chapitre. Nous avons par la suite présenté les caractéristiques de rayonnement de l'antenne ainsi que les différents types de polarisation. Nous avons également passé en revue les techniques d'amélioration de la bande passante. Puis, la théorie des réseaux d'antennes a été présentée suivie par le concept log-périodique. Des exemples de la littérature seront également illustrés. Un bref panorama sur les coupleurs, les bandes de fréquences utilisées dans nos exemples d'applications ont été ajoutés à ce chapitre. Un autre exemple sur une antenne pour système GPS a été également présenté.

Dans le deuxième chapitre, le formalisme théorique du modèle de la ligne de transmission appliqué aux réseaux d'antennes mono-couches log-périodiques a été présenté et les différents résultats de simulation de ces différents réseaux dédiés aux applications spatiales opérants respectivement en bande S, C et X en se basant sur le modèle équivalent ont été exposés. Les réseaux en question ont été associés en arrangement log-périodiques avec neuf éléments rayonnants. Afin de montrer l'efficacité et la crédibilité du modèle proposé, une comparaison a été effectuée avec le simulateur ADS/Momentum d'Agilent Software.

Dans le troisième chapitre, nous avons exposé les différents résultats de simulation des réseaux log-périodiques multi-couches alimentés par ligne micro-ruban issus du modèle équivalent ainsi que la méthode des moments du simulateur Momentum d'Agilent Software. Nous avons schématisé respectivement les coefficients de réflexions de chaque antenne, le

schématique et le masque du réseau. Nous avons également présenté les coefficients de réflexion du réseau ainsi que la phase réfléchie et les lieux d'impédance d'entrée de ces différents réseaux d'antennes. Les bandes de fréquences ciblées par cette simulation sont la bande C, la bande X mono-bandes et les réseaux multi-bandes opérants en bandes C et X avec alimentation hybride en arborescence et en série.

Dans le quatrième chapitre, nous avons réalisé par simulation la conception des réseaux d'antennes log-périodiques fonctionnant dans les deux bandes d'opération du système GPS à polarisation circulaire, et ceci par l'association des éléments rayonnants de type multi-couches alimentés à travers une fente dans le plan de masse, les éléments sont de type de forme carrée et en anneau. Afin de valider le modèle proposé, une méthode rigoureuse qui est la méthode des moments a été retenue.

Enfin et comme perspective, on pense à étendre le modèle équivalent développé à d'autres formes d'antennes log-périodiques plus complexes afin d'améliorer les performances des réseaux.

## ANNEXE I

### A1. 1. Momentum

Ce logiciel, commercialisé par Agilent EESof EDA, fonctionne sous l'environnement ADS (Advanced Design System) également développé par Agilent Technologies. Momentum est considéré parmi les leaders des simulateurs électromagnétiques 2 D planaires. Il est employé pour la modélisation et l'analyse des circuits passifs. Il utilise la méthode des Moments (MoM) dans le domaine fréquentiel pour les structures ouvertes qui lui permet de simuler, avec précision, les effets électromagnétiques des géométries planaires de conception arbitraire (y compris des structures multicouches). [1]

### A1. 2. Principe de fonctionnement et de simulation

#### A1. 2. 1. Technique de 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 élémentaires. 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.

#### A1. 2. 2. Principe de superposition des couches

Bien qu'il ne soit pas un logiciel 3D, MOMENTUM permet cependant de simuler des structures volumiques, si les conditions énoncées au début de ce paragraphe sont respectées. Les éléments (Strip ou hole) sont alors superposés et les différentes couches peuvent être

reliées entre elles par des vias. On définit l'ordre des couches c'est à dire leur positionnement par rapport aux substrats mis en jeu. Il est donc important de noter ici que ce logiciel n'est pas adapté lorsque l'on cherche à étudier une antenne alimentée par sonde coaxiale. Pour simuler un tel rapport à celle de l'antenne, peut être correctement maillée, sans pour autant augmenter ni le volume ni le temps de calcul, ce qui est souvent le cas avec un logiciel 3D. Dispositif, il faut insérer une ligne microruban sous le plan de masse et relier l'élément rayonnant à la ligne par un via, ce qui souvent s'éloigne de la structure initialement souhaitée. Par contre, lors d'une excitation par fente dans le plan de masse, *MOMENTUM* convient parfaitement. En effet la ligne microruban sous le plan de masse et l'antenne sont définies en tant que *STRIP* et l'ouverture dans le plan de masse en tant que *HOLE*.

### **A1. 2. 3. Compilation des substrats et génération du maillage**

Une fois que les éléments sont dessinés et que le positionnement des différentes couches est effectué, on réalise une compilation des substrats dans la bande de fréquence utile, qui par l'intermédiaire des fonctions de Green va déterminer les caractéristiques sur tout le volume (soit à l'infini). Ces données pourront être sauvegardées et être ainsi réutilisées chaque fois que l'on se trouve dans les mêmes conditions d'utilisation. La dernière étape avant la compilation est donc la génération automatique du maillage de la structure, généralement calculé à la plus haute fréquence [2].

### **A1. 2. 4. 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 sur d'importants circuits sont modélisés en échantillonnant plus souvent la réponse quand les paramètres  $S$  évoluent rapidement, tout en minimisant le nombre total d'échantillons. Ceci permet donc des résultats précis à des coûts de calcul moindres [2].

Une fois la simulation terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisées. 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.

### A1. 3. Méthode des moments

La méthode des moments utilisée essentiellement dans le domaine fréquentiel est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur [3, 4-5]. Elle est basée sur le critère de nullité d'une fonctionnelle constitué à partir d'une intégrale des résidus, due à la différence entre la solution approximative et la solution exacte, pondérée par des fonctions de test. La fonction d'essai est exprimée sous forme de fonctions de bases dont les coefficients de pondération sont déterminés en résolvant le système linéaire. La procédure de Galerkin, qui consiste à choisir des fonctions de test identiques aux fonctions de base, est applicable aussi dans cette méthode.

La méthode des moments est très précise, très souple, peut traiter un élément seul ou plusieurs éléments en réseau ou empilés, les formes arbitraires et le couplage. Cependant, elle est très complexe, permet moins l'interprétation physique et nécessite un temps de calculs considérable. [5]

La méthode des Moments est une technique mathématique numérique utilisée pour la résolution d'équations linéaires d'une manière générale, il s'agit de déterminer la fonction  $f$  qui vérifie :

$$g = L(f) \quad , \quad (A1. 1)$$

Où

- $L$  est un opérateur linéaire et  $g$  une fonction connue. Les étapes de résolution sont les suivantes. [6, 7- 1].

#### A1. 3. 1. Décomposition de $f$ sur une base de fonctions $\{f_n\}_{i=1.N}$

$$f = \sum_{n=1}^N a_n f_n \quad (A2. 2)$$



Où :

- $f_n$  : sont des fonctions connues et dites fonctions de base et les coefficients
- $a_n$  : sont les grandeurs à déterminer.

Compte tenu de cette décomposition et des propriétés de l'opérateur linéaire  $L$  l'équation (49) vérifie :

$$g = \sum_{n=1}^N a_n L(f_n) \quad (\text{A1. 3})$$

### A1. 3. 2. Définition d'un produit scalaire

$$\langle f_a, f_b \rangle = \int_{\Omega} f_a f_b d\Omega \quad (\text{A1. 4})$$

Où,

- $\Omega$  : le domaine d'étude. Ce dernier satisfait aux normes de définition du produit scalaire :
- commutativité :  $\langle f_a, f_b \rangle = \langle f_b, f_a \rangle$
- linéarité :  $\langle a f_a, f_b f_c \rangle = a \langle f_a, f_c \rangle + \langle f_b, f_c \rangle \quad \langle f_a, f_a \rangle > 0$

### A1. 3. 3. Introduction des fonctions de test (ou fonctions de pondération)

$\{g_m\}$

Les fonctions  $\{g_m\}$   $i=1, M$  sont définies comme le produit scalaire entre la fonction  $g$  et des fonctions de test  $g_m$  qui sont choisies.

$$g_m = \langle w_m, g \rangle \quad (\text{A1. 5})$$

Où

- les  $g_m$  sont des grandeurs connues.

### A1. 3. 4. Calcul des coefficients $a_n$

En remplaçant  $g$  par l'équation (A1. 5), les fonctions  $g_m$  sont exprimées par :

$$g_m = \langle w_m, \sum_{n=1}^N a_n L(f_n) \rangle = \sum_{n=1}^N a_n \langle w_m, L(f_n) \rangle \quad (\text{A1. 6})$$

Posons :

$$k_{mn} = \langle w_n, L(f_n) \rangle \quad (\text{A1. 7})$$

Les coefficients  $K_{mn}$  sont connus puisqu'ils dépendent des  $k_m$ ,  $L$  et  $f_n$ . L'équation (A1. 6) devient :

$$g_m = \sum_n k_{nm} a_n \quad (\text{A1. 8})$$

En tenant compte des  $M$  égalités vérifiées par les  $M$  fonctions  $g_m$ , un système matriciel est obtenu :

$$g_m = [k_{nm}][a_n] \quad (\text{A1. 9})$$

Où

- $[a_n]$  est un vecteur colonne et  $[K_{nm}]$  est une matrice d'ordre  $(M, N)$ . Les  $a_n$  sont calculés par inversion de cette matrice. Ceci implique qu'elle soit carrée et donc que le nombre de fonctions de test soit identique au nombre de fonctions de base ( $N=M$ ).

**Remarque :**

- La précision de la méthode dépend de l'ordre du nombre de fonctions de base choisi.
- La rapidité de la convergence de la méthode dépend du choix des fonctions de base et de test.

### **A1. 3. 5. Choix des fonctions de base et de test**

Si les fonctions de base sont égales aux fonctions de test, la méthode est dite de Galerkin. D'un point de vue électromagnétique, elle correspond à un terme d'énergie (forme variationnelle) ce qui accélère la convergence de la méthode. Plusieurs fonctions de test (de base) peuvent être choisies. Nous rappelons ici les trois principales.

### **A1. 3. 6. Fonctions harmoniques**

Ce sont les fonctions utilisées dans la méthode Spectrale.

$$f_m = e^{im\beta x} \quad (\text{A1. 10})$$

### **A1.3.7. Collocation par point (impédance matching)**

La fonction  $f$  est approximée par des Dirac ( $\delta_i$ ) sur chaque sous-section. Si nous nous reportons à l'étude de la densité de courant dans un ruban conducteur ou supraconducteur, les sous-sections sont celles des conducteurs élémentaires, leur densité de courant est approximée au barycentre de sous-sections [1].

$$\begin{cases} 1 & \text{pour } i = j \\ 0 & \text{pour } i \neq j \end{cases}$$

### **A1.3.8. Collocation par sous domaine (subsectional basis)**

La densité du courant est assimilée à sa valeur moyenne dans le sous domaine (fonction en escalier).

## ANNEXE II

### A2. 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 d'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 [8] :

- 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.

Les matériaux diélectriques se divisent en différentes catégories :

- **Les matériaux céramiques**, couramment employés pour les circuits microruban, dont le plus répandu est sans doute l'alumine ( $Al_2O_3$ ) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité, mais sont cassants et donc fragiles. Leurs permittivités sont pour la plupart élevées et elles présentent de faibles pertes ( $\tan \delta < 10^{-3}$ ).
- **Les matériaux semi-conducteurs** de type Arseniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si) permettent couramment la fabrication des circuits M.M.I.C.
- **Les matériaux ferrimagnétiques** : Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes Diélectriques.

- **Les matériaux synthétiques**, comme le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc. La plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques : une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ( $\tan \delta \approx 0,003$ ).
- **Les matériaux composites** : proviennent d'un désir de combiner les qualités radioélectriques et mécaniques d'un substrat. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre Annexes 274 de verre (cas du DUROÏD 5870, du TLC, ARLON 320) ou de la poudre de céramique (ARLON 340) les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage, ajuster la permittivité.
- **Les matériaux T.M.M.** : 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 [9, 11]
- **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) [10, 11].

# ANNEXE III

## Liste des matériaux diélectriques (Source Labtech) [12]



### microwave materials list

Dk @10MHz	MATERIAL	SUPPLIER	Df @ 10MHz	CTE (ppm°C)			Tg °C	Peak Strength (lbs/in)	Thermal Cond. (W/mK)	DK Breakdown (kV/mil)	UL-94	MIL S-13849	IPC L-126A	Available Thickness shown in mils (0.001") <sup>10</sup>	Max. Master Blank (Ins)	COMMENTS
				X	Y	Z										
2.10	DiClad 880	Arlon	0.0009	25	34	262	X	X	0.261	>45	X	GY	125/05	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.10	Isoclاد 917	Arlon	0.0013	46	47	236	X	X	0.263	>45	X	GPGR 125/03-04	5/10/15/20/30/45/62	36 x 72	Non-woven PTFE Glass	
2.10	CuFbn	Polyfon	0.0045	12.9	12.9	12.9	X	8	X	X	X	X	0.25/0.5/1/2/3/4/5/10/15/20/31/45/62/125	12 x 18	Pure PTFE	
2.17	CuClad 217GY & LX	Arlon	0.0009	29	28	246	X	X	0.261	>45	V0	GY	125/05	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.17	MYIM 217	Miclad	0.0013	36	36	260	X	12-16	0.272	60	V0	X	YES	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.17	MYST 217	Miclad	0.0080	25	35	260	X	12.0	0.272	60	V0	X	YES	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.17	TL76A	Taconic	0.0009	20	20	280	X	12.0*	0.400*	X	V0	GYN	31 and up	36 x 48	PTFE Glass	
2.20	CuClad 217GY & LX	Arlon	0.0009	29	28	246	X	X	0.261	>45	V0	GY	125/05	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.20	DiClad 880	Arlon	0.0009	25	34	262	X	X	0.261	>45	X	GY	125/05	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.20	Isoclاد 917	Arlon	0.0013	46	47	236	X	X	0.263	>45	X	GPGR 125/03-04	5/10/15/20/31/45/62	36 x 72	Non-woven PTFE Glass	
2.20	MYIM 220	Miclad	0.0013	36	36	260	X	12-16	0.272	60	V0	X	YES	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.20	MYST 220	Miclad	0.0090	25	35	260	X	12.0	0.272	60	V0	X	YES	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.20	RTDuroad 5880	Rogers	0.0009	31	48	237	X	X	0.200	X	X	X	5/10/15/20/31/62/125	18 x 48	Glass microfibres/PTFE	
2.20	606	Taconic	0.0080	20	20	280	X	12.0*	0.400*	X	V0	X	5 and up	36 x 48	PTFE/Glass Equivalent to TLY-5	
2.20	602	Taconic	0.0009	20	20	280	X	12.0*	0.400*	X	V0	X	5 and up	36 x 48	PTFE/Glass	
2.20	TLY6	Taconic	0.0009	20	20	280	X	12.0*	0.400*	X	V0	GYN	20/60/125/187	36 x 48	High density polyolefin	
2.32	Polyguide	Polyfon	0.0005	10.8	10.8	10.8	X	X	X	X	X	X	5/10/15/20/31/45/62/125	22.5 x 32	Woven PTFE Crossplied	
2.33	CuClad 233GY & LX	Arlon	0.0013	23	24	194	X	X	0.258	>45	V0	GY	125/05	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.33	DiClad 870	Arlon	0.0013	17	29	217	X	X	0.257	>45	X	GP	125/03	36 X 72	Non-woven PTFE Glass	
2.33	Isoclاد 933	Arlon	0.0016	31	35	203	X	X	0.263	>45	X	X	5/10/15/20/31/45/62	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.33	MYIM 233	Miclad	0.0013	36	36	260	X	12-16	0.272	60	V0	X	YES	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.33	MYST 233	Miclad	0.0011	25	35	260	X	12.0	0.272	60	V0	X	YES	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.33	RTDuroad 5870	Rogers	0.0012	22	28	173	X	X	0.220	X	X	X	5/10/15/20/30/31/60/60/62/125	18 x 48	Glass microfibres/PTFE	
2.33	TLY3	Taconic	0.0009	20	20	280	X	12.0*	0.400*	X	V0	GYN	3 and up	36 x 48	PTFE Glass	
2.40	CuClad 250 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	GX	4/30/60	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.40.7	DiClad 522	Arlon	0.0010	14	21	173	X	X	0.254	>45	V0	GT	10/15/20/24/31/47/62/93/128/187/250	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.40	DiClad 527	Arlon	0.0022	14	21	182	X	X	0.254	>45	V0	GX	20/31/62	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.40-2.80	Ultraflam 2000	Rogers	0.0022	9.5	9.5	120	X	X	X	>60	X	X	40/101/147/190/300/600	18 x 48	Woven glass/PTFE	
2.41	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	X	60	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.42	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	X	60	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.43	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	X	19.3/60	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.43	MXIM 243	Miclad	0.0016	12	18	150	X	12.0	0.251	60	V0	X	X	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.43	MXST 243	Miclad	0.0016	12	18	150	X	12.0	0.251	60	V0	X	X	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.44	CuClad 260 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	GX	14.7	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.44	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	X	14.7	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.45	CuClad 260 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	GX	125/02	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.45	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	X	10/20/30/31/60/62/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.45	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	X	30/31/60/125	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.45.7	DiClad 522	Arlon	0.0010	14	21	173	X	X	0.254	>45	V0	GT	31/62	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.45	DiClad 527	Arlon	0.0022	14	21	182	X	X	0.254	>45	V0	GX	125/02	48 x 54	Woven PTFE Unidirectional	
2.45	MXIM 245	Miclad	0.0016	12	18	150	X	12.0	0.251	60	V0	X	YES	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.45	MXST 245	Miclad	0.0016	12	18	150	X	12.0	0.251	60	V0	X	YES	36 X 48	Woven glass/PTFE	
2.45	TL107	Taconic	0.0006*	9-12*	9-12*	140*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GTN	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE Glass	
2.45	TLX06	Taconic	0.0019*	9-12*	9-12*	140*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GXN	5/19/20/30/31	36 x 48	PTFE Glass	
2.48	CuClad 250 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	GX	10/14.7/20/93	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.48	CuClad 260 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	X	X	0.254	>45	V0	X	10.1	48 x 54	Woven PTFE Crossplied	
2.48	MXIM 248	Miclad	0.0017	12	18	150	X	12.0	0.251	60	V0	X	YES	36 X 48	Woven glass/PTFE	



# microwave materials list

Dk @ 10MHz	MATERIAL	SUPPLIER	Df @ 10MHz	CTE (ppm/°C)			Moisture Absorption (%)	Tg °C	Peel Strength (lbs/in)	Thermal Cond. (W/mK)	Dielectric Breakdown (kV/mil)	UL-94	MIL S-1349	IPC L-125A	Available Thickness shown in mils (0.001") <sup>10</sup>	Max. Master Blank (In)	COMMENTS
				X	Y	Z											
2.48	MXST 248	MacIad	0.0002	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.50.7	CuClad 250.GT 2	Arlon	0.0010	18	19	177	0.03	X	X	0.254	>45	V0	GT	12501	10/15/20/31/47/62/94/125/187/250	48 X 54	Woven PTFE Crossplied
2.50	CuClad 250 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	0.03	X	X	0.254	>45	V0	GX	12502	20/30/47/60/62/125	48 X 54	Woven PTFE Crossplied
2.50	CuClad 250 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	0.03	X	X	0.254	>45	V0	X	X	30/60/62/50/1125	48 X 54	Woven PTFE Crossplied
2.50.7	DiClad 522	Arlon	0.0010	14	21	173	0.03	X	X	0.254	>45	V0	GT	12501	10/15/20/24/31/47/62/125/187/250	48 X 54	Woven PTFE Unidirectional
2.50	DiClad 527	Arlon	0.0022	14	21	182	0.03	X	X	0.254	>45	V0	GX	12502	5/10/15/20/31/47/62/128	48 X 54	Woven PTFE Unidirectional
2.50	AD 250	Arlon	0.0030	12	15	95	0.07	X	X	0.235	>45	V0	N/A	N/A	20/31/62	48 X 54	Woven glass/PTFE
2.50	MXIM250	MacIad	0.0017	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.50	MXST 250	MacIad	0.0017	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.50	601	Taconic	0.0019*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	X	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass. Equivalent to TLT-9/TLX-9
2.50	602	Taconic	0.0019*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	X	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass. Equivalent to TLT-8/TLX-8
2.50	TL19 7	Taconic	0.0008*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GTN	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass
2.50	TLX9 6	Taconic	0.0019*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GXN	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass
2.53	CuClad 250 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	0.03	X	X	0.254	>45	V0	X	X	5.3	48 X 54	Woven PTFE Crossplied
2.54	601	Taconic	0.0019*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	X	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass. Equivalent to TLT-8/TLX-8
2.55	CuClad 250 GX 3	Arlon	0.0022	18	19	177	0.03	X	X	0.254	>45	V0	GX	12502	10/14.7/20/30/60/62/125	48 X 54	Woven PTFE Crossplied
2.55	CuClad 250 LX	Arlon	0.0022	18	19	177	0.03	X	X	0.254	>45	V0	X	X	10/14.7/30/60/62/5/125	48 X 54	Woven PTFE Crossplied
2.55.7	DiClad 522	Arlon	0.0010	14	21	173	0.03	X	X	0.254	>45	V0	GT	12501	10/15/31/47/62/93/128/250	48 X 54	Woven PTFE Unidirectional
2.55	DiClad 527	Arlon	0.0022	14	21	182	0.03	X	X	0.254	>45	V0	GX	12502	5/10/15/60/31/62/93/125	48 X 54	Woven PTFE Unidirectional
2.55	MXIM 255	MacIad	0.0018	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.55	MXST 255	MacIad	0.0018	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.55.6	Nexclad	Polyflon	0.0011 5	53	53	53	0.06	X	8	X	X	X	X	X	60/125	20 X 22	Thermoplastic Polyethylene Oxide 4
2.55	602	Taconic	0.0019*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	X	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass. Equivalent to TLT-8/TLX-8
2.55	TL19 7	Taconic	0.0008*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GTN	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass
2.55	TLX8 6	Taconic	0.0019*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GXN	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass
2.60.7	DiClad 522	Arlon	0.0010	14	21	173	0.03	X	X	0.254	>45	V0	GT	12501	24/31/47/62/128/250	48 X 54	Woven PTFE Unidirectional
2.60	DiClad 527	Arlon	0.0022	14	21	182	0.03	X	X	0.254	>45	V0	GX	12502	10/31/62	48 X 54	Woven PTFE Unidirectional
2.60	MXIM 260	MacIad	0.0019	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.60	ComClad HF	Sheldahl	0.0032 5*	59*	59*	59*	0.07*	X	6.0*	0.190*	X	V2	X	X	20/30/60/90	18 X 24	Noryl Thermoset Resin
2.60	ComClad HF	Sheldahl	0.0032 5*	59*	59*	59*	0.07*	X	6.0*	0.190*	X	V2	X	X	30/60	24 X 110	Noryl Thermoset Resin
2.60	MXST 260	MacIad	0.0019	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.60	TL17 7	Taconic	0.0008*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GTN	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass
2.60	TLX7 6	Taconic	0.0019*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GXN	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass
2.65	TLX6 6	Taconic	0.0019*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GTN	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass
2.65	TLX6 6	Taconic	0.0019*	9-12*	140*	140*	<-0.02*	X	12.0*	0.340*	X	V0	GXN	X	5/19/20/30/31	36 X 48	PTFE/Glass
2.70	AD 270	Arlon	0.0030	12	15	95	0.07	X	X	0.235	>45	V0	N/A	N/A	15/20/31/62	48 X 54	Woven glass/PTFE
2.70	MXST 270	MacIad	0.0020	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.70	TLC27	Taconic	0.0030*	9-12*	70*	70*	<-0.02*	X	12.0*	0.320*	X	V0	X	X	14.5	36 X 48	PTFE/Glass
2.80	MXST 280	MacIad	0.0021	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	X	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.94	CLTE	Arlon	0.0025	10	12	40	0.04	X	X	0.500	>45	V0	N/A	N/A	5/10/20/24/31/47/62/93/125/150	36 X 72	Ceramic/Woven PTFE
2.94	CLTE-LC	Arlon	0.0025	10	12	35	0.04	X	X	0.500	>45	V0	N/A	N/A	X	36 X 72	Ceramic/Woven PTFE
2.94	MXIM 294	MacIad	x	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.94	MXST 294	MacIad	0.0022	9	12	71	0.08	X	12.0	0.230	45	V0	X	YES	5/10/15	36 X 48	Ceramic filled woven glass
2.94	MXST 294	MacIad	X	12	18	150	0.06	X	12.0	0.251	50	V0	X	YES	20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE
2.94	RT/Duroclad 6002	Rogers	0.0012	16	16	24	0.10	X	X	0.600	X	X	X	X	5/10/20/30/60	18 X 48	PTFE composite
2.94	AD 295	Arlon	0.0030	12	15	95	0.07	X	X	0.235	>45	V0	N/A	N/A	62	48 X 54	Woven glass/PTFE

Labtech Limited Broadaxe Business Park Presteigne Powys LD8 2UH U.K.  
 Tel +44 (0) 1544 260093 Fax +44 (0) 1544 260310 Email ptf@labtech.ltd.uk



# microwave materials list

Dk @10MHz	MATERIAL	SUPPLIER	Df @10MHz	CTE (ppm°C)			Tg °C	Peel Strength (lbs/in)	Thermal Cond. (W/mK)	DK Breakdown (kV/mil)	UL-94	MIL S-13949	IPC L-125A	Available Thickness shown in mils (0.001") <sup>10</sup>	Max Master Blank (Inch)	COMMENTS
				X	Y	Z										
2.95	TLE95	Taconic	0.0030*	9-12*	9-12*	70*	X	0.320*	X	V0	X	X	5.2	36 x 48	PTFE/Glass	
3.00	AD 300	Arlon	0.0030	12	15	95	X	0.235	> 45	V0	N/A	N/A	20/31/62	48 x 54	Woven glass/PTFE	
3.00	MHST 300	Meclad	0.0023	9	12	71	X	0.230	45	V0	X	YES	10/15	36 X 48	Ceramic filled woven glass	
3.00	MHST 300	Meclad	X	12	18	150	X	0.251	50	V0	X	YES	20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE	
3.00	RO3003	Rogers	0.0013	17	17	24	X	0.600	X	V0	X	X	5/10/20/30/60	18 x 24	Ceramic filled PTFE	
3.00	TLC30	Taconic	0.0030*	9-12*	9-12*	70*	X	0.320*	X	V0	X	X	20/30/67	36 x 48	PTFE/Glass	
3.06 5	Ultram	Polythene	0.0030 5	98	96	96	X	X	X	X	X	X	30/60	12 x 18	Polyetherimide	
3.20	GML1032	GIL	0.0040	30	30	70	X	0.264	X	V0	X	X	30	36 x 120	Polyester	
3.20	GML1032	GIL	0.0040	30	34	70	X	0.276	X	V0	X	X	60	36 x 120	Polyester	
3.20	GML2032	GIL	0.0029	20	32	80	X	0.289	X	V0	X	X	30	36 x 120	Polyester	
3.20	GML2032	GIL	0.0029	24	25	95	X	0.269	X	V0	X	X	20	36 x 120	Polyester	
3.20	MXIM 320	Meclad	x	12	18	150	X	0.251	50	V0	X	YES	30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE	
3.20	AR 320	Arlon	0.0030	10	12	71	X	0.230	>45	V0	N/A	N/A	24/31/47/52/93/125	48 x 54	Ceramic filled PTFE/Glass	
3.20	MHST 320	Meclad	0.0024	9	12	71	X	0.230	45	V0	X	YES	5/10/15/20	36 X 48	Ceramic filled woven glass	
3.20	MXST 320	Meclad	X	12	18	150	X	0.251	50	V0	X	YES	30/31/50/60/62/125	36 X 48	Woven glass/PTFE	
3.20	TLC32	Taconic	0.0030*	9-12*	9-12*	70*	X	0.320*	X	V0	X	X	30 and up	36 x 48	PTFE/Glass	
3.25	AD 325	Arlon	0.0030	12	15	95	X	0.235	> 45	V0	N/A	N/A	31/62	48 x 54	Woven glass/PTFE	
3.25	AR 25N	Arlon	0.0024	17	17	70	X	0.446	X	N/A	N/A	N/A	6.8/10/12/18/20/24/30/60	36 x 48	Ceramic filled plastic	
3.25	MHST 326	Meclad	0.0025	9	12	71	X	0.230	45	V0	X	YES	X	36 X 48	Ceramic filled woven glass	
3.27	TMM3	Rogers	0.0016	16	16	20	X	0.700	X	X	X	X	15/20/30/60/125	18 x 24	Ceramic/Thermoset Polymer	
3.29	GML1100	GIL	0.0040	22	19	76	X	0.840	X	V0	X	X	9.3	36 x 120	Polyester	
3.30	LNB	Arlon	0.0030	17	17	70	X	0.450	X	X	X	X	19/31	X	Ceramic filled plastic	
3.32	GML1100	GIL	0.0040	22	19	80	X	0.208	X	V0	X	X	3.1	36 x 120	Polyester	
3.38	GML1034	GIL	0.0040	24	26	80	X	0.253	X	V0	X	X	20	36 x 120	Polyester	
3.38	MHST 334	Meclad	0.0025	9	12	71	X	0.230	45	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Ceramic filled woven glass	
3.38	RO4003	Rogers	0.0020	11	14	46	X	0.640	X	X	X	X	8/20/32/60	18 x 24	Glass reinforced ceramic	
3.48	MHST 348	Meclad	0.0030	9	12	71	X	0.230	45	V0	X	YES	5/10/15/20/30/31/50/60/62/125	36 X 48	Ceramic filled woven glass	
3.48	RO4360(B)	Rogers	0.0040	14	16	50	X	0.620	X	V0	X	X	10/20/30/60	18 x 24	Glass reinforced ceramic	
3.50	AR 350	Arlon	0.0026	33	34	107	X	0.310	>45	V0	N/A	N/A	6/10/15/20/24/31/47/63/125	36 x 72	Ceramic filled PTFE/Glass	
3.50	MHST 350	Meclad	0.0030	9	12	71	X	0.230	45	V0	X	YES	X	36 X 48	Ceramic filled woven glass	
3.58	RF-358	Taconic	0.0018	19-24	19-24	64	X	0.200*	X	V0	X	X	10/20/30/60	36 x 48	Ceramic/PTFE/Woven glass	
3.68	AR25FR	Arlon	0.0035	16	18	59	X	0.450	X	V0	N/A	N/A	6.8/10/12/18/20/24/30/68	36 x 48	Ceramic filled plastic	
3.80	AD 380	Arlon	0.0030	12	15	95	X	0.235	>45	V0	N/A	N/A	62	48 x 54	Woven glass/PTFE	
4.50	AR 450	Arlon	0.0026	30	32	102	X	0.320	>45	V0	N/A	N/A	20/24/31/47/62/93	36 x 72	Ceramic filled PTFE/Glass	
4.50	TMM4	Rogers	0.0017	14	14	20	X	0.700	X	X	X	X	15/20/30/60/125	18 x 24	Ceramic/Thermoset Polymer	
6.00	AR 600	Arlon	0.0035	10	13	62	X	0.431	>45	V0	N/A	N/A	10/15/20/24/31/50/62/93/125	36 x 72	Ceramic filled PTFE/Glass	
6.00	TMM6	Rogers	0.0018	16	16	20	X	0.720	X	X	X	X	15/25/50/75/100	12 x 18	Ceramic/Thermoset Polymer	
6.15	RO3006	Rogers	0.0025	17	17	24	X	0.610	X	V0	X	X	5/10/25/50	18 x 24	Ceramic filled PTFE	
6.15	RT/Duroid 6006	Rogers	0.0019	47	34	117	X	0.490	X	X	X	X	10/25/50/75/100	20 x 20	PTFE composite	
9.20	TMM10	Rogers	0.0017	16	16	20	X	0.760	X	X	X	X	15/25/50/75/100	12 x 18	Ceramic/Thermoset Polymer	
9.80	TMM10	Rogers	0.0015	16	16	20	X	0.700	X	X	X	X	15/25/50/75/100	12 x 18	Ceramic/Thermoset Polymer	
10.0 1	AR 1000	Arlon	0.0035	14	16	37	X	0.645	>45	V0	N/A	N/A	5/10/15/20/24/31/47/50/62/93/100/200	36 x 72	Ceramic filled PTFE/Glass	
10.0	CER-10	Taconic	0.0035	13-15	13-15	46	X	0.290*	X	V0	X	X	25/47/50/62	36 x 48	Ceramic/PTFE/Woven glass	
10.20	RO3010	Rogers	0.0035	17	17	24	X	0.660	X	V0	X	X	5/10/25/50	18 x 24	Ceramic filled PTFE	
10.20	RT/Duroid 6010	Rogers	0.0023	24	24	24	X	0.780	X	X	X	X	10/25/50/75/100	20 x 20	PTFE composite	

Labtech Limited Broadaxe Business Park Presteigne Powys LD8 2UH U.K.  
 Tel +44 (0) 1544 260093 Fax +44 (0) 1544 260310 Email pte@labtech.ltd.uk



# microwave materials list - bond films



Dk @ 10MHz	MATERIAL	SUPPLIER	Df @ 10MHz	CTE (ppm°C)			Tg °C	Peel Strength (lbs/in)	Thermal Cond. (W/mK)	Dk Breakdown (kV/mil)	MIL S-13949	IPC L-125A	Available Thickness shown in mils (0.001") <sup>10</sup>	Max Master Blank (ins)	COMMENTS
				X	Y	Z									
2.07	FEPA	DuPont	-0.00027	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.5/1/2/3/5/7.5/10/20	X	PTFE thermoelastic film
2.07	FEP-C	DuPont	-0.00027	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.5/1/2/3/5	X	PTFE thermoelastic film
2.07	FEP C-20	DuPont	-0.00027	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.5/1/2/5	X	PTFE thermoelastic film
2.07	FEP-L	DuPont	-0.00027	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.3/1/2/3/7.5	X	PTFE thermoelastic film
2.07	PFA-LP	DuPont	-0.00057	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	0.5/1/2/5/7.5/10/20/30/60/90/125	X	PTFE thermoelastic film
2.07	PFA-CLP	DuPont	-0.00057	X	X	X	X	0.195	6.5	V0	X	X	1/2/5.	X	PTFE thermoelastic film
2.28	RO3001	Rogers	0.0030	X	X	X	X	X	X	X	X	X	12" wide roll	X	Bond Film
2.32	CuClad 6250	Arlon	0.0013	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1.5	X	Bond Film
2.35	CuClad 6700	Arlon	0.0025	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1.5/3.0	X	Bond Film
2.35	FV6700	MacLad	0.0025	X	X	X	X	X	3.75	X	X	X	1.5	X	Bond Film
2.35	TadBond HT 1.5	Taconic	0.0025	X	X	X	X	X	X	X	X	X	1.5	X	Bond Film
2.60	Speedboard C	Core	0.0036	X	X	X	220	X	X	V0	X	X	1.5/2/2/3/4	X	Pre-preg
2.94	CLTE-P	Arlon	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	3.2	X	Pre-preg
3.0	Speedboard N	Core	X	X	X	X	140	X	X	X	X	X	1.5/2/3/3.5/4.5	X	Pre-preg
3.17	RO4403	Rogers	0.0005	19	16	80	>280	0.46	X	X	X	X	4	X	Pre-preg
X	Ablefilm 5025E	E and C9	X	66	66	66	90	3.50	X	X	X	X	2/3/4/5/6	X	Silver filled epoxy adhesive
X	Ablefilm ECF 561	E and C9	X	100	100	100	47	1.60	X	X	X	X	4/5/6.	X	Silver filled epoxy adhesive
X	Ablefilm ECF 561E	E and C9	X	100	100	100	44	1.60	X	X	X	X	4/5/6.	X	Silver filled epoxy adhesive
X	CF 3360	E and C9	X	66	66	66	90	7.0	X	X	X	X	2/3/4/5/6	X	Silver filled epoxy adhesive

\* All values shown are typical only. Please contact Labtech Ltd or the supplier for further details.

- 1 Varies with thickness
- 2 Thicknesses over copper
- 3 Thicknesses over dielectric
- 4 Requires solvent based processing
- 5 Tested at 3GHz
- 6 Values shown measured at 10GHz
- 7 Values shown measured at 1MHz
- 8 Tested at 1.90GHz
- 9 Emerson and Cumings
- 10 Other thicknesses may be available other than those shown. Please contact Labtech Ltd or the supplier for further details

**Please Note**

All values given are nominal.  
No tolerances are quoted.  
For all values listed as (X) please contact either Labtech Ltd or the supplier.

## Références bibliographiques

- [1] LAIB Salah-Eddine, ‘ ‘ *Caractérisation de la ligne coplanaire à microruban volumique et ses discontinuités par l’approche Full-wave basée sur la technique MPIE dans le domaine spatial* ’ ’, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas, Sétif.
- [2] CHABANE BENNAI née benmansour thorayya, ‘ ‘ *Analyse et conception d’antennes vivaldi* ’ ’, mémoire de Magister, université Abou Bakr Belkaid – Tlemcen, 2013.
- [3] S. N. Makarov, "*Antenna and EM modeling with matlab*", John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2002.
- [4] T. Farkas, and P. Hajach, "*Analysis of aperture-coupled microstrip antenna using method of moments*", *Radioengineering*, Vol. 10, no. 4, pp. 5-8, Dec. 2001-
- [5] Mme. Yamina TIGHILT, ‘ ‘ *Identification des antennes microrubans multicouches par la methode spectrale et les reseaux de neurones* ’ ’, thèse de doctorat, UNIVESITE FERHAT ABBAS –SETIFUFAS (ALGERIE)
- [6] M. Vrancken, G.A.E. Vandenbosch, "*Semantics of dyadic and mixed potential field representation for 3-D current distributions in planar stratified media* ", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 10, Oct. 2003, pp. 2778 – 2787.
- [7] T. E. Van Deventer, P. B. Katehi and A. C. Cangellaris, "*An Integral Equation Method For The Evaluation of Conductor and Dielectric Losses in High Frequency Interconnects*", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 37, No. 12, Dec. 1989, pp. 1964-1971.
- [8] Abdelhamid BENAKCHA,“*Signaux et Communications : Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées,*” mémoire de magister, Université Mohamed, Biskra, 2013.,
- [9] Tanguy JAFFRE, "*Caractérisation des matériaux a bande interdite électromagnétique multi périodiques et leurs applications aux antennes*", thèse de doctorat, université de limoges, 2005.
- [10] <http://docslide.fr/documents/rapport-1.html>

- [11] Mohammed MESSAOUDENE, « Modélisation par Modèle équivalent amélioré des antennes Périodiques et log-périodiques a base d'éléments rayonnants a encoche : Applications aux télécommunications Sans Fil », Thèse de doctorat soutenue à l'Université de Tlemcen, Avril 2016.
- [12] Laure FREYTAG, '' *Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil*'' , thèse de doctorat, université de limoges, 2004.

## **Les travaux scientifiques**

### □ **Les publications internationales**

1. Salim Mohammed Bahloul, Mehadji Abri, 'Bi-band Linearly and Circularly Polarized Antennas Array Design using the Log Periodic Concept', international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 267-273, 2014.
2. M. S. Bahloul, M. ABRI and F. T. Bendimerad, 'Stacked Printed Antennas Array For C Band Applications', international Journal of Distributed and Parallel systems (IJDPS), Vo. 3, N. 3, pp. 275-286. May-June 2012.
3. M. Abri, S. M. Bahloul and H. Abri Badaoui, 'MULTI-LAYERED RING LOG-PERIODIC ANTENNAS ARRAY DESIGN FOR GPS SYSTEMS', International Journal of Computer Networks & Communications (IJCNC) Vol.4, No.3, May 2012.

### □ **Les communications internationales**

1. M. S. BAHLOUL, M. ABRI et F. T. BENDIMERAD, 'Conception des Réseaux d'Antennes Imprimées Log-périodiques fonctionnant en Bande S pour les Applications Spatiales', The first International Conference on Electrical Engineering and Control Applications ICEECA'2012, 20-22 Novembre 2012, Khenchela, ALGERIE.
2. S. M. BAHLOUL, M. ABRI, F. T. BENDIMERAD et H. ABRI BADAOU, 'CONCEPTION DES RÉSEAUX D'ANTENNES LOG PÉRIODIQUES À POLARISATION CIRCULAIRE POUR SYSTÈME GPS', CONGRES MEDITERRANEEN DES TELECOMMUNICATIONS , 22-24 Mars 2012, Faculté de Médecine et de Pharmacie, Fès-Maroc.

### □ **Les communications nationales**

1. S. M. BAHLOUL, M. ABRI et F. T. BENDIMERAD, 'Exploitation du Concept Log-périodique pour la Conception des Réseaux d'Antennes Imprimées Multicouches fonctionnant en Bande X', 8ème Conférence sur le Génie Electrique (CGE'08), 16-17 Avril, 2013, EMP, ALGERIE.
2. M. S. BAHLOUL, M. ABRI, F. T. BENDIMERAD, 'Réseaux d'Antennes Imprimées Log-périodiques Multicouches pour la Bande C', Première Conférence Nationale sur les Télécommunications 'CNT2012', 11&12 Novembre 2012, Guelma, ALGERIE.



## Bi-band Linearly and Circularly Polarized Antennas Array Design using the Log Periodic Concept

Salim Mohammed Bahloul\*, Mehadji Abri\*

\* Telecommunication Laboratory, GEE departement  
Faculty of Technology, University of Tlemcen  
Tlemcen, Algeria.

E-mail : [salimttl@yahoo.fr](mailto:salimttl@yahoo.fr), [abrim2002@yahoo.fr](mailto:abrim2002@yahoo.fr)

**Abstract-** The presented work in this paper proposes a technique for bi-band printed antenna arrays bandwidth enlargement using log periodic concept. The employed radiating elements are of multi-layer type fed through a slot in the ground plane. To achieve this purpose, a rigorous method of analysis which is the method of moments has been retained. For the bi-band linearly array, two architectures operating in C and X band are proposed and designed. For the circularly polarized arrays, two topologies are used destined for GPS system with a right and left circular polarization. Both of them give good performance in matching. The presented simulation results confirm the good performance of the proposed technique.

**Key-Words** - Log periodic arrays, linearly and circularly polarized antennas, analysis, synthesis, optimization, design, method of moments, ADS / Momentum, Global Positioning System.

### I. INTRODUCTION

The importance of the broadband systems is being confirmed every day. The increasing of the future telecommunications terminals standards, the operation of microwave signals in the medical field, the development of landmines detectors require the use of broad band antenna. Many antennas use a wide frequency range; from this antenna we find log periodic antennas. They meet two concepts, one of them is defined by antennas based on angles and the other is defined by multiple element antennas whose the length and the gap between the components is increasing steadily in a geometrical progression.

These antennas are defined by their characteristic which is independent of frequency ie by a wide bandwidth, constant impedance over the entire frequency range, maximum gain and good directivity.

Antennas analysis requires a large number of electromagnetic (EM) simulations. The characterization of antennas requires the use of software using rigorous numerical methods as integral equations solved by the method of moments (MoM: Moment method). Such EM simulations are very expensive in CPU time which increases dramatically with the number of unknowns obtained from the discretization of the studied structure [1-3].

The objective of this work is to design a bi-band linearly and circularly polarized log periodic printed antenna arrays. The linearly operating in C and X band and the circularly arrays operate in the bands (L1 and L2) of the respective frequency GPS 1575.42 MHz and 1227.60 MHz.

### II. DESIGN PROCESS

Most mobile satellite communications systems, geostationary they are or in low or elliptical orbits, they require antennas with circular polarization which possess also a radiation diagram almost-omnidirectional in azimuth.

The advantage of circular polarization lies in the small depolarization of the wave when going through the ionosphere (Faraday Effect) and in an easier detection of reflections related to multipath. Indeed, between the transmitter and

receiver, radio waves are subject to multipath related to electromagnetic phenomena that are reflection, refraction by dielectric media, diffraction by the edges or depolarization. These phenomena are more complex than a large number of objects interrupting the path of the waves exists (buildings, vehicles, outdoor relief, walls, furniture, people indoors, etc ...), and they can lead to a degradation of the communication link during radio communication.

In this part, we propose architecture of an antenna array with right circular polarization (RHCP) and left circular polarization (LHCP) with a unique port power supply where each element is linearly polarized in its resonant frequency. Circular polarization is achieved by having a subarray of  $2 \times 2$  elements with a spatial orientation and a temporal phase shift along  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ . The purpose of these different orientations of the radiating elements is to generate two orthogonally polarized fields, when the -3 dB couplers (ring and branches coupler) are used to provide the required amplitude and phase to generate circular polarization (Fig. 1).

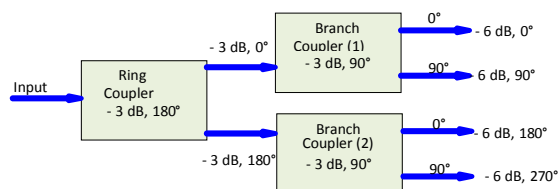


Fig.1. Block diagram of the power supply circuit to obtain circular polarization.

In the development of this network, we used two procedures. The first one is to develop the supply circuit and the second is to associate it with the log-periodic antenna. The power supply circuit used to obtain circular polarization has the following characteristics:

- A  $90^\circ$  phase shift between two consecutive output ports,
- An amplitude level - 6 dB relative to the maximum of each output.

The circuits used are:

- A coupler - 3 dB,  $180^\circ$  selected (hybrid ring rat-race), it is a four-port coupler.
- A branch coupler - 3 dB,  $90^\circ$  allowing to divide the incident signal into two output signals of same amplitude and phase shifted by  $90^\circ$  with respect to each other. A matched load must be placed on one of the ports end in order to absorb the reflected signal by each output in order to ensure good insulation.

The supply circuits mask developed from architectures shown in Fig. 1, one for the right circular polarization (RHCP) (Fig. 2. (A)) and the other for the left circular polarization (LHCP) (Fig. 2. (b)).

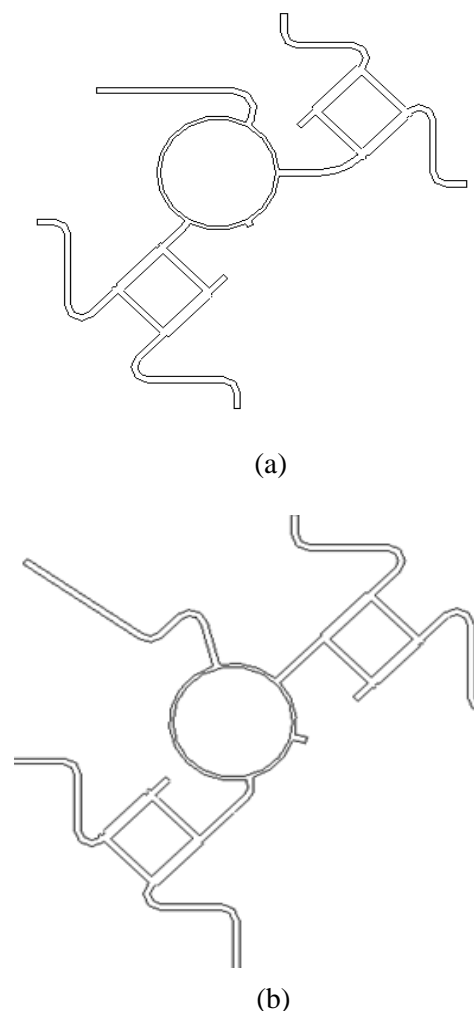


Fig.2. (a) Mask of the circuit to right circular polarization. (b) Mask of the circuit to left circular polarization.

### III. FORMULATION

In general the geometry of any antenna that is the multiplicity of that which is adjacent. There is a relationship between them remains constant throughout structure. If  $L_n$  represents one dimension of  $n^{\text{th}}$  cell and  $L_{n+1}$  is the  $(n+1)^{\text{th}}$  cell is found then the relationship: The log-periodic structure is the result of a cell dimensions of a period to another where the performance is periodic with the logarithm of the frequency [4-7].

The patch length  $L$  and width  $W$  between two adjacent elements were related initially to the scale factor  $\tau$  by:

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

If one multiplies all dimensions of the array by with  $\tau$  the element  $n$  become  $n+1$  and the element  $n+1$  become the element  $n+2$ . Consequently the array will have the same radiation properties at all the frequencies which are connected by the scaling factor  $\tau$ .

$$f_1, f_2 = \tau \cdot f_1, f_3 = \tau^2 f_1, f_4 = \tau^3 f_1 \quad (2)$$

Note that:

$$\ln \frac{f_2}{f_1} = \ln \tau; \ln \frac{f_3}{f_1} = 2 \ln \tau \quad (3)$$

### IV. ANTENNA SPECIFICATIONS

In general, a printed antenna can be power supplied either by a coaxial probe, or by microstrip line in the plane of the radiating element. In this case, a stray radiation of the supply line is added to that of the antenna. To resolve this problem, a new power configuration is proposed (Fig. 3). It is based on the separating between the antenna and the microstrip line by a ground plane. A layer of air is inserted between the ground plane and the substrate on which lies the antenna. This can make it possible to increase

the bandwidth efficiently. In addition, instead of having a direct coupling, there is an electromagnetic coupling via a slot in the ground plane.

- The antenna characteristics that are used:
- The radiating elements are in square form of a side  $W$ , printed on a substrate of relative permittivity  $\epsilon_{r1} = 2.2$ , of a height  $H_1 = 1.52$  mm and a loss tangent  $\text{tg}\delta_1 = 0.001$ .
- A layer of air of height  $H_2 = 15$  mm located below the radiating elements in order to increase the bandwidth.
- A power supply via a coupling slot of a length  $L_f$  and a width  $W_f$  located in the ground plane.
- A microstrip line of width  $W_f$ , characteristic impedance  $Z_c = 50 \Omega$  ended with a stub length  $L_s$ . This line, located below the ground plane, lies on a substrate layer of relative permittivity  $\epsilon_{r3} = 2.2$ , of height  $H_3 = 0.762$  mm, and loss tangent  $\text{tg}\delta_3 = 0.002$ .

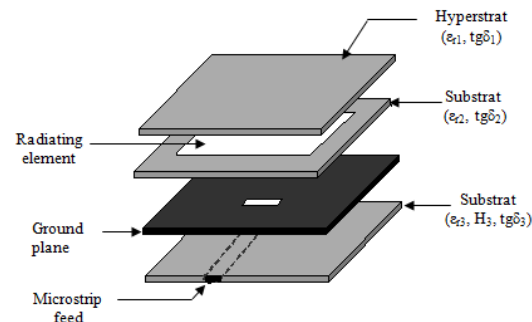


Fig.3. Structure of the antenna used.

### V. BI-BAND LINEARLY POLARIZED PRINTED LOG PERIODIC ANTENNAS ARRAYS

These kinds of arrays are designed to operate in the desired frequency band. Serial feed is applied by using printed straight line with branches to each radiating element.

#### A. Log periodic antenna arrays operating in C band [4.54-6.41] GHz

We present in fig. 4, the return loss result of each radiating element. The periodicity factor is selected to be:  $\tau = 1.044$ .

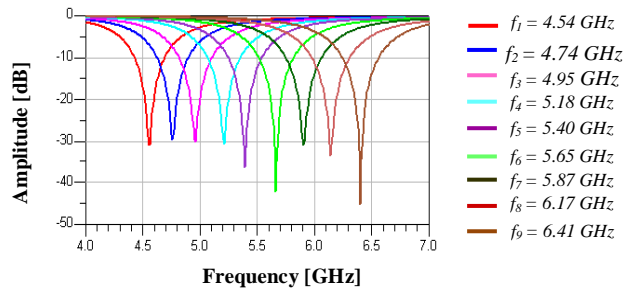


Fig. 4. Return loss of each radiating element.

In this plot, reflection coefficient is occurred with amplitude level less than -29 dB at the resonance frequency of each antenna.

### B. Log periodic antenna arrays operating in X band [9-11] GHz

The computed return losses of each antenna are displayed from 8.5 GHz to 11.5 GHz in fig. 5. The periodicity factor is selected to be  $\tau = 1.025$ .

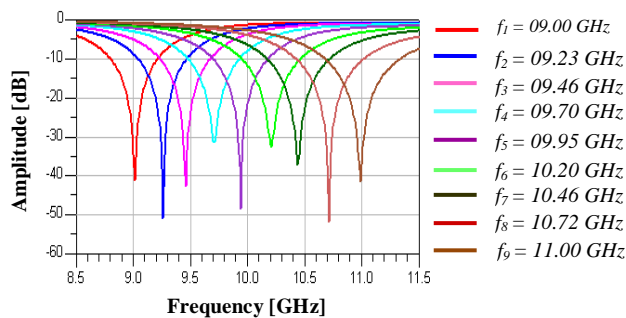


Fig. 5. Return loss of each radiating element.

According to fig. 5, an excellent result is obtained since the levels of the return loss are less than -30 dB.

### C. Bi-band Log periodic antenna arrays operating in C and X bands

In this section, we will present the association of the matched arrays in order to get a single array with two architectures operating in the desired C and X bands. The antennas arrays are optimized using an equivalent model under ADS. The topology of the arrays are presented in Fig. 6.

The obtained results of the arrays are shown in Fig. 7.

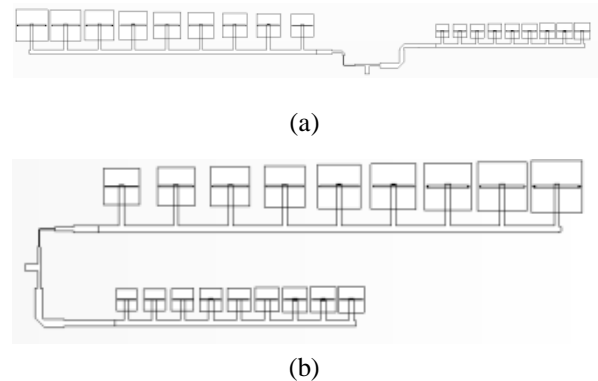


Fig. 6. log-periodic antenna arrays topologies operating in C and X bands.

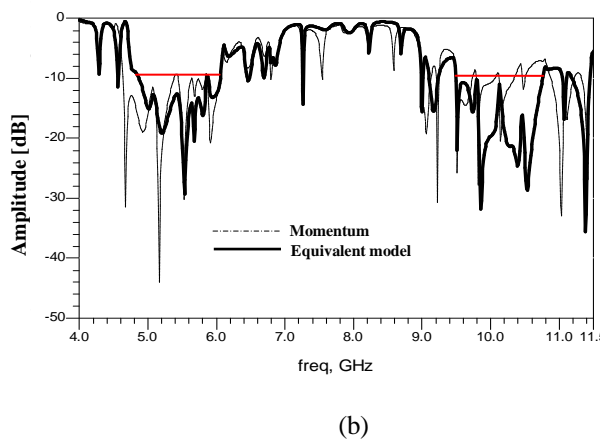
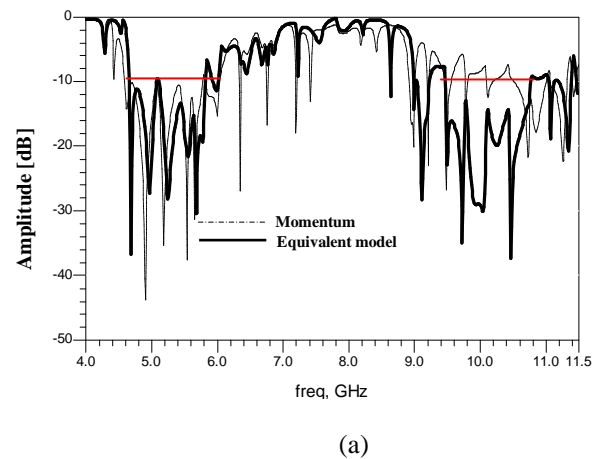


Fig. 7. Return loss of log-periodic antenna arrays operating in C and X bands presented in Fig. 6 obtained with Momentum and the equivalent model.



From Fig. 7 (a) and (b), notice the appearance of picks less than -20 dB in the two desired bands C and X, this mean a good matching. An excellent agreement is achieved between the two graphs especially in the C band operation.

#### V. BI-BAND CIRCULARLY POLARIZED LOG PERIODIC ANTENNAS ARRAY DESIGN

In order to have a circular polarization in the operating bands L1 and L2 of the GPS, we determined (using the log-periodic concept) as shown on the table 1, four antennas covering the frequency range from 1.1 GHz to 1575 GHz. To link them with the power circuit, the periodicity factor is chosen as 1.127.

Table 1: Frequency and size of the radiating elements.

Elements	Frequency [GHz]	W = L [mm]
1	1.10	107.80
2	1.23	95.65
3	1.39	84.87
4	1.57	75.30

The reflected powers at the input of each antenna are presented in Fig 8.

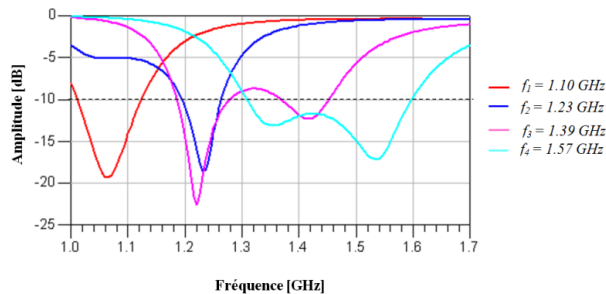


Fig. 8. Reflection coefficients at the entrance of each antenna.

The reflection coefficient shown in fig. 8 for different used antennas reflect a good adaptation to the resonance frequency of each antenna because it is less than -10 dB, a dual-band character is found for the third element, the

second frequency is 1.22 GHz, and a broad band is obtained for the fourth element.

In what follows, we shall link the four adapted antennas each to its resonant frequency with suitable couplings in the operating frequency band [1.1 to 1.575 GHz] simulated in order to have the right circular polarization RHCP and left circular LHCP.

#### A. Right circular polarization RHCP

The obtained mask of Log-periodic antennas is shown in Fig. 9.

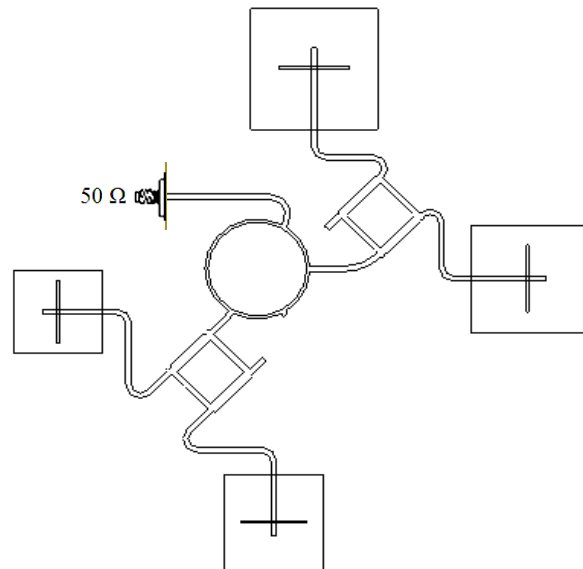


Fig. 9. Mask of the RHCP log-periodic antenna array.

The reflected power of right circular polarization array is shown in Fig. 10 in the band [1.10 to 1.70 GHz].

From this figure, the peak corresponds to the resonance frequency in the band L2 is in the range of -31.68 dB with a band of 4.27% ( $S_{11} < -9.54$  dB), and the one that corresponds to the resonance frequency in the L1 band is in the range of -25.97 dB with a band of 4.71%. This confirms the good results obtained in terms of adaptation.

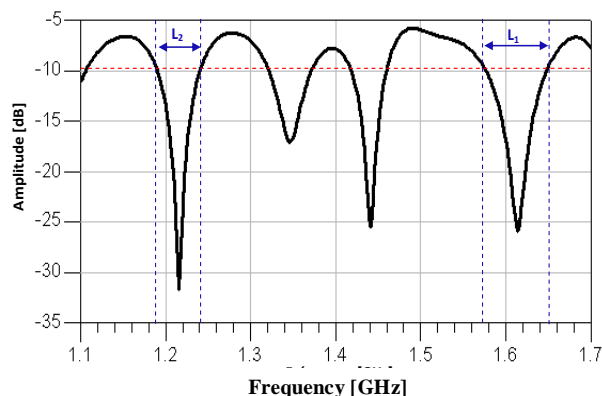


Fig.10. Reflection coefficient for the right circular polarization array.

### B. Left circular polarization LHCP

The subnet mask of the Log-periodic antennas is shown in Fig. 11.

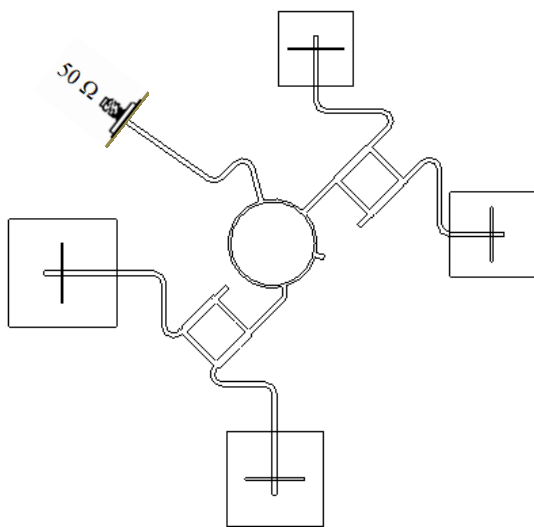


Fig.11. Mask of the LHCP log-periodic antenna array.

The reflected power of the array with left circular polarization is presented in Fig. 12 in the band [1.10 to 1.70 GHz].

From this figure, the peak corresponding to the resonance frequency in the band L2 is in the range of  $-30.74$  dB, with a band of 6.61% ( $S_{11} < -9.54$  dB), the one that corresponds to the resonance frequency in the L1 band is in the range of  $-13.35$  dB with a band of 4.74%.

This confirms the good coverage of the operating frequency bands in both GPS L1 and L2.

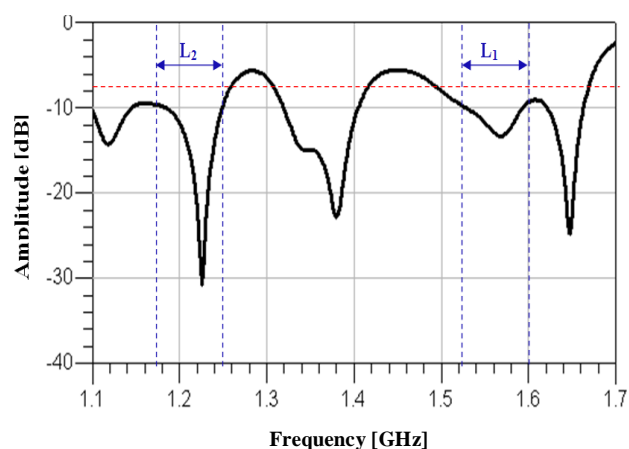


Fig. 12. Reflection coefficient for the left circular polarization array.

## VI. CONCLUSION

In this paper we presented the log periodic antenna arrays based on linear operating in C and X band. Circularly right and left polarized arrays operating in both operation bands of the GPS system are also designed. The proposed printed antenna arrangement has shown the efficiency of this technique in the improvement of the bandwidth and obtaining a dual band characteristic. Good performance in terms of matching is achieved. The designed arrays can employed for satellite applications



## REFERENCES

- [1] M. Abri, N. Boukli-hacene et F. T. Bendimerad, « Application du Recuit Simulé à la Synthèse des Réseaux d'Antennes Imprimées en forme d'anneaux » *Annales des télécommunications*, 60, N°11-12, pp. 1424-1440, 2005.
- [2] M. Abri, N. Boukli-hacene, F. T. Bendimerad and E. Cambiaggio, “ Design of a Dual Band Ring Printed Antennas Array”, *Microwave journal*, vol. 49, no. 5, pp. 228-232, May. 2006.
- [3] M. Abri, N. Boukli-hacene and F. T. Bendimerad, “Ring printed antennas arrays radiation. Application to multibeam”, *Mediterranean Microwave Symposium*, Marseille, France, June 2004.
- [4] Abri. M., Bendimerad. F. T., Boukli-hacene. N and Bousahla. M., ‘A Log Periodic Series-Fed Antennas Array Design Using a Simple Transmission Line Model’, *International Journal of Electronics and Communication Engineering* Volume 2, Number 3, pp. 161–169, 2009.
- [5] G. Kumar, K. C. Gupta. Nonradiating edges and four edges gap-coupled multiple resonator broadband microstrip antennas. *IEEE Trans Antennas Propag.* 1985, 33:173–178.
- [6] Rahim. M. K. A and Gardner. P. The design of Nine Element Quasi Microstrip Log-periodic Antenna. *IEEE RF and Microwave Conference* 2004, 5 -6 October 2004, pp. 132- 135.
- [7] Rahim. M. K. A, Ahmad. M. R, Asrokin. A and Aziz. M. Z. A. A. The Design of UWB antenna using log Periodic Technique. *Loughbrough Antennas and Propagation Conference (LAPC* 2006), 2nd - 3rd April 2006, Loughbrough, U.K. ]

**Résumé :** Les systèmes de transmission en espace libre utilisant des antennes imprimées présentent de nombreux avantages. Ces systèmes répondent aux contraintes de mobilité, à la facilité d'accès et selon la fréquence utilisée, ils peuvent avoir une portée suffisante sans amplification. Le choix de ces antennes se fait en fonction des contraintes de l'application telles que : bande passante, gain, cout, couverture, poids, etc. L'intérêt des systèmes large bande se confirme jours après jours. La multiplication des standards des futurs terminaux de télécommunications, l'exploitation des signaux hyperfréquences dans le domaine médical, etc nécessitent l'usage des antennes large bandes. De nombreuses antennes utilisent une large gamme de fréquence, telles que les antennes log périodiques. Ces antennes répondent à deux concepts, l'un se réduit à des antennes définies par des angles et l'autre se définit par des antennes à éléments multiples dont la longueur et l'intervalle entre les éléments s'accroissent de façon régulière en progression géométrique. Ces antennes s'expriment par leurs caractéristiques indépendantes de la fréquence, à savoir par une large bande passante, une impédance constante sur toute la gamme de fréquence, un gain maximum et bonne directivité. Ce travail porte sur l'étude et la conception de réseaux d'antennes imprimées large bande mono-couche et multi-couches à polarisations diverses, utilisant un concept log périodique pour les besoins de télécommunications. Plusieurs structures seront proposées et simulées afin d'élargir la bande passante en employant un modèle électrique équivalent. Une méthode rigoureuse d'analyse qui est la méthode des moments sera utilisée pour l'analyse de ces réseaux d'antennes. La technique d'alimentation utilisée est celle par ligne micro ruban. Les réseaux conçus d'antennes doivent présenter de bonnes performances en qualité d'adaptation et de polarisation.

**Mots clés :** réseau d'antennes imprimées, concept log périodique, analyse, conception, optimisation, polarisation circulaire, méthode des moments, modèle équivalent.

**Abstract :** Free space transmission systems using printed antennas have many advantages. These systems meet the mobility constraints, accessibility and they may have sufficient range without amplification depending on the used frequency. Choosing these antennas is based on the application constraints such as bandwidth, gain, cost, coverage, weights, etc. The advantage of broadband systems is confirmed day after day. Standard multiplication of future telecommunications terminal, the operation of microwave signals in the medical field, etc. require the use of broadband antennas. Many antennas use a wide frequency range, such as log-periodic antennas. These antennas correspond to two concepts, one is reduced to antennas defined by angles and the other is defined by multiple elements antennas whose length and interval between the elements are increasing steadily in a geometric progression. These antennas are expressed by their frequency independent characteristics, namely by a wide bandwidth, a constant impedance across the entire frequency range, a maximum gain and a good directivity. This work focuses on the study and design of broadband printed antenna arrays monolayer and multilayer at various polarization, using a log periodic concept for telecommunications needs. Several structures are proposed and simulated in order to expand the bandwidth using an equivalent electrical model. A rigorous method of analysis which is the method of moments will be used for the analysis of these antenna arrays. The used feeding technique is the microstrip line feeding. The designed antenna arrays should have good performance of adaptation and polarization quality.

**Keywords:** antenna array printed, log periodic concept, analysis, design, optimization, circular polarization, method of moments, equivalent model.

**المخلص :** أنظمة الإرسال في الفضاء الحر باستخدام الهوائيات المطبوعة تعطي العديد من المزايا. هذه النظم تلبى قيود التنقل وإمكانية الوصول و قد يكون لديها المدى اللازم دون الحاجة إلى التضخيم حسب الترددات المستخدمة. ويستند إختيار هذه الهوائيات على قيود التطبيقات مثل عرض النطاق الترددي، والربح، والتكلفة، والتغطية، والأوزان، الخ. وقد تأكدت الإستفادة من أنظمة النطاق العريض يوما بعد يوم. تضاعف مقاييس أطراف الاتصالات المستقبلية، استغلال إشارات الميكروويف في المجال الطبي، الخ... تتطلب إستخدام الهوائيات واسعة النطاق. العديد من الهوائيات تستخدم نطاق الترددات الواسعة، مثل الهوائيات ذات السجل الدوري. هذه الهوائيات تتوافق مع مفهومين، الأول يعتمد على الهوائيات المعرفة بالزوايا والآخر يعرف بالهوائيات ذات العناصر المتعددة و التي طولها و المسافة الفاصلة بين العناصر تتزايد بشكل مطرد في متوالية هندسية. يتم التعبير عن هذه الهوائيات عن طريق الخصائص المستقلة عن التردد، و نذكر هنا عرض النطاق الترددي الواسع، ومقاومة مستمرة عبر كامل النطاق الترددي، والحد الأقصى للربح والاتجاهية الجيدة.يركز هذا العمل على دراسة وتصميم شبكة من الهوائيات المطبوعة واسعة النطاق ذات طبقة واحدة ومتعددة الطبقات بمختلف الاستقطابات، وذلك باستخدام مفهوم الهوائيات ذات السجل الدوري للاستجابة عن احتياجات الاتصالات. و اقترح العديد من الهياكل التي تمت محاكاتها من أجل توسيع عرض النطاق الترددي باستخدام نموذج كهربائي مكافئ. و هناك طريقة ممتازة للتحليل ألا و هي طريقة العزم والتي سوف تستخدم لتحليل هذه الشبكة من الهوائيات. تقنية التغذية المستخدمة هي تقنية الخط الميكرو- شرائطي. شبكة الهوائيات المصممة لديها الأداء الجيد من حيث جودة التكيف و الاستقطاب.

**كلمات البحث:** شبكة الهوائيات المطبوعة، مفهوم السجل الدوري، تحليل، تصميم، تطوير، طريقة الاستقطاب الدائري، طريقة العزم، النموذج المكافئ.