

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique
Université SAAD DAHLEB BLIDA -1-
Institut d'Aéronautique et d'Etude Spatial IAES
Département de construction



En vue de l'obtenir du diplôme de Master en Aéronautique
Option : Avionique

Thème

Conception et réalisation d'une antenne large bande à balun intégré

Réalisé par :

Mr. HADJ YUCEF Fouad

Mr. SELLOUM Ouassim

Encadré par :

Mme Lila MOUFFOK

Année universitaire : 2017- 2018



Dédicaces

À ma très chère mère, que j'aurais aimé qu'elle soit parmi nous, mais le bon dieu en a décidé autrement « Allah yarhamha ».

À Mon très cher père pour son amour et ses encouragements et sacrifices dont il a fait preuve durant toute cette dure période pour m'enseigner et faire de moi ce que je suis aujourd'hui.

À ma très chère sœur Iman et mon très chér frère Bilal et toute ma famille sans exception.

À ma nouvelle nièce 'Safia hibat el-rahman' que dieu elle garde

À ma future femme.

À mes amies : Jitou, Abdesslam, Yasser, Ghanou, Nazim, Brahim, Hacem, Malek, Walid, Cussama, Zamou, Zaki, Djaber, Chaouki.

Et à ceux que j'oublie.

Fouàd

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

À mes chers parents qui m'ont aidé et encouragé durant toute ma vie et mes études.

À ma future femme Hassaine boutheina.

À mes chers frères : Hani, Ramzi et Ulyes.

À mes chères sœurs : Sarah, Houda, Narimane, Atlaa, Athlem.

À toute ma famille sans exception.

À tous mes amis : Mohamed, Yasser, Ghanou, Nazim, Brahim, Chawki, Walid, Oussama, Zamou, Zaki, Bilel, Sakher, Hassan, Makiko, Haroun, Abdesslam.

Duassim

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions ALLAH, le tout puissant sans sa volonté rien n'est possible, qui nous donne de l'aide, du courage et de la patience afin de réaliser ce travail.

En premier lieu, on exprime nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre promotrice Mme Lila Mouffok pour toute l'aide et la patience. Ses conseils, ses remarques, ses directives scientifiques et pédagogiques, ses encouragements et son soutien qui nous ont été très utiles pour l'accomplissement réussi de ce travail et sans elle ce mémoire n'aurait jamais vu le jour. Nous la remercions pour toutes les connaissances qu'elle nous a apportées.

En second lieu, nous tenons à remercier le corps professoral et administratif de l'Institut de l'Aéronautique et des Etude Spatial (IAES), pour la richesse et la qualité de leur enseignement et qui déploient de grands efforts pour assurer à leurs étudiants une formation actualisée.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

Nous sommes reconnaissants à Mme Bitchikh Mounira, maître de recherche au centre des technologies avancées (CDTA) de baba Hassan de nous avoir aider à mesurer le prototype conçu.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Résumé

L'objectif de ce travail consiste en la conception, la simulation et la réalisation d'une antenne large bande compacte à balun intégré. D'abord un état de l'art sur les antennes larges bandes ainsi que sur les balun a été effectué. Ensuite, une antenne large bande de forme bowtie à balun intégré a été étudiée et réalisée. Cette structure antennaire a été simulée avec le simulateur électromagnétique CST MWS 2017. Une bonne concordance entre la simulation et la mesure a été obtenue.

Abstract

The purpose of this work is to design, simulate and realize a compact broadband antenna with an integrated balun. Firstly, a state of the art on broadband antennas and balun has been done. Then, a bowtie-shaped broadband antenna with an integrated balun was studied and realized. This antennal structure was simulated with the electromagnetic simulator CST MWS 2017. A good agreement between the simulation and the measurement was obtained.

ملخص

هدفنا من هذه المذكرة هو تصميم ومحاكاة وإنجاز هوائي ذي النطاق العريض مع بالون مدمج. أولاً قمنا بدراسة خصائص ومميزات هوائيات النطاق العريض والبالون أيضاً ثم تمت دراسة وإنجاز هوائي عريض النطاق على شكل فراشة مع بالون مدمج، وتمت عملية التصميم والمحاكاة باستخدام CST-MICRO WAVE 2017. النتائج التي تم الحصول عليها تؤكد توافق كبير بين المحاكاة والقياس.

Table des matières

Remerciements	IV
Résumé.....	V
Liste des figures.....	IX
Liste des tableaux	XI
Liste d'acronymes	XII
Introduction générale	XIII
CHAPITRE 1 : Etat de l'art des antennes larges bandes	2
1.1 Introduction	2
1.2 Classification des antennes imprimées larges bandes.....	2
1.2.1 Les antennes indépendantes de la fréquence	2
1.2.1.1 Les antennes équi-angulaires	3
1.2.1.2 Les antennes log-périodiques.....	5
1.2.2 Les antennes élémentaires	6
1.2.2.1 L'antenne biconique	6
1.2.2.2 L'antenne bowtie.....	7
1.2.2.3 L'antenne monopole planaire	8
1.2.3 Les antennes à transition progressive.....	9
1.2.3.1 Les antennes vivaldi	9
1.2.3.2 L'antenne volcanosmoke	10
1.3 Conclusion.....	11
CHAPITRE 2 : Etat de l'art des baluns.....	13
2.1 Introduction	13
2.2 Classifications des baluns large bande.....	14
2.2.1 Balun marchand	14

2.2.2 Balun progressif.....	16
2.2.2.1 Balun progressif coaxial	16
2.2.2.2 Balun progressif planaire	18
2.2.3 Coupleur hybride 180°	20
2.2.4 Transition entre une ligne micro-ruban et une ligne coplanaire strip-line	21
2.3 Conclusion.....	28
CHAPITRE 3 : Antenne bowtie à balun intégré	30
3.1 Introduction	30
3.2 Présentation du simulateur CST Microwave Studio.....	30
3.3 Antenne bowtie alimentée par un « discret port »	31
3.4 Etude paramétrique	33
3.4.1 Influence du paramètre Wadd.....	33
3.4.2 Influence du gap X.....	34
3.4.3 Influence de la longueur Lp.....	34
3.4.4 Influence de la largeur Wp	35
3.5 Antenne bowtie alimentée avec balun	36
3.6 Etude paramétrique	38
3.6.1 Influence de la dimension Lt	38
3.6.2 Influence de la longueur Lcps.....	39
3.6.3 Influence de largeur Wcps.....	39
3.6.4 Influence de nombre des vias	40
3.6.5 Influence de l'inclinaison de plan de masse de la transition	41
3.7 Réalisation et mesure de l'antenne bowtie à balun intégré.....	43
3.8 Comparaison de notre antenne avec celle de la référence [19]	45
3.9 Conclusion.....	46

Conclusion générale et perspectives	47
Références bibliographiques	49

Liste des figures

Figure 1. 1 (a) Antenne log-spiral sur cavité (b) Sa réalisation.	3
Figure 1. 2 Antenne spirale conique (a) Vue de côté et dessus (b) Exemple de réalisation.	4
Figure 1.3 (a) Antenne log-périodique circulaire (b) Antenne log-périodique trapézoïdale (c) Antenne dipôle.	5
Figure 1. 4 (a) Antenne biconique finie (b) Sa réalisation.	6
Figure 1. 5 (a) Antenne papillon et ses paramètres (b) Sa réalisation.	7
Figure 1. 6 Monopôle planaire rectangulaire	8
Figure 1. 7 (a) Antenne Vivaldi antipodale (b) Sa réalisation.	9
Figure 1. 8 (a) Antenne volcano smoke et ses paramètres (b) Sa réalisation.	10
Figure 2. 1 Schéma d'une transformation d'une ligne déséquilibrée à une ligne équilibré [10].....	13
Figure 2. 2 Balun marchand [12].....	14
Figure 2. 3 Différentes formes du balun marchand planaire.....	15
Figure 2. 4 (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous de l'antenne dipôle alimenté avec un balun marchand.	15
Figure 2. 5 Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle sans balun.....	15
Figure 2. 6 Comparaison entre le coefficient de réflexion simulé et mesuré de la structure complète.	16
Figure 2. 7 Transformateur balun effilé.....	17
Figure 2. 8 Antenne dipôle alimenté par un balun coaxial.	17
Figure 2. 9 (a) Antenne horn alimenté par un balun coaxial (b) Câble coaxial (c) Structure du balun (d) Suppression d'un angle de θ par rapport au conducteur externe du coaxial.....	18
Figure 2. 10 Balun progressif planaire.	19
Figure 2. 11 Coefficient de réflexion du balun.	19
Figure 2. 12 Structure complète d'une spirale alimentée par un balun progressif.	19
Figure 2. 13 Antenne alimentée par un coupleur hybride 180°.	20

Figure 2. 14 Antenne spirale alimentée par un coupleur hybride 180°.	21
Figure 2. 15 Le coefficient de réflexion à l'entrée du coupleur.	21
Figure 2. 16 (a) Structure de transition (b) Vue de coté de chaque section.	22
Figure 2. 17 Lignes de champ électrique à diverses sections transversales le long de la transition.	23
Figure 2. 18 Le modèle de la transition avec le plan de masse.	23
Figure 2. 19 Les impédances caractéristiques de transition en fonction de (a) Largeur de plan de masse w_u (b) Longueur de transition.	24
Figure 2. 20 Vue de face et de derrière de la transition.	24
Figure 2. 21 Paramètres $ S_{ij} $, mesuré : ligne en gras, simulé : ligne fine.	25
Figure 2. 22 (a) Vue de dessus et (b) Vue de dessous de l'antenne proposée.	25
Figure 2. 23 Comparaison entre le coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne.	26
Figure 2. 24 Diagramme de rayonnement dans les plans E et H.	26
Figure 2. 25 (a) Vue de face (b) Vue de derrière de balun réalisé.	27
Figure 2. 26 Antenne demi bowtie.	28
Figure 3. 1 Géométrie de l'antenne bowtie.	31
Figure 3. 2 Coefficient de réflexion de l'antenne.	31
Figure 3. 3 Variation du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne en fonction de la fréquence.	32
Figure 3. 4 Le gain réalisé maximal en fonction de la fréquence.	32
Figure 3. 5 Les diagrammes 3 dimensions de 2, 2.5, 3, 3.5, 4, 4.5, 5, 6, 9 et 13 GHz.	33
Figure 3. 6 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de W_{add} (mm).	33
Figure 3. 7 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs du gap X (mm).	34
Figure 3. 8 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_p (mm).	35
Figure 3. 9 L'angle d'inclinaison en fonction de W_p .	35
Figure 3. 10 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de W_p (mm).	36
Figure 3. 11 Géométrie du balun (a) Vue du dessus (b) Vue du dessous.	37

Figure 3. 12 Dimensions de la structure totale (bowtie + balun intégré) (a) Vue du dessus(b) Vue du dessous.	38
Figure 3. 13 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Lt (mm).....	38
Figure 3. 14 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de lcps (mm).	39
Figure 3. 15 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de wcps (mm).	40
Figure 3. 16 Coefficient de réflexion pour différents nombres des vias.	40
Figure 3. 17 Variation de l'inclinaison.....	41
Figure 3. 18 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs inclinaison.	41
Figure 3. 19 L'amplitude maximale de densité de courant sur l'antenne aux fréquences 2.74, 3, 4, 5, 7, 9, 11 et 13.38 GHz.....	42
Figure 3. 20 Le prototype réalisé (a) Vue de face (b) Vue de derrière.....	43

Liste des tableaux

Tableau 3. 1 Comparaison de notre antenne proposée, antenne optimisé et l'antenne de la référence 19	45
--	----

Liste d'acronymes

BALUN	Balanced to Unbalanced
CMA	Conducteur Magnétique Artificiel
CPS	Coplanar Stripline
CPW	Coplanar Waveguide
CST	Computer Simulation Technologie
FIT	Finite Integration Technique
GPS	Global Positioning System
LPDA	Log Periodic Dipole Array
LTE	Long Term Evolution
MCS	Micro Strip Line
SHI	Surface Haute Impédance
TEM	Transverse Electromagnétique
VHF	Very High Frequency
VIA	Vertical Interconnect Access

Introduction générale

Aujourd'hui, les avions civils ou militaires sont de plus en plus performants. De ce fait, ces avions disposent de nombreuses antennes pour remplir différentes missions, telles que la radio navigation, la localisation, des applications radar, des communications. Un des enjeux majeurs dans l'intégration de systèmes large bande dans les avions est notamment la diminution du nombre des antennes et de leur encombrement. En effet, le volume disponible dans ces appareils est très restreint et pour les rendre de plus en plus performants, il est nécessaire de « faire de la place ». De plus, les antennes doivent être facile à réaliser et à faible coût. Pour répondre à ces contraintes, une des solutions est d'utiliser des antennes élémentaires microstrip large bande. Notre choix s'est porté sur l'antenne bowtie. Cependant, ce type d'antenne présente une impédance d'entrée supérieure à 50Ω . Par conséquent, afin de pouvoir réaliser cette structure, il est nécessaire de l'adapter à 50Ω sur une très large bande. La solution qu'on propose est d'introduire un balun compact imprimé sur le plan de l'antenne.

Le manuscrit est organisé en trois chapitres. Le premier chapitre définit et décrit les différents types d'antennes larges bandes ainsi qu'un état de l'art sur ces structures a été fait. A partir de ce premier chapitre, de nombreuses antennes, telles que les dipôles, les spirales et le bowtie requièrent une alimentation équilibrée, ce qui nous a mené à étudier les baluns qui sont des dispositifs d'adaptation s'insérant entre l'antenne et le dispositif d'alimentation dans le second chapitre. De plus, un état de l'art sur les baluns a été présenté. Le troisième chapitre consiste à étudier et réaliser une antenne bowtie large bande compact à balun intégré. On utilisera le logiciel CST Microwave Studio qui est un outil de simulation 3D.

CHAPITRE 1

Etat de l'art des antennes larges bande

CHAPITRE 1 : Etat de l'art des antennes larges bandes

1.1 Introduction

Les systèmes aéroportés comportent de multiples antennes afin de répondre à différentes applications : radar, communication, navigation, identification, etc....

La mise en œuvre de ces fonctions se traduit par un besoin d'implémenter de nombreuses antennes sur des porteurs. L'ensemble de ces moyens nécessite des besoins en termes de bande passante pouvant s'étendre de la bande VHF à la bande Ka, et d'un rayonnement sur un secteur angulaire large autour du porteur. Une des voies possibles pour réduire cette complexité est de regrouper le maximum de fonctions au sein de la même antenne. Dans ce but, l'utilisation d'une antenne planaire large bande compact intégré sur le porteur est intéressante. Par définition une antenne peut être considérée comme large bande à partir de 5% de bande relative ou bien une octave suivant le ou les critères que l'on s'impose.

1.2 Classification des antennes imprimées larges bandes

Les antennes larges bandes peuvent être réparties en trois classes différentes, selon leurs formes et leurs spécificités :

1.2.1 Les antennes indépendantes de la fréquence

C'est des antennes dont la géométrie doit être uniquement définie par des angles et ses dimensions infinies. Le fonctionnement de ces antennes part du principe que si toutes les dimensions de la structure sont modifiées d'un facteur K alors seule la fréquence de résonance sera décalée de ce même facteur. Elles ont la particularité de présenter un diagramme de rayonnement, une impédance d'entrée ainsi qu'une polarisation virtuellement inchangée sur une bande de fréquences quasiment infinie. En guise d'exemple pour cette classe d'antennes, on peut noter deux grands groupes : les antennes

équi-angulaires (antenne spirale logarithmique, antenne spirale conique) et les antennes log-périodiques [1].

1.2.1.1 Les antennes équi-angulaires

a. Antenne spirale logarithmique

L'antenne spirale équiangulaire ou logarithmique (figure 1.1) fait partie des antennes indépendantes de la fréquence, puisqu'elle peut être définie uniquement par ses angles. Son équation en coordonnées polaires (φ, θ) peut s'écrire sous la forme :

$$\varphi = ke^{a\theta} \text{ Où } k \text{ et } a \text{ sont deux constantes.}$$

Pour que l'antenne ait une impédance constante, sur toute la gamme de fréquences, il faut que la largeur de la partie rayonnante de l'antenne demeure proportionnelle à la longueur des brins. De plus, si on souhaite que l'antenne garde une structure symétrique, l'antenne doit être constituée de deux brins identiques, chacun de ces brins formant deux spirales de même centre.

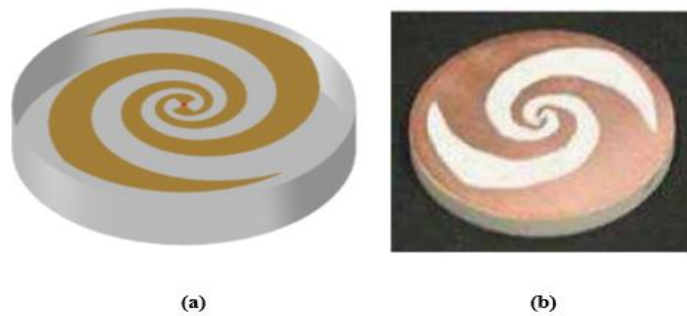


Figure 1. 1 (a) Antenne log-spiral sur cavité (b) Sa réalisation.

La bande passante atteint cependant facilement plusieurs octaves voire même la décade. Elle est limitée, en haute fréquence, par l'espacement au centre des deux brins et en basse fréquence par la longueur maximale des brins de la spirale. En effet, le courant décroît jusqu'à devenir négligeable à mesure que la distance avec le point d'alimentation augmente. Ceci est dû également au fait que la plupart de l'énergie est rayonnée au bout d'une longueur égale à la longueur d'onde, elle est fortement atténuée au-delà.

Chapitre 1 : Etat de l'art des antennes larges bandes

Le rayonnement de l'antenne se fait dans les deux directions normales au plan de l'antenne en polarisation circulaire. L'antenne n'a pas un gain très élevé, de l'ordre de 4 dB mais aux basses fréquences l'antenne présente moins de gain qu'aux hautes fréquences. Par ailleurs, plus la fréquence est basse, plus les parties de la spirale qui vont participer au rayonnement sont éloignées de l'alimentation et donc du centre de l'antenne, et le contraire est juste.

De manière générale, les antennes spirales doivent être alimentées par un signal symétrique en leur centre. La plupart des antennes sont alimentées par un câble coaxial dont l'impédance caractéristique est de 50Ω . L'utilisation d'un câble coaxial n'est pas forcément recommandée pour les spirales. Ce dernier ne permet pas d'offrir une alimentation différentielle stable et ne présente pas la même impédance que celle de la spirale. Pour cela il est nécessaire d'utiliser un symétriseur ou Balun (Balanced Unbalanced).

b. Antenne spirale conique

L'antenne spirale conique (figure 1.2) est la version à 3 dimensions de l'antenne spirale logarithmique, le principe de fonctionnement équiangulaire est donc le même. Cette antenne est constituée d'un cône de diélectrique sur lequel reposent deux spirales de métal s'enroulant sur le cône.

Ainsi, l'antenne conique est une structure entièrement définie par des angles, c'est donc une antenne indépendante de la fréquence. Sa dimension théorique est égale à λ/π .



Figure 1. 2 Antenne spirale conique (a) Vue de côté et dessus (b) Exemple de réalisation.

Les limites de la bande passante sont définies par les rayons minimal et maximal du cône elle couvre une bande passante de quelques octaves. Son impédance d'entrée a l'avantage d'être relativement stable sur toute la bande passante de l'antenne. Le rayonnement pour chaque fréquence de la bande passante s'effectue sur la partie du brin située à une longueur d'onde de la source.

Le diagramme de l'antenne est plutôt unidirectionnel suivant le sommet du cône et son maximum est suivant son axe. Elle est plus directive que l'antenne log-spiral plane. La polarisation de cette antenne est circulaire sur l'ensemble de la bande passante.

1.2.1.2 Les antennes log-périodiques

Les antennes log-périodique ont été présentées par DuHamel et Isbell [2] [3]. Les propriétés de celles-ci changent périodiquement avec le logarithme de la fréquence. Elles englobent trois principes de base de conception. Le premier est le concept de "l'angle" qui est une approche de conception où la géométrie de la structure d'antenne est décrite complètement par des angles plutôt que des longueurs tel qu'une antenne biconique infinie. Le deuxième principe se sert du fait que l'impédance d'entrée d'une antenne identique à son complément est indépendante de la fréquence. Ces deux principes sont présentés bien dans la référence [4]. Le troisième principe est utilisé pour concevoir une antenne telle que ses propriétés électriques se répètent périodiquement avec le logarithme de la fréquence. Il existe trois types des antennes log-périodiques : log-périodique circulaire, log-périodique trapézoïdale et le LPDA (Log Periodic Dipole Array), (figure 1.3) [5].

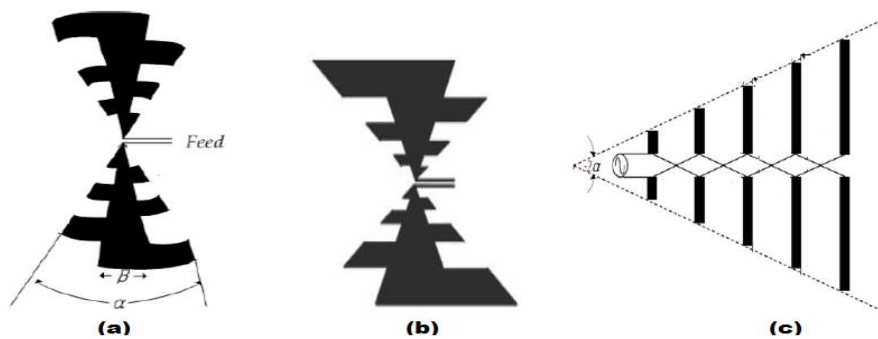


Figure 1.3 (a) Antenne log-périodique circulaire (b) Antenne log-périodique trapézoïdale (c) Antenne dipôle.

La dimension maximale des antennes log-périodique est égale à $\lambda/2$. L'antenne est alimentée en son centre par une ligne bifilaire.

Le rayonnement de cette antenne s'effectue de manière bidirectionnelle par rapport au plan de l'antenne. La polarisation est linéaire suivant la direction des dents de l'antenne [1].

1.2.2 Les antennes élémentaires

En général, les structures d'antennes élémentaires sont considérées comme une évolution des monopôles ou de dipôles simples. Dans cette catégorie, on peut mentionner : l'antenne biconique et sa version planaire l'antenne bowtie, ainsi que les monopôles plans sur plan de masse.

1.2.2.1 L'antenne biconique

Elle est constituée de deux cônes métalliques, dont les sommets se font face et partent à l'infini (voir figure 1.4). Ces cônes sont caractérisés par leur angle d'ouverture α . La différence de potentiel entre les sommets permet de générer des courants de surface le long du cône qui engendrent des ondes sphériques entre les cônes [1].

Dans le cas d'une antenne biconique infinie, l'impédance d'entrée est purement réelle. En pratique, l'antenne biconique est tronquée, ce qui entraîne que l'impédance d'entrée n'est plus purement réelle. En effet, lorsque les cônes sont tronqués, une partie de l'énergie est réfléchi en bout d'antenne. L'antenne biconique finie peut être considérée comme un guide d'onde se terminant par une charge. Cette discontinuité implique que l'on n'a plus affaire à un mode TEM pur : d'autres modes supérieurs existent. Par ailleurs, ce tronçage des cônes permet une augmentation du rapport d'ondes stationnaires et donc une diminution de la bande passante par rapport au cas infini.

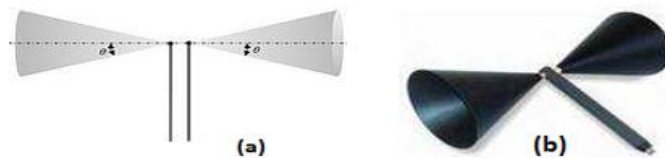


Figure 1. 4 (a) Antenne biconique finie (b) Sa réalisation.

L'antenne biconique finie possède une bande relative de plus 100 % (peut atteindre 150 %), un diagramme de rayonnement omnidirectionnel perpendiculaire à l'axe des cônes et un nul électrique le long de l'axe des cônes. La polarisation est linéaire et un gain maximum typique pour ce type d'antenne est de 4 dBi [6].

1.2.2.2 L'antenne bowtie

L'antenne bowtie appelée également l'antenne papillon est une version planaire de l'antenne biconique finie et est une configuration beaucoup plus simple. Il s'agit donc d'une structure symétrique, bien qu'en comparaison avec l'antenne biconique infinie, son impédance d'entrée est légèrement plus sensible à la fréquence. Les principaux avantages de cette antenne sont la légèreté, la réalisation peu coûteuse pour sa simplicité géométrique et avec un faible encombrement. Il découle que, la largeur de bande de l'antenne bowtie est plus faible que celle de l'antenne biconique, parce que les courants extérieurs sont principalement concentrés sur les bords de l'élément imprimé et ainsi la largeur de bande d'antenne est limitée. La bande passante peut tout de même atteindre des valeurs supérieures à 100% malgré la moins bonne adaptation. Cette antenne est définie par deux principaux paramètres, déduits très facilement dans le cas d'une structure totalement symétrique (la figure 1.5) :

- α est l'angle d'évasement pour une antenne papillon formée par deux triangles.
- H est la hauteur des triangles.

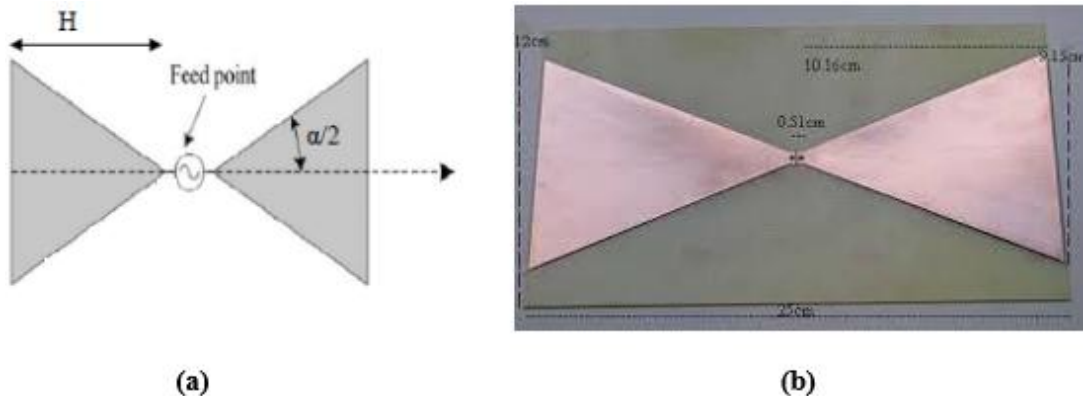


Figure 1. 5 (a) Antenne papillon et ses paramètres (b) Sa réalisation.

Cette antenne a un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à celui de l'antenne avec des gains compris entre 0 dBi et 3 dBi.

L'impédance d'entrée d'une telle antenne reste cependant de l'ordre de 80Ω ou plus, d'où la nécessité d'utiliser un adaptateur d'impédance [7]. La stabilité de l'impédance et le diagramme de rayonnement ainsi que la largeur de bande peuvent être améliorées en appliquant une charge résistive et capacitive en bout ou le long de la structure et différentes technologies d'alimentation.

1.2.2.3 L'antenne monopole planaire

Le monopôle peut avoir différentes formes. Il peut être circulaire, elliptique, triangulaire, trapézoïdale, rectangulaire...etc. Le monopôle est imprimé sur une des faces du substrat, le plan de masse est imprimé sur l'autre face comme l'illustre (la figure 1.6). Ce type d'antennes peut être également réalisé avec l'élément rayonnant perpendiculaire au plan de masse. Les monopôles planaires possèdent une bande passante d'adaptation relative généralement supérieure à 120%. Ils possèdent un rayonnement omnidirectionnel dans le plan H, principalement aux fréquences basses de leur bande passante. Aux fréquences supérieures, le diagramme de rayonnement se déforme assez fortement. Ce type d'antennes est intéressant car elles sont faciles à réaliser et peu encombrantes [8].



Figure 1. 6 Monopôle planaire rectangulaire

1.2.3 Les antennes à transition progressive

Les antennes à transition progressives s'appuient sur l'idée selon laquelle, une antenne peut être considérée comme étant une zone de transition entre un guide d'onde ou tout autre système d'alimentation et l'espace libre. Dans cette catégorie on peut mentionner les antennes Vivaldi, qui présentent un profil de transition elliptique ou exponentielle et aussi l'antenne volcano smoke avec un profil circulaire.

1.2.3.1 Les antennes vivaldi

C'est l'antenne la plus connue de cette catégorie. La transition entre le milieu guidé et rayonné se fait suivant une courbe exponentielle. Il existe plusieurs types d'antennes Vivaldi : l'une d'entre elles est l'antenne Vivaldi antipodale (figure 1.7). C'est une version améliorée de l'antenne vivaldi. L'amélioration se concentre sur la conception de l'alimentation de l'antenne qui met en place une transition d'une ligne micro-ruban (alimentation non équilibrée) à une ligne bifilaire (alimentation équilibrée), l'antenne est alors imprimée sur les deux faces du substrat. La bande passante de ces antennes est très importante et dépasse facilement les 100% (peut atteindre les 170%). Le rayonnement est unidirectionnel et s'effectue suivant le plan du substrat. Ces antennes présentent l'avantage d'offrir un très faible niveau de polarisation croisée. Leur gain varie entre 7 dB et 10 dB, en fonction des transitions choisies [1].

Les applications de ces antennes sont variées : de l'application radar à l'imagerie micro-onde.

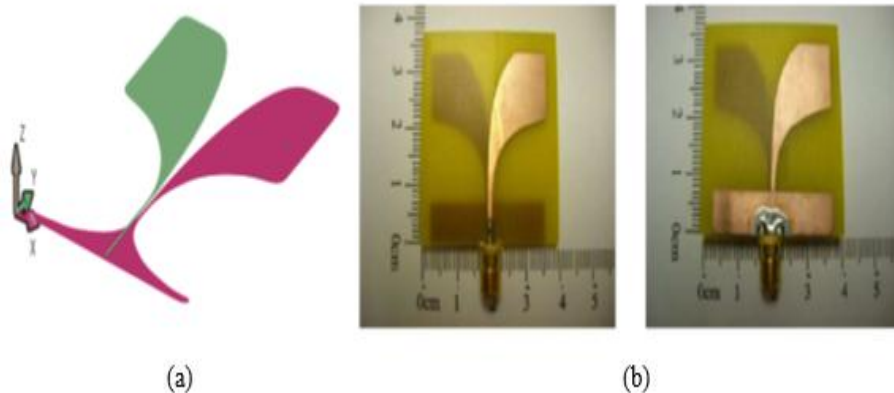


Figure 1. 7 (a) Antenne Vivaldi antipodale (b) Sa réalisation.

1.2.3.2 L'antenne volcanosmoke

L'antenne volcano smoke est proposée par Chang Yong et al [9] en 2011. Elle est constituée d'un monopole circulaire de rayon R_1 alimenté par une ligne à transition progressive. Cette transition est un arc de cercle de rayon R et dont le centre est indiqué sur (la figure 1.8). L'antenne est alimentée par une ligne coplanaire. Les masses de la ligne sont, dans la zone de transition, deux demi-cercles de rayon R_2 . L'antenne présentée possède une bande passante ultra large atteignant la décade (0.5-5 GHz). Elle est omnidirectionnelle dans le plan horizontal et elle a un diagramme de rayonnement conforme à celui attendu par un monopole imprimé.

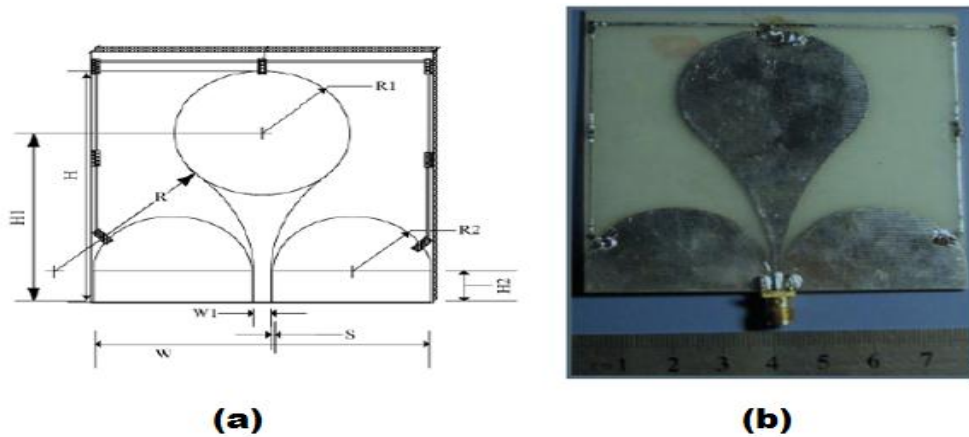


Figure 1. 8 (a) Antenne volcano smoke et ses paramètres (b) Sa réalisation.

1.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents types des antennes larges bandes telles que les antennes log-périodiques, l'antenne bowtie, le monopole planaire et l'antenne Vivaldi. On a regroupé ces antennes selon trois grandes familles : les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes élémentaires et les antennes à transition progressive. Chacune de ces antennes a ses caractéristiques en termes de géométrie, type d'alimentation, bande passante, gain, rayonnement et de polarisation.

Lorsqu'on parle des antennes indépendantes de la fréquence et l'antenne biconique, c'est vrai qu'ils ont une très large bande de fréquence mais leur structure est encombrante et c'est l'inconvénient major qui limite leur utilisation et rend leur intégration difficile dans les aéroports. D'autre part, les antennes symétriques imprimées nécessitent l'utilisation d'une alimentation équilibrée, ce qui conduit à l'utilisation d'un balun afin d'adapter l'antenne au dispositif d'alimentation. Ces baluns sont généralement en 3 dimensions ce qui rend leur utilisation encombrante.

Pour toutes ces raisons, on fait le choix de concevoir une antenne bowtie, car elle possède une géométrie très simple, peu encombrante et peu coûteuse à réaliser. Et comme il est nécessaire d'insérer un balun entre le bowtie et le dispositif d'alimentation, on va essayer de concevoir un balun large bande microstrip imprimé sur le plan de l'antenne afin de garder la structure antennaire compacte et de faible épaisseur.

CHAPITRE 2

Etat de l'art des baluns

CHAPITRE 2 : Etat de l'art des baluns

2.1 Introduction

De nombreuses antennes, tels que les dipôles, les spirales et le bowtie requièrent une alimentation équilibrée. Les câbles coaxiaux sont généralement utilisés pour alimenter différents systèmes, cependant il ne s'agit pas d'une alimentation équilibrée. Pour équilibrer l'alimentation, il est nécessaire d'utiliser un symétriseur, également appelé balun (BALanced/UNbalanced). Les baluns sont des dispositifs d'adaptation s'insérant entre l'antenne et son dispositif d'alimentation (câble, ligne). Le balun permet de passer d'une alimentation déséquilibrée (câble coaxial, ligne microruban ou MCS) à une alimentation équilibrée (ligne à fentes, ligne parallèle ou CPS), comme l'illustre la figure 2.1. Le choix de la ligne d'alimentation est basé sur le fait que cette ligne doit avoir une impédance caractéristique de 50Ω , adapté sur une très large bande de fréquence. Donc le balun permet de réaliser une adaptation d'impédance, afin de passer d'une alimentation avec une impédance 50Ω (Z_{in}) à l'impédance de l'antenne ($Z_{out} > 50 \Omega$). L'utilisation d'un balun est donc indispensable pour alimenter l'antenne bowtie qu'on aura conçu et qui présente une impédance d'entrée d'environ 100Ω .

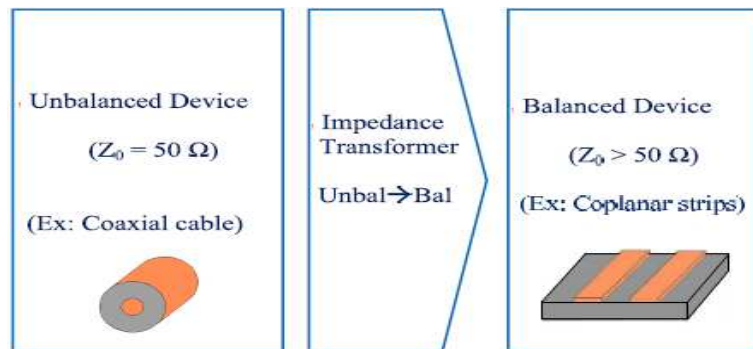


Figure 2. 1 Schéma d'une transformation d'une ligne déséquilibrée à une ligne équilibré [10].

2.2 Classifications des baluns large bande

Nous présentons ici quatre différents types de baluns large bande qui sont les plus utilisés :

2.2.1 Balun marchand

Le balun MARCHAND (figure 2.2) a été introduit en 1944. Il s'agit d'un type de balun couramment utilisé sous de nombreuses formes. Ils ont été initialement conçus à l'aide de câbles coaxiaux. Ces baluns possèdent une bande passante de 167% (de 2 GHz à 22 GHz) [11]. Il a été réalisé dans diverses structures de lignes de transmission et utilisé pour diverses applications telles que les mélangeurs, les amplificateurs équilibrés et les multiplicateurs de fréquence et peuvent être utilisés pour alimenter des antennes spirales.

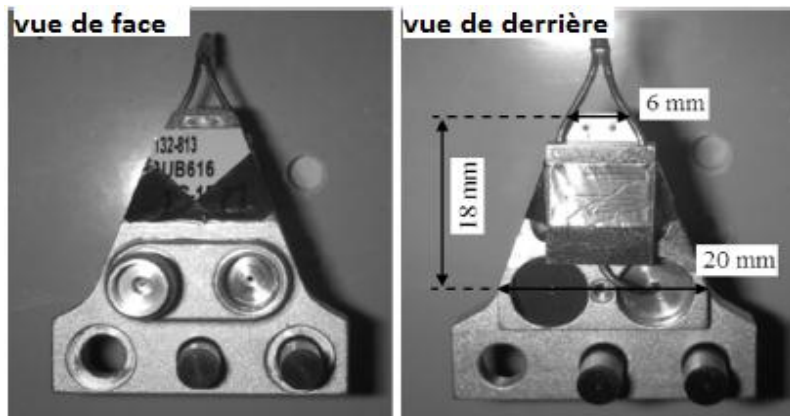


Figure 2. 2 Balun marchand [12].

Ce type de baluns a également été développé en technologie planaire comme le montre la figure 2.3 [13] [14] [15] afin de simplifier leur réalisation et d'en réduire le coût au détriment d'une plus faible bande passante. Dans la version microruban, l'entrée du balun correspond à une ligne microruban et la sortie à une ligne à fente. Ces deux lignes sont placées orthogonalement, une sur chaque face du substrat. Le plan de masse de la ligne microruban est créé par un côté de la métallisation de la ligne à fente. La ligne microruban est terminée par un stub radial ce qui crée un court-circuit virtuel au point de croisement des lignes. Ceci permet d'avoir à cet endroit un courant maximal, conduisant à un couplage optimal avec la fente sur la couche de métallisation opposée. La ligne à fente est terminée par un circuit ouvert ce qui permet de maximiser le champ dans le plan

Chapitre 2 : Etat de l'art des baluns

de transition. Ce type de balun est particulièrement adapté à l'alimentation des antennes de types Vivaldi. Le stub radial peut être remplacé par un via afin de créer un court-circuit réel en terminaison de la ligne microruban [8].

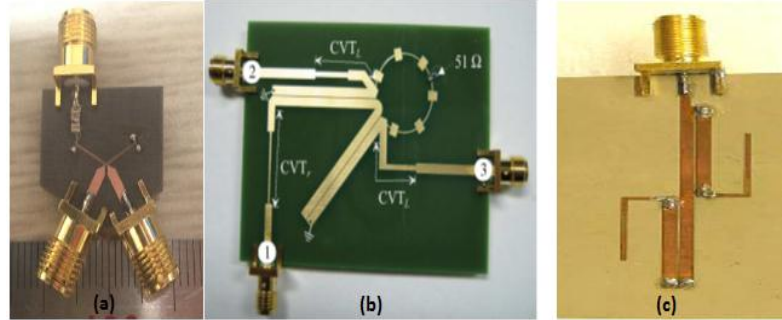


Figure 2. 3 Différentes formes du balun marchand planaire.

Ce type de balun Marchand a été utilisé pour élargir les bandes WLAN d'une antenne bi-bande de type dipôle microstrip à fente comme le montre la figure 2.4 [16].

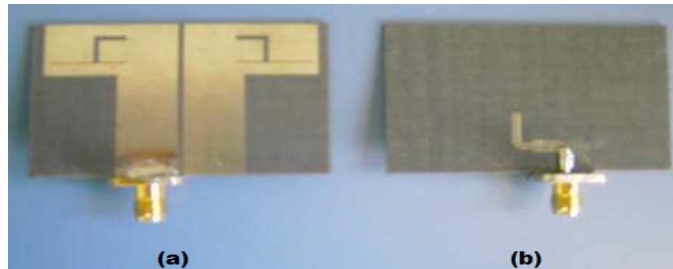


Figure 2. 4 (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous de l'antenne dipôle alimenté avec un balun marchand.

L'élément rayonnant sans balun est optimisé et fonctionne à 2,4 GHz (2180-2750 MHz) et 5,2 GHz (5040-5480 MHz) où le $|S_{11}|$ est inférieur à -10 dB (figure 2.5).

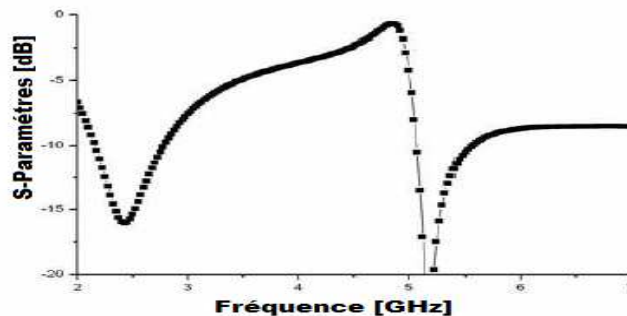


Figure 2. 5 Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle sans balun.

Afin d'élargir les 2 bandes, un balun marchand est introduit pour fournir deux résonances dans chaque bande. Un élargissement de 1.5% est obtenu pour la bande basse et de 12.6% est obtenu pour la bande haute. La figure 2.6 montre le coefficient de réflexion simulé et mesuré de la structure complète (antenne dipôle + balun marchand).

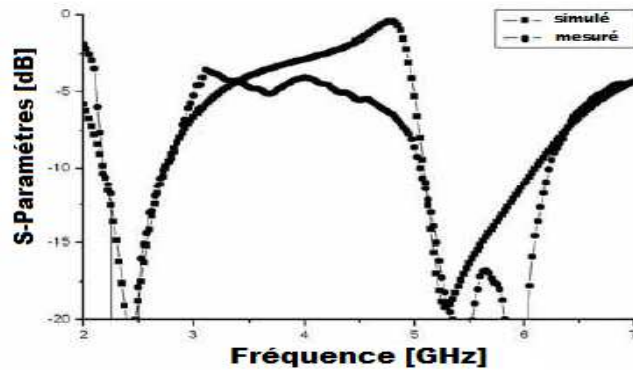


Figure 2. 6 Comparaison entre le coefficient de réflexion simulé et mesuré de la structure complète.

2.2.2 Balun progressif

Les baluns progressifs sont des transitions qui, en suivant une certaine loi, permettent de passer d'une alimentation asymétrique à une ligne bifilaire équilibrée. La transition peut suivre une loi linéaire, linéaire par morceaux, exponentielle, de Tchebychev ou de Klopfgeister. A cette variation géométrique de la structure correspond une variation de l'impédance de la ligne. Ainsi, plus la transition se fait de façon continue, plus la réflexion des ondes sera faible. La bande passante de ce type de balun est très grande, généralement supérieure à des dizaines de GHz. La fréquence basse de fonctionnement est fixée par la longueur du balun. Ils doivent être placés perpendiculairement à l'antenne, ce qui peut conduire à un fort encombrement. Les baluns progressifs peuvent être réalisés à partir d'un câble coaxial ou en technologie planaire [8].

2.2.2.1 Balun progressif coaxial

Ce type de balun a été présenté pour la première fois par J. W. Duncan et V. P. Minerva en 1959 [17]. Il consiste en un câble coaxial dont le conducteur extérieur est découpé selon un certain angle suivant une loi de Klopfgeister le long du balun comme le

Chapitre 2 : Etat de l'art des baluns

montre la figure 2.7. Ce procédé permet de réaliser une transition entre une ligne coaxiale et deux lignes conductrices équilibrées.

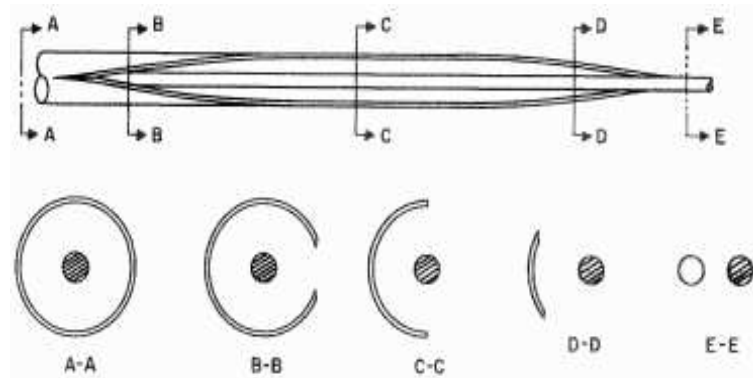


Figure 2. 7 Transformateur balun effilé.

Les deux figures 2.8 et 2.9 montrent deux exemples de réalisation de ce type de balun, la première est appliquée avec une antenne dipôle et la deuxième avec une antenne Horn. Ces baluns ont l'avantage de peu perturber le fonctionnement de l'antenne qu'ils alimentent et de fonctionner sur une large bande passante. Cependant, leur réalisation très complexe limite leur utilisation.

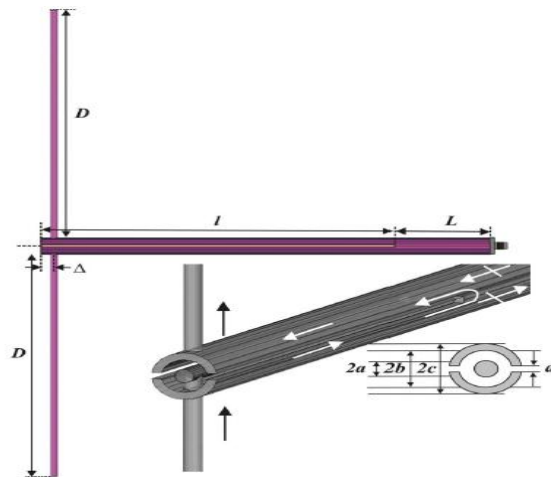


Figure 2. 8 Antenne dipôle alimenté par un balun coaxial.

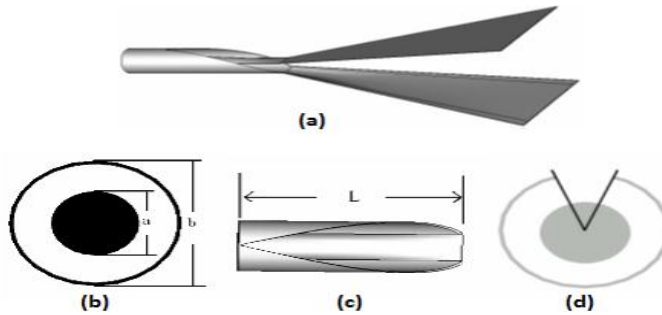


Figure 2. 9 (a) Antenne horn alimenté par un balun coaxial (b) Câble coaxial (c) Structure du balun (d) Suppression d'un angle de θ par rapport au conducteur externe du coaxial.

2.2.2.2 Balun progressif planaire

Les baluns progressifs planaires permettent d'adapter une impédance de charge Z_e (impédance d'entrée de l'antenne) de type bifilaire sur une impédance Z_0 de type microruban suivant une loi de variation de l'impédance caractéristique en fonction de la distance. La largeur de la ligne microruban impose l'impédance d'entrée du balun et la largeur de la ligne bifilaire détermine l'impédance de sortie du balun. Les impédances sont également fonctions de la hauteur et de la permittivité du substrat.

La figure 2.10 présente un balun progressif planaire suivant une loi exponentielle définie par la relation suivante :

$$Y(x) = \frac{1}{e^{\frac{aw_2}{2}} - e^{-\frac{aw_1}{2}}} (e^{ax} - e^{-\frac{aw_1}{2}}), \text{ Avec : } x \in [w_2/2 ; w_1/2].$$

- l : la longueur du balun.
- a : un nombre réel.
- w_1 : la largeur de la ligne en entrée.
- w_2 : la largeur de la ligne en sortie.

Dans l'exemple présenté ici, le balun permet d'équilibrer l'alimentation et de réaliser une adaptation d'impédance 50-170 Ω .

Chapitre 2 : Etat de l'art des baluns

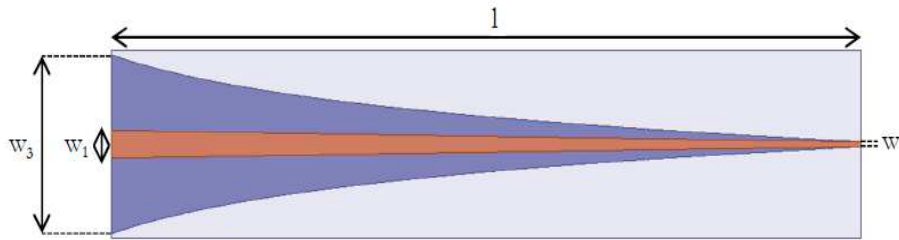


Figure 2. 10 Balun progressif planaire.

La Figure 2.11 illustre le coefficient de réflexion à l'entrée de ce balun. On peut vérifier qu'il possède un caractère très large bande et une fréquence minimale de fonctionnement de 300 MHz ($|S_{11}|$ inférieur à -10 dB).

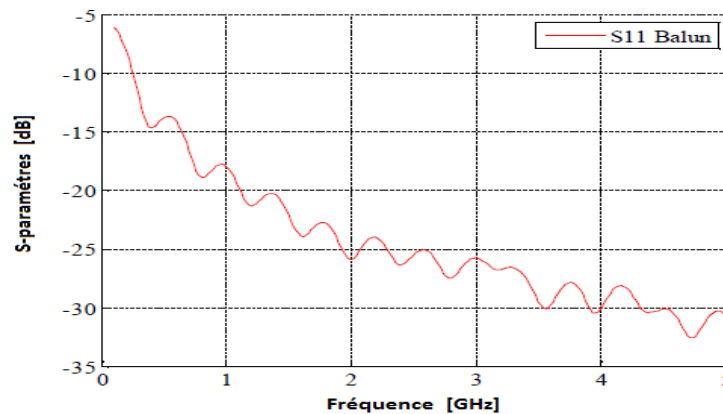


Figure 2. 11 Coefficient de réflexion du balun.

Ce type de baluns possède une très large bande passante, mais ils augmentent significativement l'encombrement de la structure comme l'illustre la figure 2.12. De plus, les baluns progressifs planaires perturbent le rayonnement de l'antenne. En effet, le substrat du balun apporte des pertes. En outre, le champ rayonné a tendance à être dirigé vers le substrat ce qui augmente le rayonnement arrière de l'antenne.

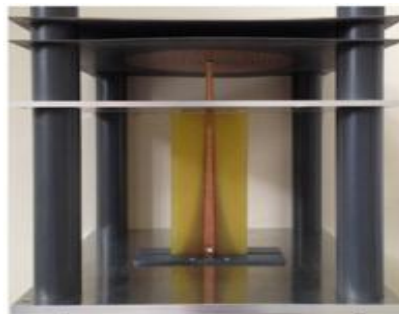


Figure 2. 12 Structure complète d'une spirale alimentée par un balun progressif.

2.2.3 Coupleur hybride 180°

Une autre façon d'alimenter une antenne de façon équilibrée consiste à utiliser un coupleur hybride 180° [8], comme l'illustre la figure 2.13. En entrée, le coupleur est alimenté par un câble coaxial. En sortie, deux câbles coaxiaux fournissent deux signaux de même amplitude, déphasés de 180° offrant ainsi une alimentation équilibrée.

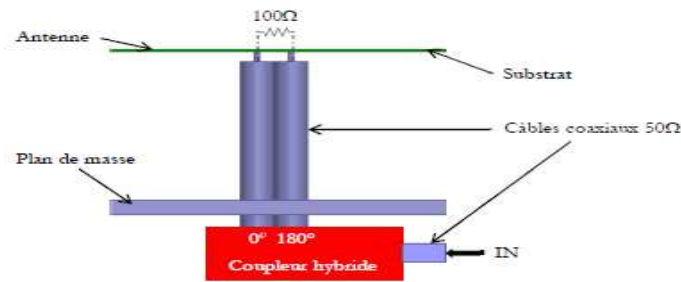


Figure 2. 13 Antenne alimentée par un coupleur hybride 180°.

Il existe des coupleurs fonctionnant sur une très large bande passante pouvant donc alimenter des antennes spirales (voir figure 2.14). Cependant, ces coupleurs possèdent une impédance d'entrée de 50 Ω. L'impédance totale des deux câbles coaxiaux en sortie est donc de 100 Ω, si les blindages des câbles sont connectés entre eux. Or une antenne spirale possède, en espace libre, une impédance d'entrée de 188 Ω, ce qui n'est donc pas adapté à la sortie du coupleur. Cependant, l'antenne est imprimée sur un substrat ce qui va réduire son impédance d'entrée et donc la désadaptation entre l'antenne et le coupleur. L'utilisation d'un coupleur hybride 180° peut donc être une solution intéressante. En effet, ces coupleurs peuvent posséder une très large bande passante et ils perturbent peu le rayonnement de l'antenne s'ils sont placés derrière le plan de masse. L'utilisation de ce coupleur avec l'antenne spirale a l'avantage de moins perturber le rayonnement de l'antenne mais son niveau d'adaptation est nettement moins bon que celui de la solution précédente (le cas d'un balun progressif planaire).

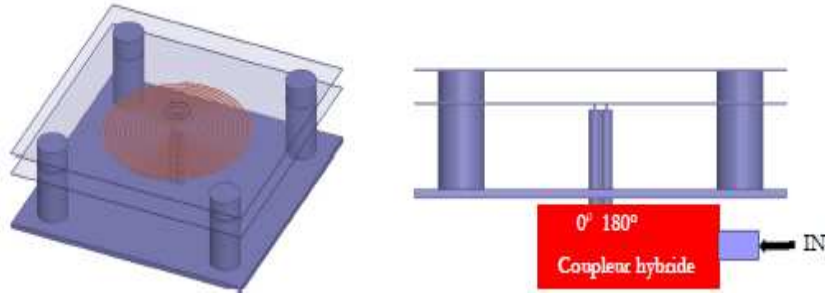


Figure 2. 14 Antenne spirale alimentée par un coupleur hybride 180°.

La figure 2.15 présente le coefficient de réflexion à l'entrée de ce coupleur. On peut constater qu'il possède une bande passante très large de 2.2 GHz à 6.8 GHz ($|S_{11}|$ inférieur à -10 dB).

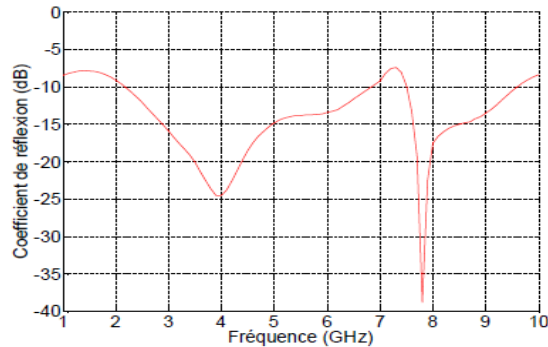


Figure 2. 15 Le coefficient de réflexion à l'entrée du coupleur.

2.2.4 Transition entre une ligne micro-ruban et une ligne coplanaire strip-line

Une ligne coplanaire Strip-line (en anglais coplanar stripline CPS) est une ligne de transmission équilibrée qui peut être utilisée pour concevoir des circuits équilibrés tels que des mélangeurs, des alimentations pour des antennes imprimées (comme les antennes Vivaldi et bowtie), des modulateurs et des interconnexions dans des circuits numériques à grande vitesse. Le CPS se compose de deux bandes métalliques parallèles l'une à côté de l'autre, avec un petit écart (gap) entre les deux. Cette configuration facilite la connexion avec l'antenne. De plus, la largeur de la ligne du CPS et le gap déterminent l'impédance caractéristique du CPS. Puisque la structure d'alimentation et l'antenne sont toutes les deux gravées dans le même substrat, cela donne de meilleurs résultats en termes de

Chapitre 2 : Etat de l'art des baluns

diagramme de rayonnement, la polarisation et les rapports axiaux de l'antenne. En outre, il est peu coûteux, moins encombrant et facile à fabriquer.

D'autre part, une ligne microruban (en anglais microstrip line MCS) est une ligne de transmission déséquilibrée et l'une des lignes de transmission les plus utilisées dans les circuits micro-ondes et millimétriques, elle est utilisée comme une entrée à la structure du balun. Dans de nombreux cas, lorsqu'une transition (balun) est utilisée entre la ligne microruban et le CPS, les performances du circuit sont limitées par les propriétés de la structure du symétriseur. Par conséquent, il est très important d'avoir une conception d'une transition MCS à CPS large bande et à faibles pertes. Dans cette partie on va présenter une nouvelle conception de transition entre deux lignes MCS et CPS [18] comme le montre la figure 2.16. Cette conception de transition peut être appliquée à des substrats avec n'importe quelle constante diélectrique, par contre les autres transitions sont applicables aux substrats avec les constantes diélectriques très élevées ($\epsilon_s=10$) [18]. RT / Duroid 5880 est utilisé comme un substrat pour cette transition avec une constante diélectrique de 2,2 et une épaisseur de 0.254 mm.

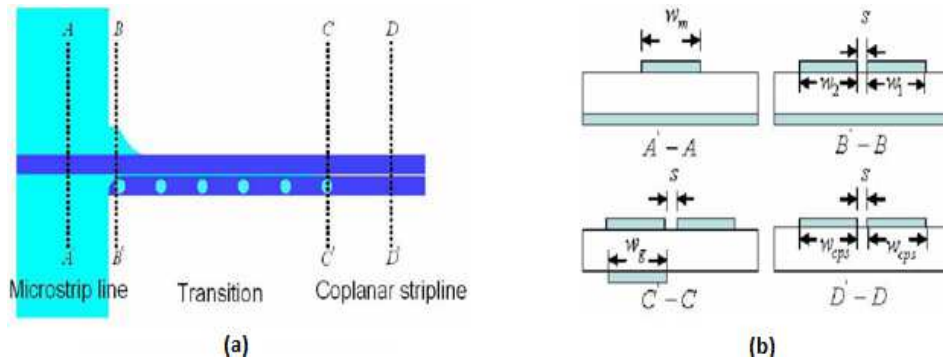


Figure 2. 16 (a) Structure de transition (b) Vue de côté de chaque section.

Lors de cette conception, les auteurs veillent à ce qu'il n'y ait pas de discontinuité des champs électriques ainsi que d'impédance en passant d'une ligne MCS à une ligne CPS. Pour cela la transition entre ces 2 types de lignes se fait progressivement. La figure 2.17 montre des lignes de champ électrique à diverses sections le long de la transition. Dans une ligne microruban, les lignes de champ électrique sont terminées perpendiculairement

à la masse du substrat, comme le montre la section A'-A. Dans un CPS, les lignes de champ électrique sont concentrées à travers les deux bandes conductrices comme il est indiqué dans D'-D. En modifiant le plan de masse de la transition de façon progressive (entre les sections B'-B et C'-C), les lignes de champ électrique de la ligne MCS se transforment en CPS lorsque le signal se propage le long de la transition.

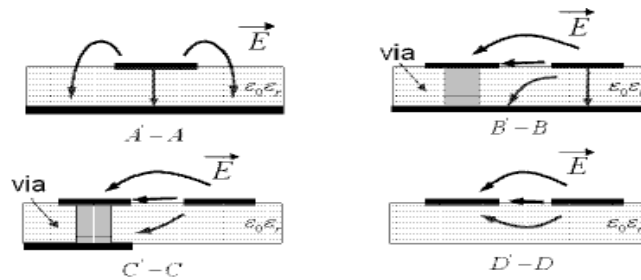


Figure 2.17 Lignes de champ électrique à diverses sections transversales le long de la transition.

Afin d'adapter de façon optimale les impédances caractéristiques entre la ligne MCS (50Ω) et le CPS (129Ω), la largeur de plan de masse de la transition w_k est diminuée progressivement jusqu'à qu'il devient aligné avec la largeur de la ligne CPS contenant des vias. Donc l'impédance caractéristique de la transition devient très proche de celle de la CPS. Pour analyser le fonctionnement de ce balun, la transition est modélisée comme le montre la figure 2.18.

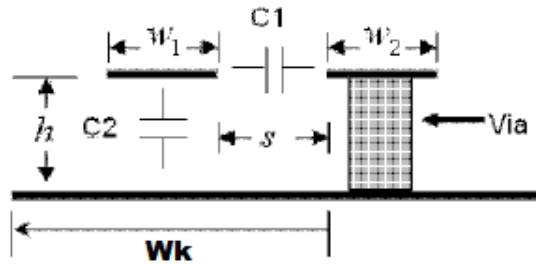


Figure 2.18 Le modèle de la transition avec le plan de masse.

Lorsque le gap (s) est réduit, la capacité ($C1$) devient plus élevée, et donc l'impédance caractéristique de la transition est réduite. D'autre part, lorsque la largeur de plan de masse est réduite (w_k devient plus petit), la capacité ($C2$) est diminuée pour entraîner une impédance caractéristique plus élevée. Par conséquent, l'impédance caractéristique de

la transition peut être contrôlée en ajustant le gap (s) et / ou en réduisant progressivement la largeur du plan de masse (wk) (pour avoir un plan de masse incliné). La figure 2.19 montre la variation des impédances caractéristiques à travers toute la transition, en fonction de la largeur wk et de la longueur de transition.

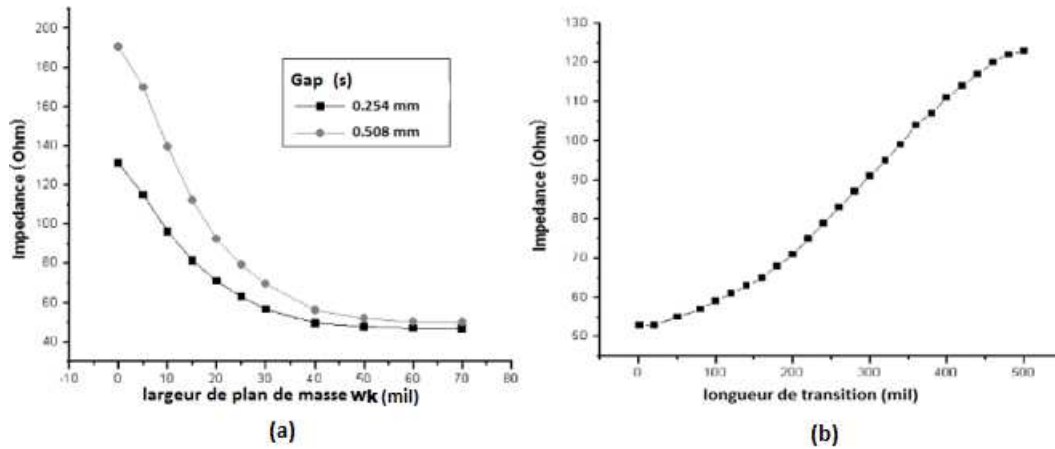


Figure 2. 19 Les impédances caractéristiques de transition en fonction de (a) Largeur de plan de masse w_k (b) Longueur de transition.

La figure 2.20 montre la vue de face et de derrière de la transition (MCS à CPS). L'avantage principal de cette transition par rapport aux autres est que le plan de masse des autres transitions est tronqué soudainement perturbant ainsi le trajet de l'onde, ce qui provoque une désadaptation du champ et d'impédance entre les deux lignes.

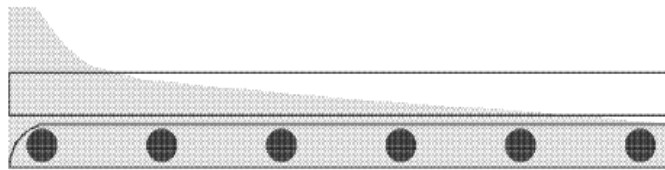


Figure 2. 20 Vue de face et de derrière de la transition.

Le balun a été réalisé pour une adaptation entre 50Ω et 129Ω , les coefficients de réflexion et de transmission sont présentés dans la figure 2.21.

Chapitre 2 : Etat de l'art des baluns

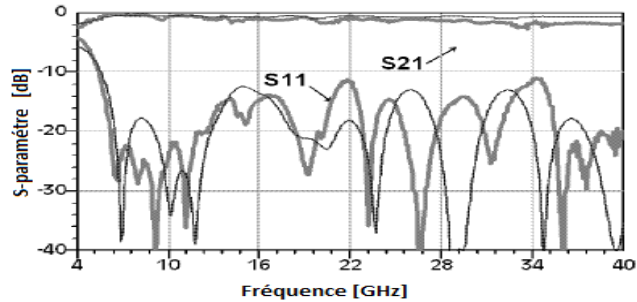


Figure 2. 21 Paramètres $|S_{ij}|$, mesuré : ligne en gras, simulé : ligne fine.

Ce balun fournit un module de coefficient de transmission supérieure à -1 dB et un module de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB pour la bande de fréquences de 5,39 GHz à 40 GHz.

Ce balun à transition MCS à CPS a été utilisé pour adapter une antenne bowtie [19] comme le montre la figure 2.22. Le balun est plié afin de réduire la taille de la structure globale de l'antenne.

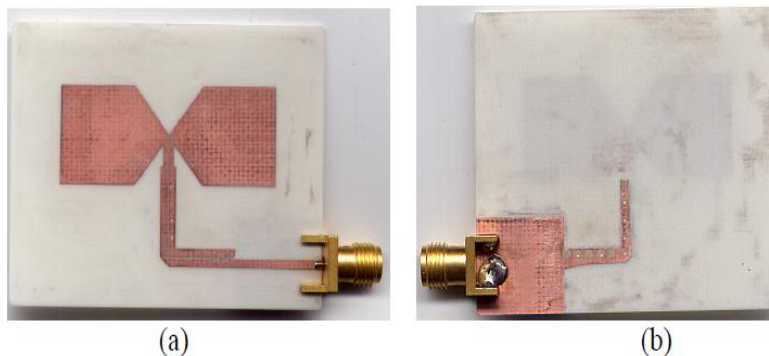


Figure 2. 22 (a) Vue de dessus et (b) Vue de dessous de l'antenne proposée.

La comparaison entre les résultats simulés et mesurés du module du coefficient de réflexion de l'antenne est illustrée dans la figure 2.23. Une différence non négligeable peut être observée entre la simulation et la mesure notamment pour les fréquences supérieures à 8 GHz. De plus, une différence supérieure à 2.5 GHz dans la largeur de bande est observée entre la simulation et la mesure.

Chapitre 2 : Etat de l'art des baluns

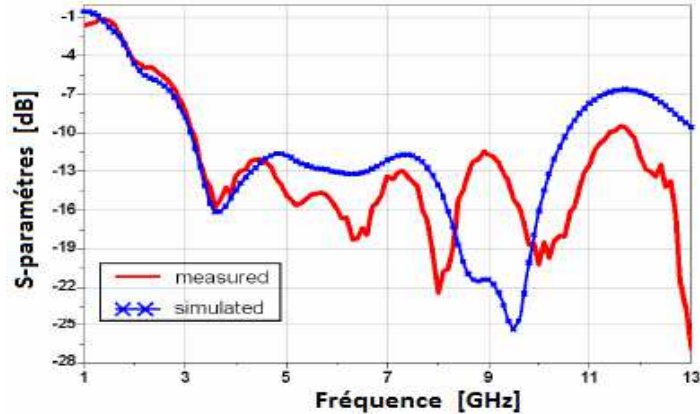


Figure 2. 23 Comparaison entre le coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne.

La figure 2.24 montre le diagramme de rayonnement simulé de l'antenne dans le plan E et H aux fréquences de 3, 6 et 9 GHz. L'antenne maintient un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel pour ces fréquences.

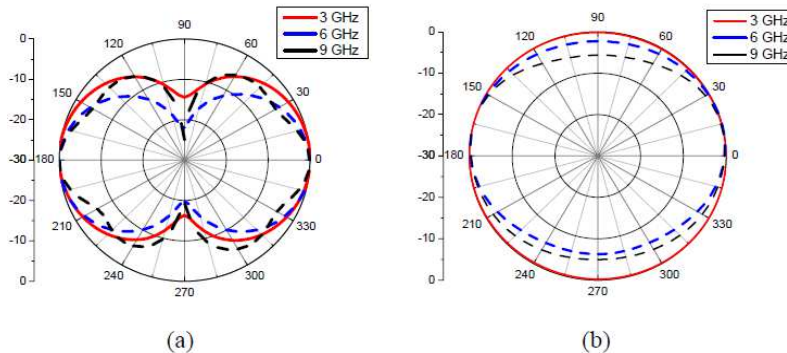


Figure 2. 24 Diagramme de rayonnement dans les plans E et H.

Cette structure (bowtie + balun) présente l'inconvénient d'avoir un nombre de vias élevés (10 vias) ce qui rend la réalisation plus complexe par rapport à une structure qui n'en contient pas. D'autre part, la concordance entre la simulation et la mesure n'est pas vérifiée, ce qui pose un problème de fiabilité sur le fonctionnement de cette structure. Enfin, la structure globale de cette antenne n'est symétrique.

Un autre type de balun microstrip a été proposé par les auteurs de la référence [20]. Il consiste en la mise en série d'un diviseur de Wilkinson large bande suivi d'un déphaseur de 180° comme le montre la figure 2.25. 2 vias et une résistance localisée sont

Chapitre 2 : Etat de l'art des baluns

nécessaires au fonctionnement de ce balun. Il permet le passage d'une alimentation déséquilibrée à une alimentation équilibrée afin d'alimenter, à titre d'exemple, une antenne bowtie. Cette structure de dimension $100 \times 50 \text{ mm}^2$ fonctionne sur la bande de fréquence LTE (700-2600 MHz). Elle est plus simple à réaliser que le balun de la référence [19] (ne contient que 2 vias) mais ne permet pas de couvrir les fréquences supérieures à 3 GHz. De plus, le balun ne sera pas complètement intégré à l'antenne.

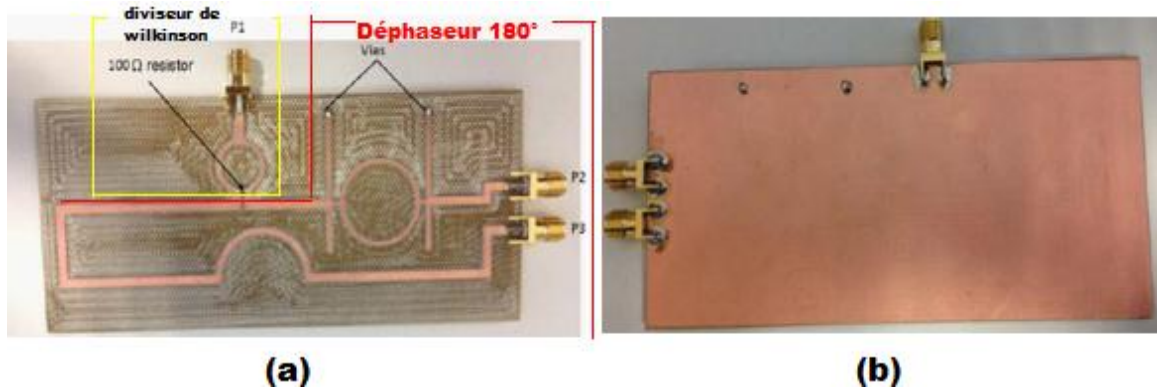


Figure 2. 25 (a) Vue de face (b) Vue de derrière de balun réalisé.

Enfin, une antenne demi-bowtie de dimensions $37.5 \times 19 \text{ mm}^2$ est présentée dans [21]. Elle est imprimée sur deux couches de manière à ce que les bras de l'antenne se situe sur la face inférieure du substrat et le balun se trouve sur la face supérieure. Ce balun est constitué d'une ligne d'alimentation microruban reliée à un bras de l'antenne bowtie située de l'autre côté du substrat à travers un via comme le montre la figure 2.26. Cette conception est inspirée de l'antenne dipôle équilibré conventionnelle [22], à la différence que les bras dipolaires sont remplacés par des demi-bowtie car elle aura une meilleure bande passante que celle du dipôle qui s'étale de 2.260 GHz à 3.430 GHz. La miniaturisation de cette antenne a pour but de réduire et d'optimiser son encombrement afin de réduire sa taille tout en préservant ses performances

Les paramètres d'ajustement tels que la largeur et la longueur de la ligne d'alimentation du balun, la position du via et le gap entre les bras permettent d'améliorer la performance globale de l'antenne.

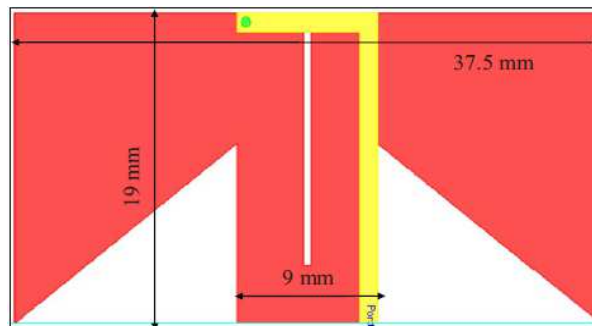


Figure 2. 26 Antenne demi bowtie.

2.3 Conclusion

Nous avons recensé dans ce chapitre les baluns relativement larges bandes qui pouvaient être utilisés comme alimentation pour les antennes microstrip. Cet état de l'art nous a montré qu'un compromis entre la bande de fonctionnement et l'encombrement de la structure antennaire doit être fait pour le choix du balun. Pour notre conception on fait le choix d'utiliser un balun à transition entre une ligne microstrip et une ligne coplanaire Strip-line pour alimenter une antenne bowtie en s'inspirant de la référence [18]. Ce type de balun peut être imprimé sur le plan de l'antenne tout en fonctionnant sur une décade de bande de fréquence.

CHAPITRE 3

Antenne bowtie à balun intégré

CHAPITRE 3 : Antenne bowtie à balun intégré

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va concevoir une antenne à très large bande passante de type bowtie à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio.

Nous présentons en premier lieu l'antenne bowtie alimentée en « discret port », puis nous étudions l'influence des différents paramètres géométriques sur les performances de l'antenne en adaptation d'impédance et en rayonnement. Ensuite, on intégrera un balun microstrip afin de pouvoir alimenter l'antenne avec un câble coaxial dont l'impédance caractéristique est de 50Ω . Enfin, l'antenne conçue avec balun intégré sera réalisée et mesurée.

3.2 Présentation du simulateur CST Microwave Studio

Le logiciel Microwave-studio de CST (Computer Simulation Technology) est un logiciel de simulation électromagnétique de structure en 3 dimensions. Nous utilisons la méthode temporelle (Transient solver) du logiciel Microwave. Le choix a porté sur ce logiciel car l'utilisation d'un tel outil de résolution dans le domaine temporel est adaptée aux structures larges. CST Microwave Studio utilise la méthode des intégrales finies (Finite Integral Technique). La méthode FIT est une généralisation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (Finite-Difference Time-Domain). Elle consiste en une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell dans une formulation intégrale. Le domaine de calcul est décomposé en cellules élémentaires cubiques.

3.3 Antenne bowtie alimentée par un « discret port »

Une antenne bowtie alimentée par un « discret port » est gravée sur un substrat de type FR4, de taille de $75 \times 58 \text{ mm}^2$, d'épaisseur 1.6 mm et de permittivité de 4.3. La géométrie et les dimensions sont présentées sur la figure 3.1 avec $L_p=46 \text{ mm}$, $W_p=28 \text{ mm}$, $W_{add}=10 \text{ mm}$ et $X=0.3 \text{ mm}$.

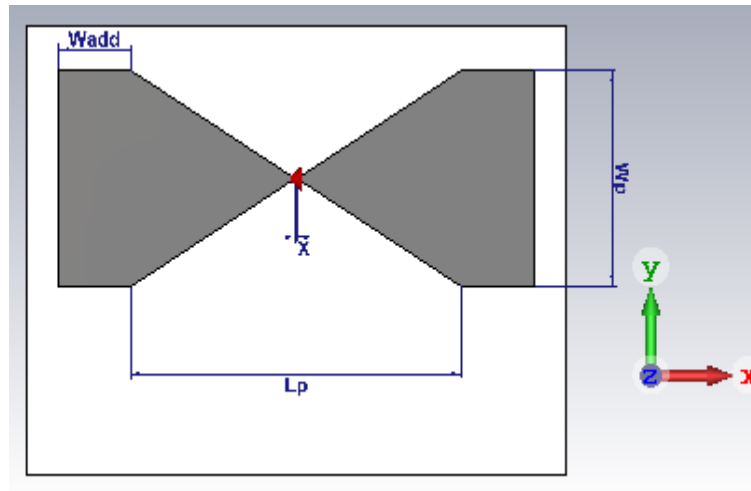


Figure 3. 1 Géométrie de l'antenne bowtie.

Le module du coefficient de réflexion obtenue après simulation de l'antenne avec le solveur « Transient » de CST Microwave Studio est présenté sur la figure 3.2. Il est inférieur à -10 dB de 3.67 GHz à 14 GHz pour une impédance de normalisation de 140Ω comme le montre la figure 3.3.

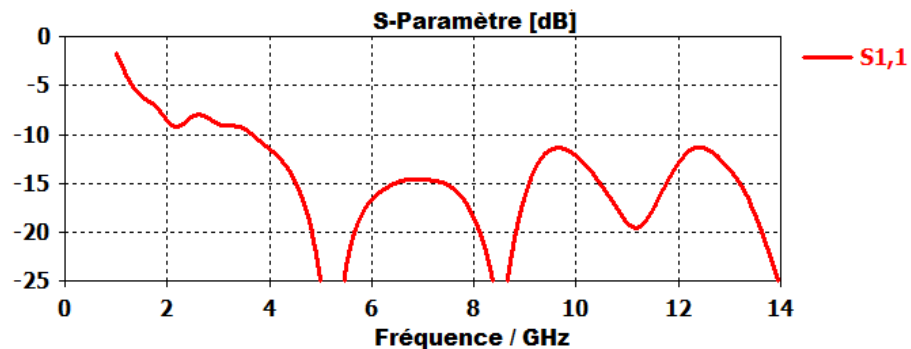


Figure 3. 2 Coefficient de réflexion de l'antenne.

Chapitre 3 : Antenne bowtie à balun intégré

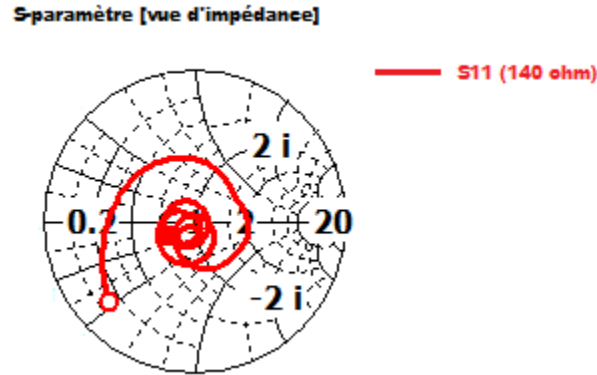


Figure 3. 3 Variation du coefficient de réflexion S11 de l'antenne en fonction de la fréquence.

La figure3.4 présente le gain réalisé maximum en fonction de la fréquence. Ce gain varie entre 0.58 dB et 7.21 dB sur la bande d'adaptation de l'antenne qui s'étale de 3.67 GHz à 14 GHz.

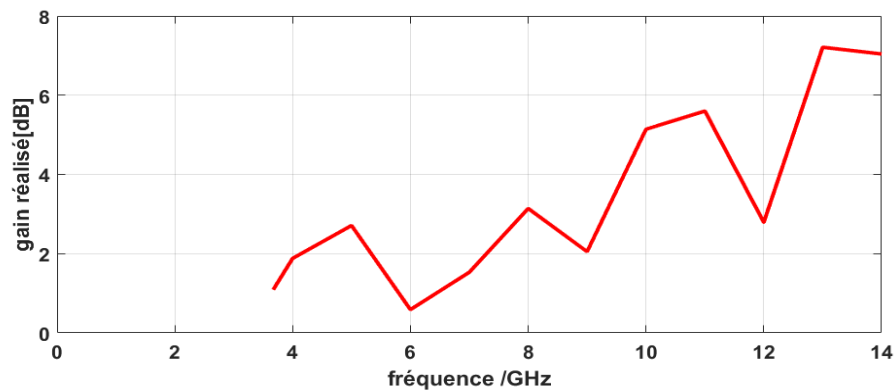


Figure 3. 4 Le gain réalisé maximal en fonction de la fréquence.

La figure3.5 présente le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne aux fréquences 3.67 ,4 ,5 ,6 ,8 ,10 ,12 et 14 GHz. On observe un rayonnement dipolaire jusqu'à la fréquence de 5 GHz, puis le rayonnement se dégrade à partir de la fréquence de 6 GHz.

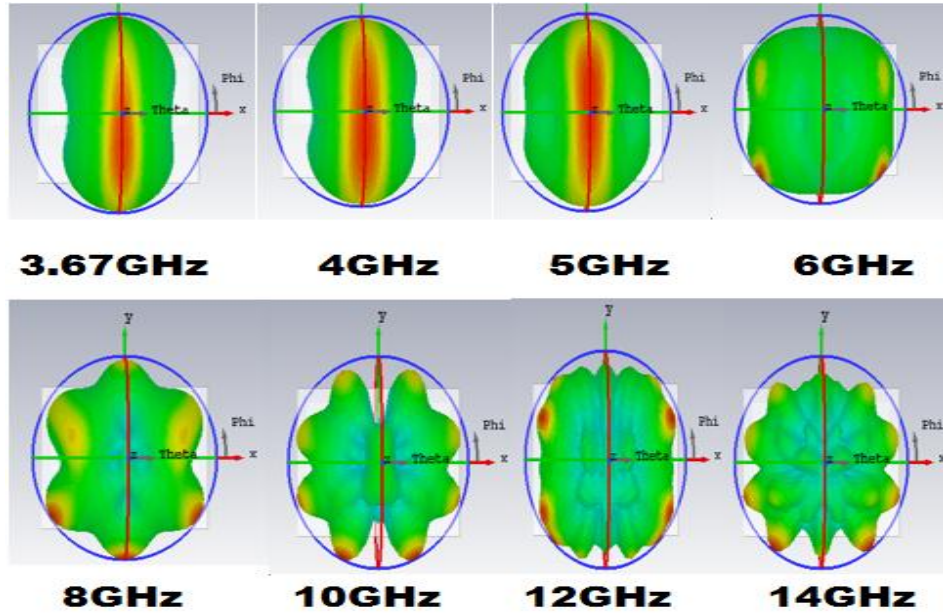


Figure 3. 5 Les diagrammes 3 dimensions de 3.67 ,4 ,5 ,6 ,8 ,10 ,12 et 14 GHz

3.4 Etude paramétrique

Cette partie est consacrée à l'étude de l'influence de différents paramètres géométriques : Wadd, gap X, longueur L_p et la largeur W_p (qui est en fonction de l'angle d'évasion) sur le coefficient de réflexion.

3.4.1 Influence du paramètre Wadd

Dans cette partie, on étudie l'influence de variation du paramètre Wadd sur les performances de l'antenne comme l'illustre la figure 3.6. On fait varier cette valeur de 0 à 12 mm.

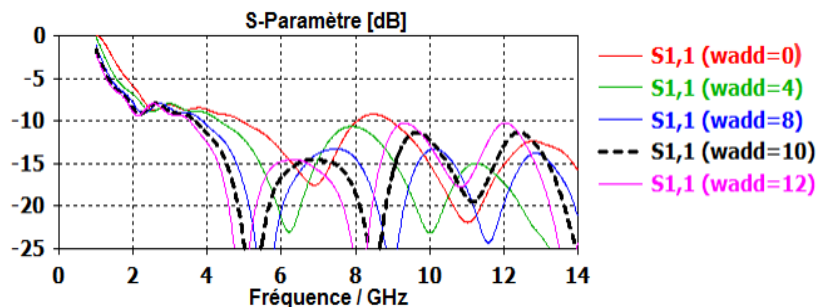


Figure 3. 6 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de Wadd (mm).

Ces résultats montrent que lorsque Wadd est nul, l'antenne est désadaptée aux fréquences entre (8 - 9GHz). Cependant pour des valeurs de Wadd supérieures à 4 mm le $|S_{11}|$ est inférieur à -10 dB sur une très large bande de fréquence. Par conséquent nous allons garder pour la suite une valeur du Wadd de 10 mm car elle permet la meilleure adaptation.

3.4.2 Influence du gap X

On fait varier le gap noté « X » de 0.1 mm à 1.3 mm, afin d'étudier l'effet de ce paramètre sur les performances de l'antenne comme l'illustre la figure 3.7.

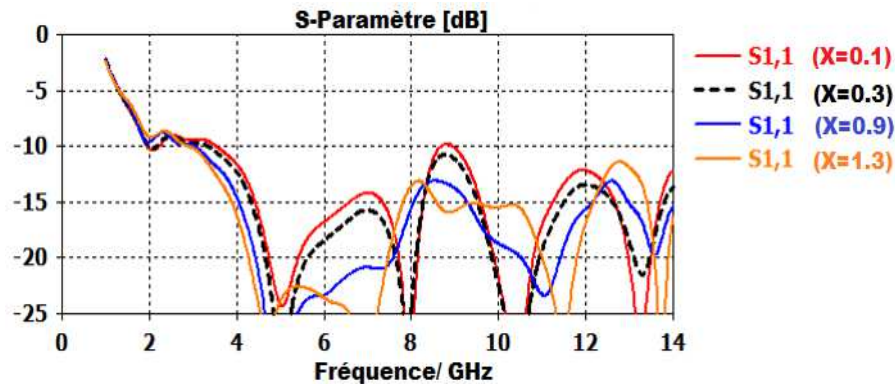


Figure 3. 7 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs du gap X (mm).

L'augmentation du gap X de 0.1 à 1.3 mm engendre une légère amélioration de la bande passante. La meilleure adaptation est obtenue pour $x=1.3$ mm. On a choisi de prendre $x=0.3$ mm afin d'avoir une impédance d'entrée de l'antenne la plus proche de 50Ω car cette dernière varie proportionnellement avec le gap. En effet l'impédance d'entrée pour $x=0.3$ mm est de $90,29 \Omega$ et elle est de $134,13 \Omega$ pour $x=1.3$ mm.

3.4.3 Influence de la longueur Lp

Dans cette partie, on va étudier l'influence de variation de la longueur de bowtie sur le coefficient de réflexion de l'antenne présentée sur la figure 3.8. On fait varier la longueur Lp de 36 mm à 56 mm.

La diminution de Lp jusqu'à la valeur 36 mm permet d'adapter l'antenne en basses fréquences (entre 2 GHz et 4 GHz).

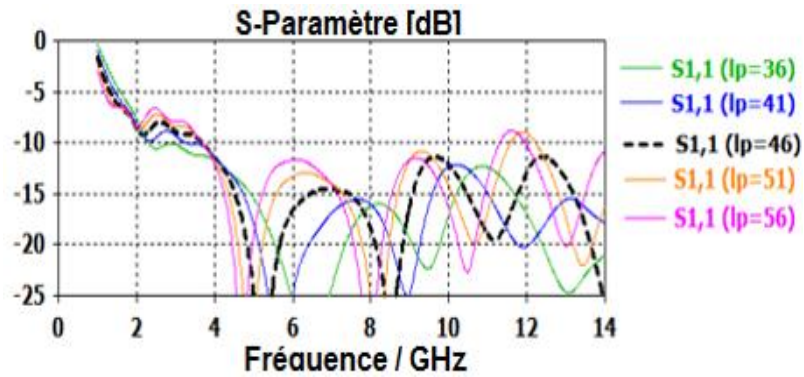


Figure 3. 8 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_p (mm).

3.4.4 Influence de la largeur W_p

Evaluons l'influence de l'angle d'inclinaison α (Figure 3.9) sur le fonctionnement de la structure. Cet angle peut être modifié en faisant varier la dimension W_p. On fait varier W_p de 18 mm à 43 mm ce qui conduit à une variation de α de 43° à 86.51° tout en gardant les autres dimensions fixes. Les paramètres S simulés de la structure sont présentés figure 3.10.

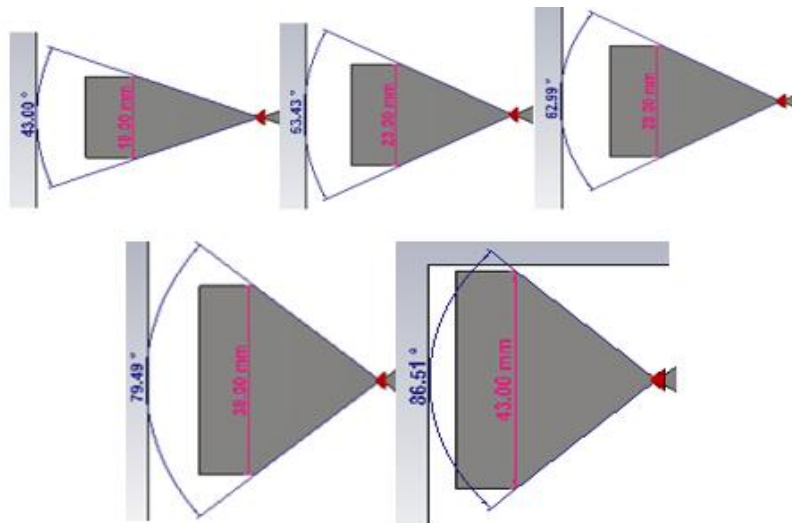


Figure 3. 9 L'angle d'inclinaison en fonction de W_p.

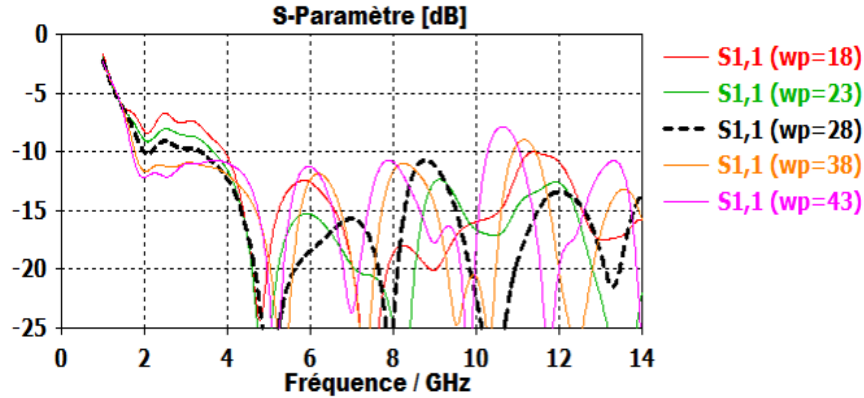


Figure 3. 10 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de W_p (mm).

L'augmentation de W_p jusqu'à la valeur 43 mm permet d'adapter l'antenne en basses fréquences (entre 1.8 GHz et 4 GHz). Au-delà de cette valeur, l'antenne se désadapte vers les hautes fréquences (entre 10 GHz et 11 GHz).

3.5 Antenne bowtie alimentée avec balun

Afin d'alimenter l'antenne, on utilise un balun à transition entre une ligne microstrip et une ligne coplanaire strip-line afin de passer d'un connecteur SMA d'impédance caractéristique de 50Ω à l'impédance d'entrée de l'antenne bowtie. On va s'inspirer de la référence [18] pour concevoir ce balun.

Pour l'antenne bowtie alimentée avec un discret port, l'impédance d'entrée été de 140Ω . En passant à une alimentation pratique c'est à dire une alimentation avec balun, la largeur de la ligne stripline doit avoir une largeur de 0.058 mm, ce qui est irréalisable. Pour cette raison, les dimensions de l'antenne ont été modifiées (particulièrement le gap X) afin d'atteindre une impédance d'entrée pour laquelle la largeur de la ligne d'alimentation soit réalisable (supérieure à 0.1 mm) au détriment de la bande de fréquence. Pour un gap de X de 0.3 mm, l'impédance d'entrée est de 90.29Ω ce qui correspond à une largeur de la ligne stripline réalisable de 0.3 mm.

La géométrie du balun est présentée sur la figure 3.11. Sur la face supérieure du substrat (voir figure 3.11.a), les deux lignes MCS et CPS sont imprimées sur un substrat bas coût de type FR4 d'épaisseur 1.6 mm, de permittivité $\epsilon_r = 4.3$ présentant des pertes $\tan \delta = 0.025$.

Chapitre 3 : Antenne bowtie à balun intégré

La largeur de la ligne MCS est de 3.137 mm afin d'atteindre l'impédance de 50Ω . La largeur de la ligne CPS est de 0.3 mm afin d'atteindre l'impédance 90.29Ω . La partie droite de la ligne CPS est reliée avec le plan de masse qui se trouve sur la surface inférieure du substrat (voir figure 3.11.b) avec 4 vias qui assurent la connexion électrique entre eux.

La largeur du plan de masse (W_k) est diminuée progressivement selon une forme conique du cône de KLOPFNSTEIN (en anglais : KLOPFNSTEIN TAPER) afin de ne pas perturber la distribution de champ électrique entre la ligne MCS et la ligne CPS et d'adapter au mieux l'impédance de 50Ω (SMA) et l'impédance d'entrée du bowtie (90.29Ω).

Les dimensions du balun sont présentées sur la figure 3.11 avec $L_{mcs}=L_m=12$ mm, $W_{mcs}=3.137$ mm, $W_m=20$ mm, $L_{cps}=8.25$ mm, $W_{cps}=0.3$ mm, $L_k=L_t=18$ mm, $W_k=10.15$ mm.

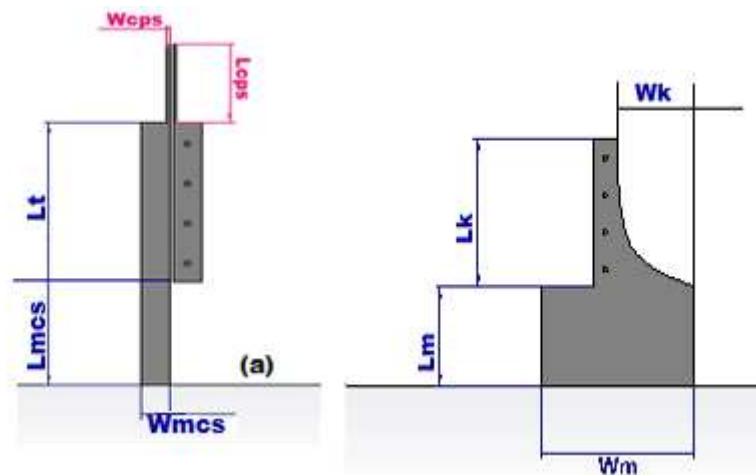


Figure 3. 11 Géométrie du balun (a) Vue du dessus(b) Vue du dessous.

La figure 3.12 présente la structure totale (bowtie + balun intégré) après redimensionnement de cette dernière.

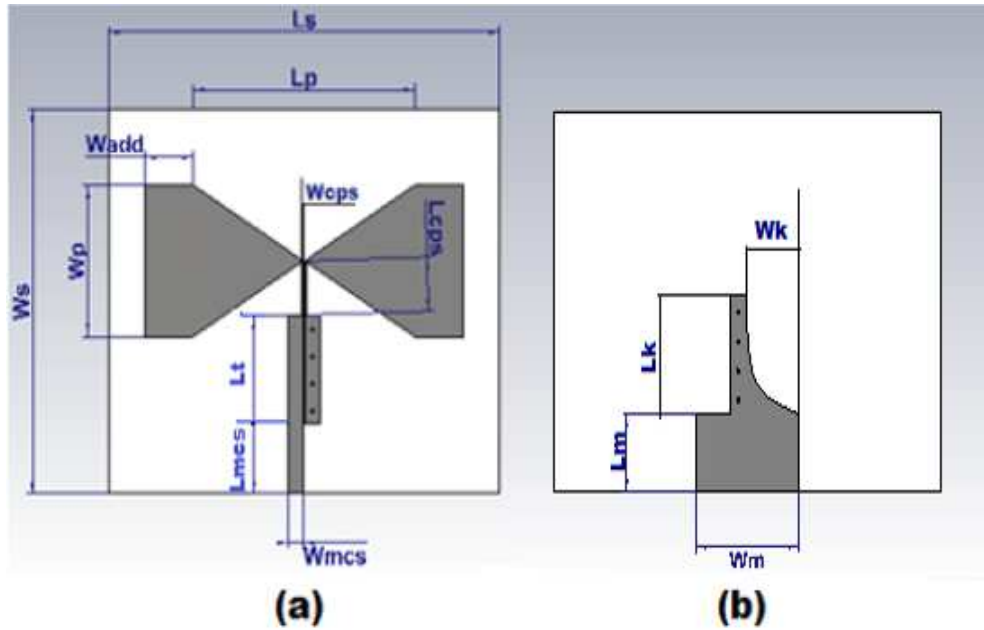


Figure 3. 12 Dimensions de la structure totale (bowtie + balun intégré) (a) Vue du dessus(b) Vue du dessous.

3.6 Etude paramétrique

Les paramètres pouvant influencer significativement le niveau d'adaptation de l'antenne sont étudiés dans cette partie.

3.6.1 Influence de la dimension L_t

Dans cette partie, on va étudier l'influence de la variation de la longueur L_t sur le coefficient de réflexion de l'antenne, présentée sur la figure 3.13. On fait varier la longueur L_t de 14 mm à 22 mm.

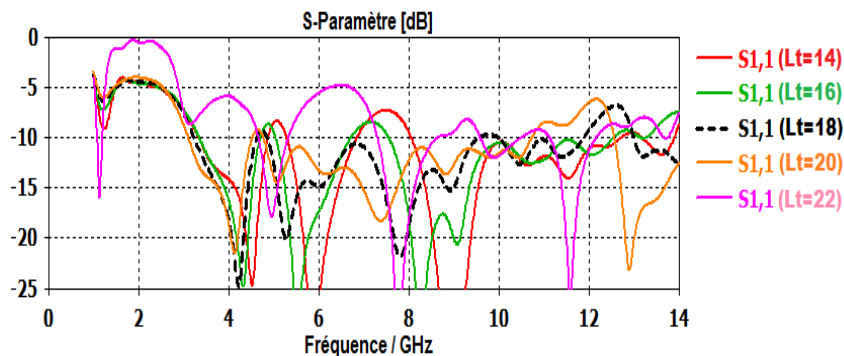


Figure 3. 13 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L_t (mm).

Ces résultats montrent que, lorsqu'on augmente la longueur L_t , l'antenne est désadaptée pour les valeurs 14, 16, 20 et 22 mm. Par conséquent nous allons garder pour la suite la valeur de 18 mm car elle permet la meilleure adaptation.

3.6.2 Influence de la longueur L_{cps}

Dans cette partie, on étudie l'influence de la variation du paramètre L_{cps} sur les performances de l'antenne comme l'illustre la figure 3.14. On fait varier cette valeur de 6.25 mm à 14.25 mm.

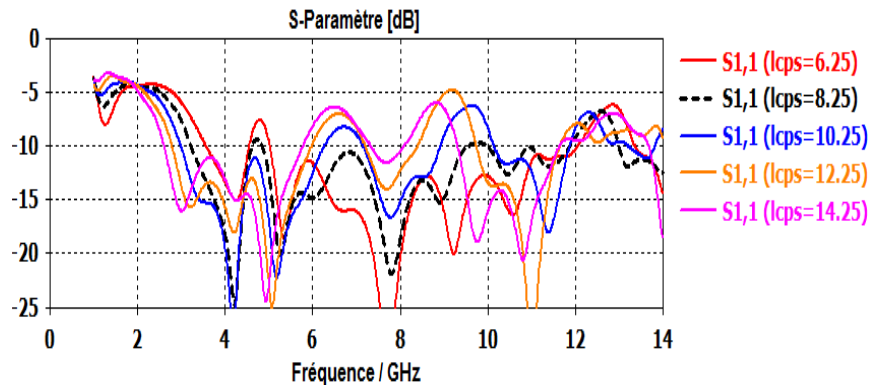


Figure 3. 14 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de l_{cps} (mm).

L'augmentation de L_{cps} jusqu'à la valeur 14.25 mm permet d'adapter l'antenne en basses fréquences (entre 2.4 GHz et 5.2 GHz). Cependant pour les fréquences supérieures à 5.2 GHz l'augmentation de l_{cps} conduit à la désadaptation de l'antenne. On choisit une valeur de l_{cps} de 8.25 mm car elle permet un coefficient de réflexion < -10 dB sur la bande de fréquence allant de 3.25 GHz à 11.85 GHz.

3.6.3 Influence de largeur W_{cps}

On présente ici l'étude de l'effet de la variation de la largeur de la ligne w_{cps} sur les performances de l'antenne comme l'illustre la figure 3.15. On fait varier ce paramètre de 0.1 mm à 0.5 mm.

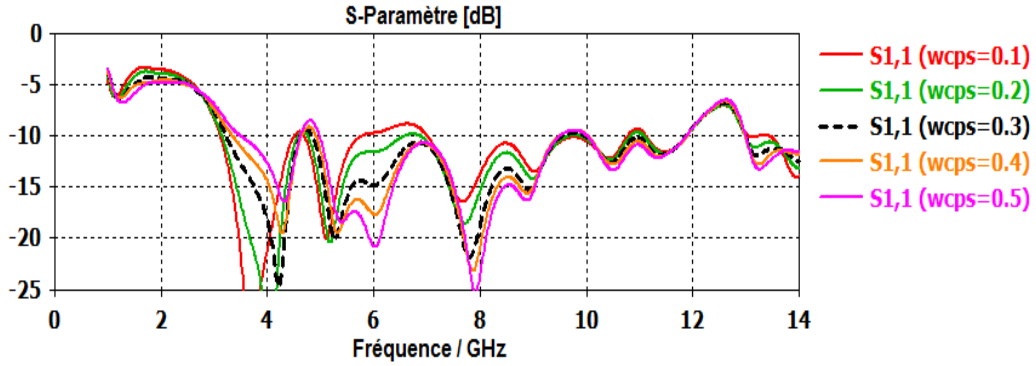


Figure 3. 15 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de wcps (mm).

L'augmentation de wcps jusqu'à la valeur 0.5 mm conduit à des variations significatives du coefficient de réflexion en basses fréquences (3–6 GHz). Cependant, une très faible variation du coefficient de réflexion est observée à partir de 6.5 GHz. Par conséquent, nous allons garder pour la suite une valeur de wcps de 0.3 mm car elle permet la meilleure adaptation.

3.6.4 Influence de nombre des vias

On fait varier le nombre des vias de 2 à 5, afin d'étudier l'effet de ce paramètre sur les performances de l'antenne comme l'illustre la figure 3.16. La variation du nombre de vias modifie légèrement le coefficient de réflexion. Cependant, on observe qu'avec 4 vias la bande de fonctionnement est relativement plus large.

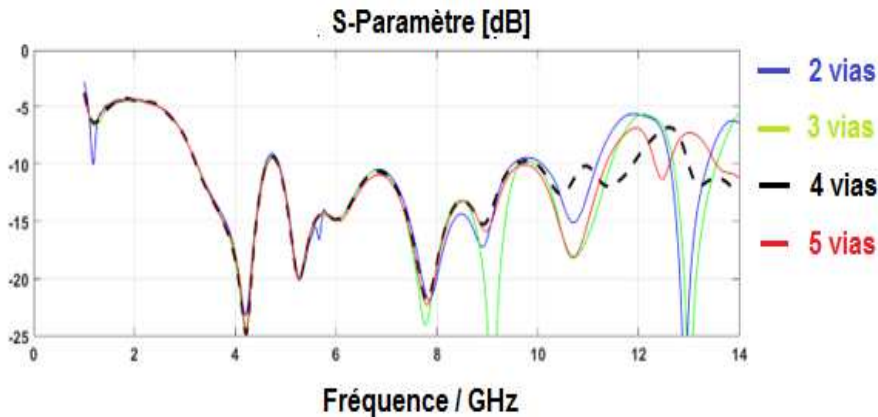


Figure 3. 16 Coefficient de réflexion pour différents nombres des vias.

3.6.5 Influence de l'inclinaison de plan de masse de la transition

Dans cette dernière partie, on présente l'influence de l'inclinaison de plan de masse de la transition sur les performances de l'antenne, nous allons faire varier l'inclinaison selon 3 formes a, b et c comme il est montré dans la figure 3.17 suivant :

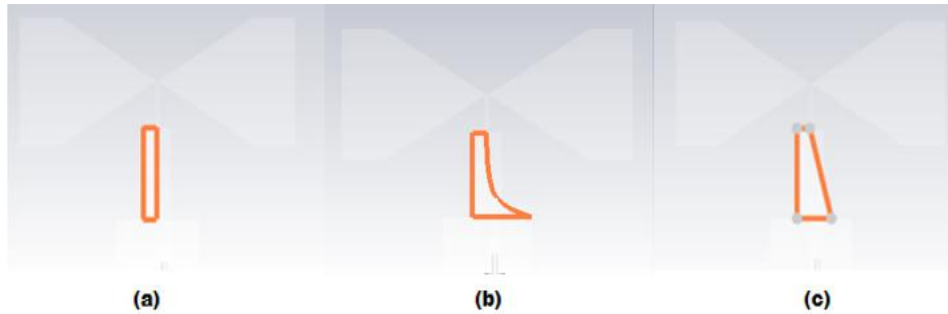


Figure 3. 17 Variation de l'inclinaison.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion (figure 3.18) montrent que, lorsqu'on varier l'inclinaison de plan de masse, l'antenne est adaptée pour l'inclinaison de type (b) et désadaptée pour les types (a) et (c). Par conséquent nous allons garder pour la suite l'inclinaison de type (b).

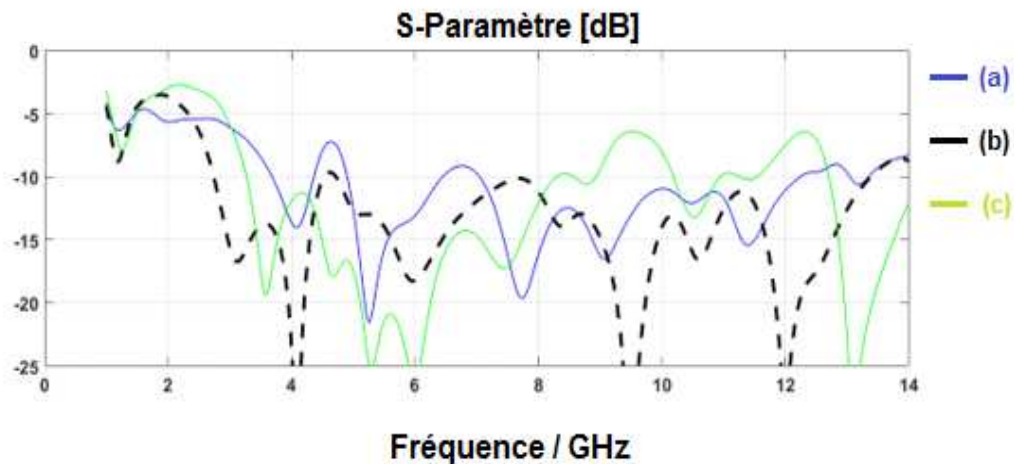


Figure 3. 18 Coefficient de réflexion pour différentes valeurs inclinaison.

Chapitre 3 : Antenne bowtie à balun intégré

La figure 3.19 présente l'amplitude maximale des densités de courant sur l'antenne aux fréquences 2.74, 3, 4, 5, 7, 9, 11 et 13.38 GHz. On observe, différentes distributions des courants aux différentes fréquences. En basses fréquences, la distribution des courants est concentrée sur le balun et les bords du bowtie. Cependant, à partir de 7 GHz, les courants sont plus étalés sur la structure.

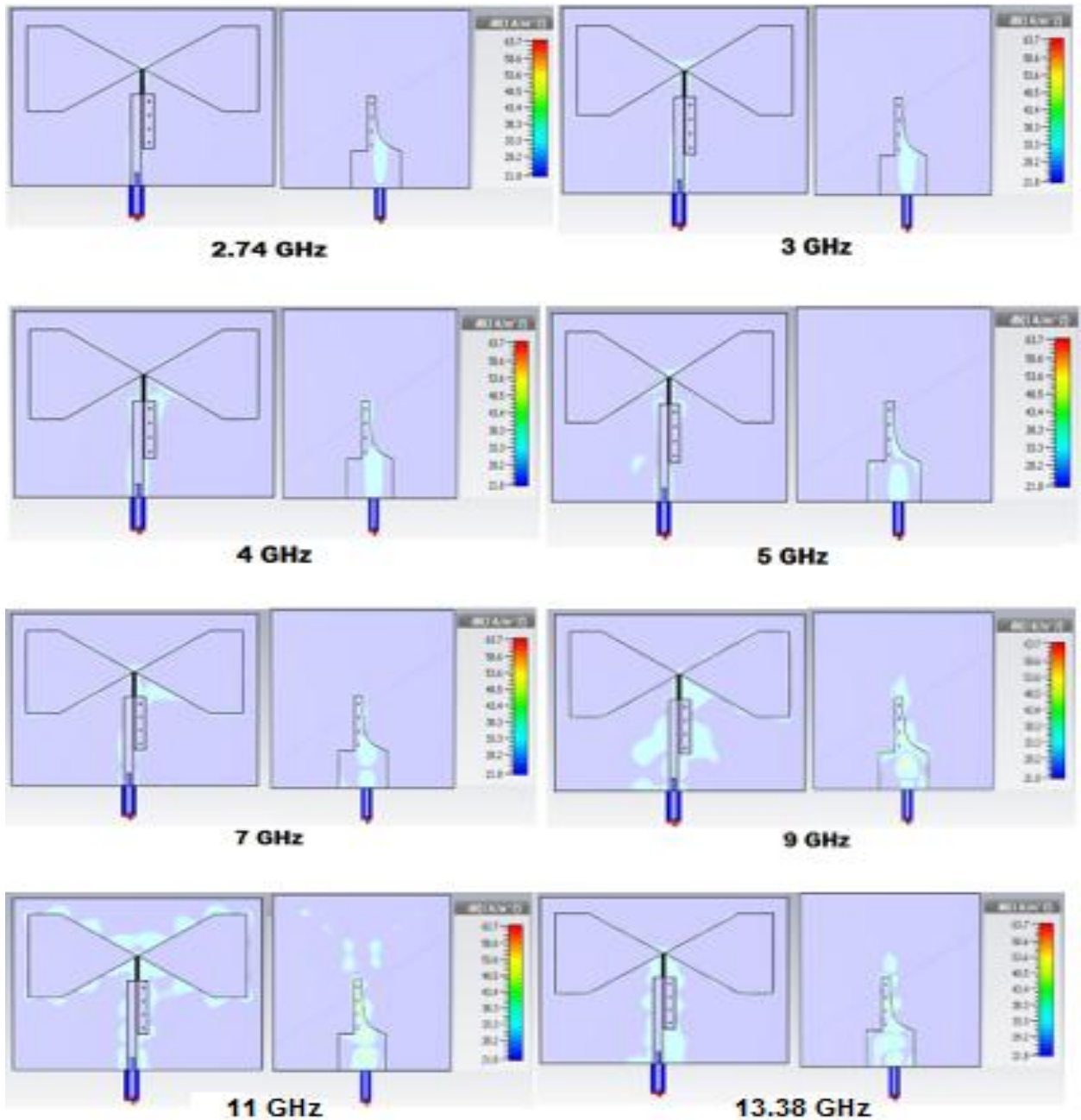


Figure 3. 19 L'amplitude maximale de densité de courant sur l'antenne aux fréquences 2.74, 3, 4, 5, 7, 9, 11 et 13.38 GHz.

3.7 Réalisation et mesure de l'antenne bowtie à balun intégré

A partir des considérations énoncées précédemment, on aboutit à la géométrie présentée dans la figure 3.20. L'antenne bowtie large bande à balun intégré est réalisé sur un substrat FR4 de permittivité $\epsilon_r = 4.3$, de coefficient de perte 0.025 et d'épaisseur 1.6 mm. Elle possède un connecteur de type SMA. L'optimisation de la géométrie de l'antenne proposée de la figure 3.20 via l'étude paramétrique a conduit aux dimensions suivantes : $L_s=75$ mm, $W_s=58$ mm, $L_p=46$ mm, $W_p=28$ mm, $X=0.3$ mm, $W_{add}=10$ mm, $L_{mcs}=L_m=12$ mm, $W_{mcs}=3.137$ mm, $W_m=20$ mm, $L_{cps}=8.25$ mm, $W_{cps}=0.3$ mm, $L_t=L_k=18$ mm, $W_k=10.15$ mm. L'antenne a été réalisée au niveau de l'entreprise ALMiTech, et la mesure du coefficient de réflexion a été faite au centre de développement des technologies avancées (CDTA) de baba Hassan.

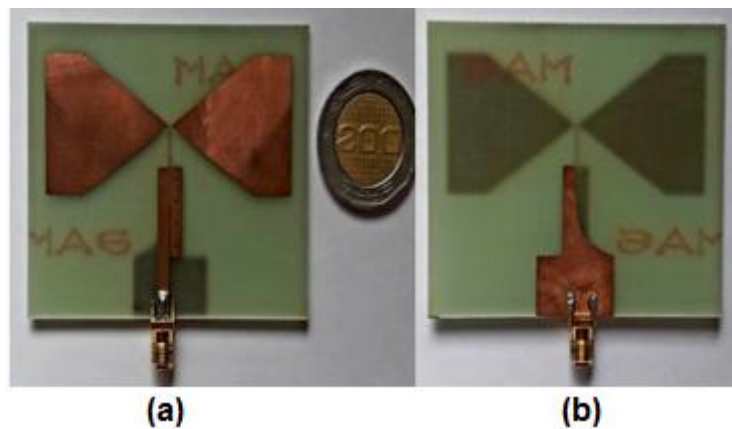


Figure 3. 20 Le prototype réalisé (a) Vue de face (b) Vue de derrière.

La figure 3.21 présente le paramètre $|S_{11}|$ simulé et mesuré du système réalisé. Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est observée. Le module du coefficient de réflexion simulé de l'antenne conçue est inférieur à -10 dB pour la bande [2.74–13.38 GHz] et celui mesuré couvre la bande [2.54–14 GHz]. Les différences entre les résultats simulés et mesurés sont minimales.

Chapitre 3 : Antenne bowtie à balun intégré

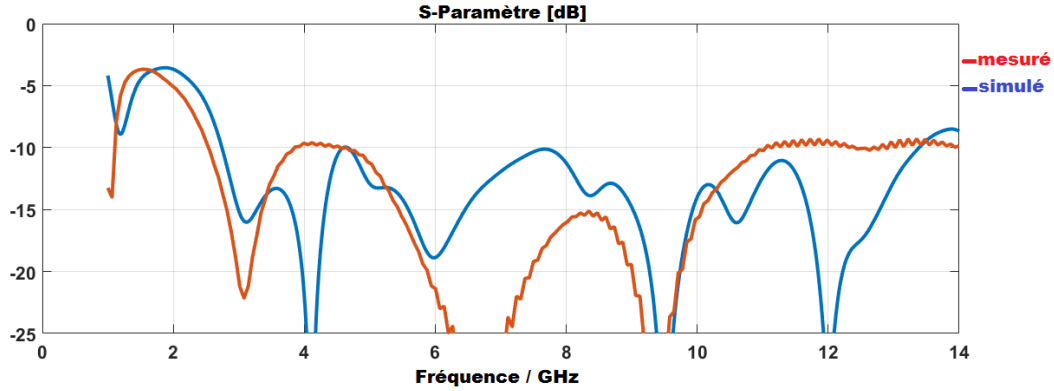


Figure 3. 21 Coefficients de réflexion simulé et mesuré de système antennaire optimisé.

La figure3.22 présente le gain réalisé maximal en fonction de la fréquence. Ce gain varie entre 2.47 dB et 5.15 dB sur la bande d'adaptation de l'antenne.

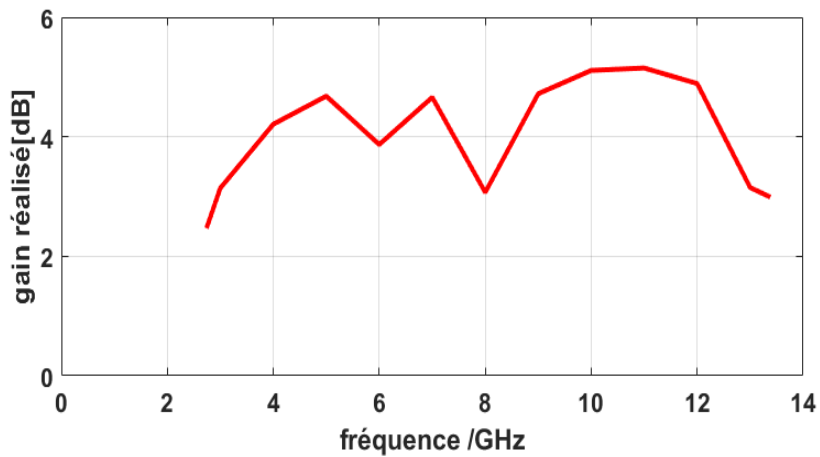


Figure 3. 22 Le gain réalisé maximal simulé en fonction de la fréquence.

La figure3.23 présente le diagramme de rayonnement 3D de l'antenne aux fréquences 2.74, 3, 4, 5, 7, 9, 11 et 13.38 GHz. On observe un rayonnement dipolaire jusqu'à la fréquence de 6 GHz, puis le rayonnement se dégrade à partir de la fréquence 7 GHz.

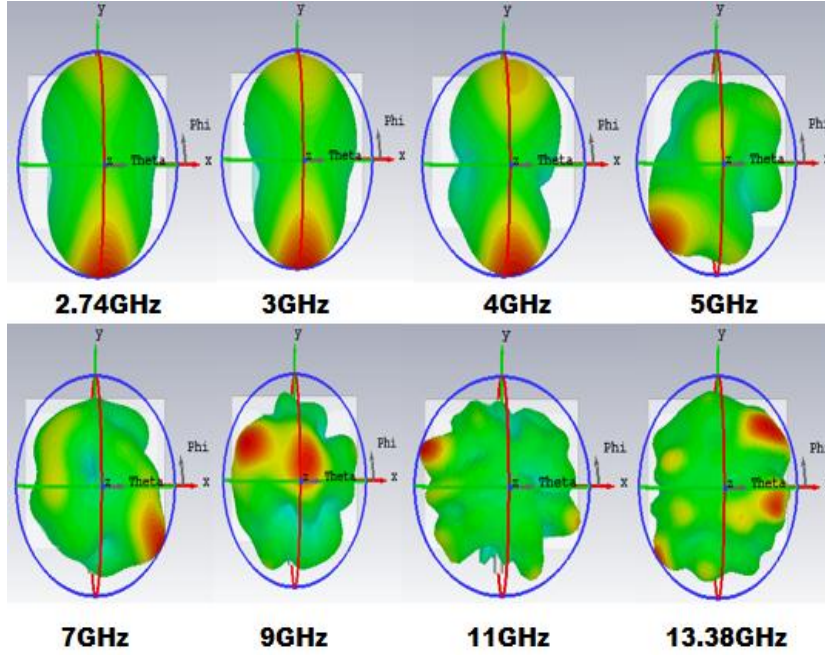


Figure 3. 23 Les diagrammes 3 dimensions de 2.74, 3, 4, 5, 7, 9, 11 et 13.38 GHz.

3.8 Comparaison de notre antenne avec celle de la référence

[19]

Dans cette section, une comparaison entre l'antenne proposée avec celle de la référence [19] est résumée dans le Tableau 3.1 en termes de dimensions, de bandes de fréquence, de gain et de complexité de réalisation.

	Antenne conçue	Antenne de la référence [19]
Dimension de l'antenne	75 mm × 58 mm ($2.015\lambda_c \times 1.56\lambda_c$)	54 mm × 40 mm ($1.233\lambda_c \times 0.913\lambda_c$)
Complexité	Nécessité de 4 vias	Nécessité de 10 vias
La bande passante mesurée (%)	138.6%	111.11%
Le gain simulé	2.47-5.15 dB	2.5-4.9 dB
Fiabilité	Bonne concordance entre la simulation et la mesure	Différence significative entre la simulation et la mesure

Tableau 3. 2 Comparaison de l'antenne conçue et l'antenne de la référence [19].

On observe que l'antenne de la référence [19] est relativement plus petite ($54 \times 40 \text{ mm}^2$) que celle conçue ($75 \times 58 \text{ mm}^2$) mais avec un fonctionnement sur une largeur de bande plus faible (111.11% contre 138.6%) avec une nécessité d'utiliser un nombre de vias plus élevé (10 au lieu de 4 pour l'antenne conçue). De plus, le balun de cette antenne est plié afin de réduire sa taille mais sa structure devient asymétrique. D'autre part, les résultats de mesure présentés dans la référence [19] diffère de manière significative de la simulation.

3.9 Conclusion

Une antenne bowtie compact large bande à balun intégré destiné aux applications aéronautiques est conçue et réalisée dans ce chapitre. Elle fonctionnant dans la bande 2.54-14 GHz. Son diagramme de rayonnement est omnidirectionnel et stable jusqu'à la fréquence de 7 GHz puis se dégrade. La première partie de ce chapitre a été consacrée à une étude des paramètres influençant les performances du système rayonnant en termes de bande passante et de rayonnement. Ensuite, le système optimisé a été réalisé et mesuré. Diagramme de rayonnement presque omnidirectionnel sur toute la bande. Les résultats de mesures sont en accord avec la théorie et les simulations, donc l'antenne proposée est validée. Une bonne concordance entre la simulation et la mesure a été obtenue.

Afin d'évaluer le système proposé, nous l'avons comparé au système antennaire de la référence [19]. Malgré la dimension un peu plus grande de l'antenne, celle-ci reste acceptable par rapport à l'application aéronautique qu'on vise et peut être aisément placé sur un aéroporté avec l'avantage d'être plus large bande, fiable, simple à réaliser et symétrique.

Conclusion générale et perspectives

Les travaux présentés dans ce manuscrit est consacré à la réalisation d'une antenne large bande compact pour remplir différentes missions, telles que la radio navigation, la localisation, des applications radar, des communications. Pour cela, nous avons, d'abord présenté un état de l'art des antennes larges bandes qui peuvent être indépendantes de la fréquence, antennes élémentaires et antennes à transition progressive. Chacune de ces antennes à ses caractéristiques en termes de géométrie, type d'alimentation, bande passante, et rayonnement. A partir de cet état de l'art, on a fait le choix de concevoir une antenne bowtie car elle possède une géométrie très simple, peu encombrante et peu coûteuse à réaliser. Et comme il est nécessaire d'insérer un balun entre le bowtie et le dispositif d'alimentation, on a inséré un balun large bande compact. Pour le choix du balun, un deuxième état de l'art a été fait ou nous avons recensé les baluns relativement larges bandes. Pour notre conception on fait le choix d'utiliser un balun à transition entre une ligne microstrip et une ligne coplanaire Strip-line pour alimenter l'antenne bowtie. Ce type de balun peut être imprimé sur le plan de l'antenne tout en fonctionnant sur une décade de bande de fréquence. Enfin, une antenne bowtie compact large bande à balun intégré, de dimensions $75 \times 58 \times 1.6 \text{ mm}^3$, destiné aux applications aéronautiques a été conçue et réalisée. Les résultats obtenus s'avèrent très intéressants : bande relative de 138.6% (2.54-14 GHz) pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. Son diagramme de rayonnement est omnidirectionnel et stable jusqu'à la fréquence de 7 GHz puis se dégrade. Une bonne concordance entre la simulation et la mesure a été obtenue. Afin d'évaluer le système proposé, nous l'avons comparé au système antennaire de la référence [19]. Malgré la dimension un peu plus grande de l'antenne, celle-ci reste acceptable par rapport à l'application aéronautique qu'on vise et peut être aisément placé sur un aéroporté avec l'avantage d'être plus large bande, fiable, simple à réaliser et symétrique.

Ce travail a été très enrichissant. D'une part, il nous a permis d'apprendre à utiliser le logiciel CST Microwave Studio et d'autre part, il nous a aussi permis d'appréhender le domaine expérimental via la réalisation et la mesure de l'antenne conçue.

Si on veut placer l'antenne proposée sur un avion, cette dernière doit rayonner vers l'extérieur et préserver l'intérieur de toute pollution radioélectrique. Afin d'obtenir ceci, on place généralement l'antenne au-dessus d'un réflecteur ou d'une cavité absorbante. La solution sur cavité absorbante est simple mais la moitié du rayonnement est perdue. De plus, la cavité est dimensionnée à un quart de longueur d'onde ce qui devient un problème pour des applications basses fréquences. L'autre technique plus efficace consiste à utiliser un réflecteur composé d'un très bon conducteur électrique pour récupérer le rayonnement perdu dans la première solution. Cette technique est optimale en milieu de bande où l'on obtient un phénomène d'interférences constructives en plaçant ce réflecteur à un quart de longueur d'onde de l'antenne mais de nouveau volumineuse à basses fréquences. Il apparaît donc difficilement concevable de conjuguer efficacité de rayonnement et faible encombrement. Cependant, parmi les métamatériaux, ceux que l'on nomme conducteurs magnétiques artificiels (CMA) ou surfaces hautes impédances (SHI) ont des caractéristiques remarquables. Alors qu'un conducteur métallique réfléchit les ondes et impose un déphasage de π , les conducteurs magnétiques n'introduisent pas de déphasage. Il devient alors possible de positionner l'antenne au plus proche de ce nouveau réflecteur. Par conséquent, la suite de ce travail est de concevoir une SHI qu'on placera au-dessous de l'antenne bowtie proposée afin d'obtenir une antenne unidirectionnelle de faible épaisseur qu'on peut placer sur un avion.

Références bibliographiques

- [1] J. Valleau, «Miniaturisation d'antennes très large bande pour application spatiales,» Thèse de doctorat, Toulouse: Institut national polytechnique de toulouse, 2016.
- [2] R. H. Duhamel et D. E. Isbell, «Broadband logarithmically periodic antenna structures,» New york: Institute of radio engineerings of New york, 1957.
- [3] D. E. Isbell, «Log periodic dipole arrays,» Institute of radio engineerings transaction antenna and propagations, vol. 8, n° 13, pp. 260-267, 1960.
- [4] A. Zitouni, «Etude et conception d'antennes ULB standards et à bande rejetées,» Telemcen: University abou-bekr belkaid , 2014.
- [5] V. H. Rumsey, «Frequency independent antennas,» Illinois: University of illinois Urbana, pp. 1-5 1960.
- [6] L. Babour, «Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel,» Grenoble: Institut national polytechnique , 2009.
- [7] A. Harrabi, «Conception et réalisation d'une antenne plate pour la réception satellite, Nantes / Universite de nantes / Universite de tunis el manar , 2015.
- [8] V. Callec, «Systèmes antennaires reconfigurables pour l'observation spatiales,»Thèse de doctorat, Rennes: INSA, 2013.
- [9] L. C. Young, Z. Y. Wei, L. Y. Fan, W. S. Hua et L. X. Gun «Volcano smoke planar ultra wide band antenna,» International conference IEEE, china, 2011.
- [10] K. Vinayagamoorthy, «Design and implementation of wideband baluns for archimedean spiral antennas,» Bsisbane, Australlia : Faculty of queensland university of technology, 2011.

- [11] S. H. R. Zaidi, «Baluns, hybrids and power dividers for ultra wideband antennas,» Departement of signals and systems antenna group chalmers university of technology, Goteborg, sweden, 2012.
- [12] K. Gung, R. L. Campbell, P. Hanaway, F. M. Andrews, C. McCuen, W. R. Eisenstadt et M. F. Robert, «Marchand balun ebedded probe,» IEEE transaction on microwave theory and techniques , vol. 56, n° 15, pp. 1-8, 2008.
- [13] Y. Wang, J. C. Lee, «A miniaturized marchand balun model with short-end and capacitive feeding, » Digital object identifier, vol. 8, pp. 26653-26659, 2018.
- [14] H. R. Ahn et S. W. Nam, «New design formulas for impedance transforming 3-dB marchand,» IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 59, n° 111, pp. 2816-2823, 2011.
- [15] J. Chao, H. Chang, C. Chen, S. Tan et K. J. Chen, «A compact dual band coupled line balun with tapped open ended stubs,» Progress electromagnetics research *c* , vol. 22, pp. 109-122, 2011.
- [16] X. li, L. Yang, S. X. Gong et Y. J. Yang, «Dual band and wideband design of a printed dipole antenna integrated with dual band blun,» National key laboratory of antenna and microwave technology xidian university , vol. 6, p. 165-174, 2009.
- [17] J. W. Duncantt, V. P. Minervatt, «100:1 Bandwidth balun transformer,» Proc ire, vol. 28, n° %12, pp. 156-164, 1959.
- [18] Y. G. Kim, D. S. Woo, K. W. kim et Y. K. Cho, «A new ultra wideband microstrip to CPS transition,» Kyungpook national university, Korea, 2007.
- [19] Y. G. Kim, D. S. Woo, K. W. k. Kim et Y. K. Cho, «Design of bowtie type ultra wideband antenna using an ultra wideband balun,» Kyungpook national university, Korea, 2007.
- [20] I. T. E. Elfergani, A. S. Hussaini, J. Rodriguez, A. H. Ali, C. h. Seeet R. A. A. Alhameed, «A compact and broadband balun design for LTE applications,» Electromagnetics research, vol.

67, pp. 85-95, 2016.

- [21] W. S. Yeoh, K. L. Wong, W. S. T. Rowe, «Miniaturized half bowtie printed dipole antenna with an integrated balun,» School of electrical and computer engineering RMIT university, Australia , 2008.
- [22] C. Y. Chu, «Printed dipole antenna design for wireless communications,» Department of electrical and computer engineering, Montreal, Canada , 2005.