

Université Abou Bekr Belkaid
Tlemcen Algérie



جامعة أبي بكر بلقايد

تلمسان الجزائر

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



THESE

Présentée

A L'UNIVERSITE DE TLEMCEM
FACULTE DE TECHNOLOGIE

Pour l'obtention du diplôme de
DOCTORAT
Spécialité : " Télécommunications"

Par

MOULAY Mohammed

**EXPLOITATION DU MODELE DE LA LIGNE DE TRANSMISSION
POUR LA CONCEPTION DES ANTENNES IMPRIMEES MULTI-
BANDES DEDIEES AUX APPLICATIONS SANS FIL**

Soutenu le 03 mars 2016 devant le Jury :

BOUKLI-HACENE Nouredine	Professeur à l'université de Tlemcen	Président
MAHDJOUR Zoubir	Professeur à l'université de Sidi bel Abbes	Examineur
CHAMA ZOUAOUI	Professeur à l'université de Sidi bel Abbes	Examineur
ABRI Mehadj	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Directeur de thèse
ABRI Hadjira	Maitre de conférences (A) à l'université de Tlemcen	Membre invité

Dédicaces

A mes parents

A mes frères

A tous mes amis

A tous ceux qui me sont chers

Remerciements

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

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

Je remercie Monsieur BOUKLI-HACENE Noureddine professeur à l'université du Tlemcen de m'avoir fait l'honneur de bien vouloir présider le jury de cette thèse. C'est avec un immense plaisir qu'il sera parmi le jury de ma thèse. Sa grande expérience et sa richesse connue dans le domaine de la télécommunication de façon générale et dans le domaine de la modélisation des antennes en particulier vont m'aider à me donner des remarques précieuses et très enrichissantes. Vos qualités professionnelles et votre rigueur sont pour moi des exemples à suivre.

Je remercie également Monsieur MAHDJOUR Zoubir professeur à l'Université de Sidi Bel Abbes et je lui suis extrêmement reconnaissant d'avoir accepté de participer au jury de soutenance de ma thèse et d'assurer la tâche d'examineur et d'avoir consacré une partie de son temps précieux à l'examen de ce travail. Certainement, vos connaissances remarquables dans les antennes vont contribuer à me donner des remarques précieuses et très enrichissantes.

J'adresse mes vifs remerciements au Professeur CHAMA Zouaoui à l'université à l'Université de Sidi Bel Abbes, d'avoir accepté de rapporter sur cette thèse et pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux de recherche, le temps qu'il a consacré à la lecture de mon manuscrit et ses précieuses remarques. Je le remercie encore une fois pour ses qualités humaines et scientifiques.

Je tiens également très chaleureusement à exprimer ma profonde reconnaissance à Madame ABRI Née BADAOUI Hadjira Maitre de Conférence (A) à l'université de Tlemcen pour ses remarques précieuses dans le domaine des antennes sans fil, ses aides constructives dans la correction de différentes publications et articles et pour la qualité de ses avis et critiques considérés toujours comme un complément positif. Donc, j'ai l'honneur d'inviter Madame ABRI Née BADAOUI Hadjira à assister à ma soutenance de thèse du doctorat car ce serait un grand plaisir pour moi que de lui retrouver dans l'assistance dans ce moment important qui marque la fin de mon parcours académique.

Enfin je remercie toute les personnes qui m'ont aidé de loin ou de près à réaliser ce travail.

Résumé

Le domaine des télécommunications connaît actuellement une croissance sans précédent. En effet, l'émergence de nouvelles technologies assure le renouvellement des produits et étoffe les services proposés aux clients toujours plus exigeants. Dans un système de communication, l'antenne est un composant à part entière qui nécessite une étude particulière. Tout en cherchant à optimiser les performances radioélectriques d'une antenne, on doit l'adapter aux applications les plus récentes (LTE 2300, LTE 2500, Bluetooth, WiMAX, WLAN U-NII low band et U-NII mid band et U-NII high band). Notre ambition nous ramène à utiliser des méthodes numériques rigoureuses comme les équations intégrales résolues par la méthode des moments afin d'analyser les différentes structures d'antennes. Ces dernières nous offrent une meilleure précision certes, mais elles nécessitent des calculs longs et fastidieux. Le modèle de la ligne de transmission s'avère une alternative prometteuse. La difficulté dans ce travail réside dans l'établissement d'un modèle exacte de l'antenne. Dans cette thèse, nous proposons de nouvelles géométries d'antennes imprimées Multi-bandes dédiées aux Applications sans Fil (LTE 2300, LTE 2500, Bluetooth, WiMAX, WLAN U-NII low band, U-NII mid band et U-NII high band) afin de les intégrer sur des PC portables, des véhicules, ...etc. En se basant sur leurs circuits équivalents afin de faciliter leurs optimisations et conception et d'apporter une ou plusieurs originalités. Afin de valider les modèles proposés, une méthode rigoureuse d'ADS d'Agilent software et la méthode d'intégration finie seront choisies pour comparer les résultats de simulation obtenus.

Mots clés : Antenne Imprimées bowtie, multi-bande, modèle équivalent, applications sans Fil, méthode des moments, méthode d'intégration finie.

Abstract

The telecommunications sector is experiencing unprecedented growth. Indeed, the emergence of new technologies ensures the renewal of products and expands the services offered to increasingly demanding customers. In a communication system, the antenna is a component that requires special study. While seeking to optimize the performance of a radio antenna, it must adapt to the most recent applications (LTE 2300, LTE 2500, Bluetooth, WiMAX, WLAN U-NII low band and U-NII mid Band and U-NII high band). Our ambition leads us to use rigorous numerical methods such as integral equations solved by the method of moments to analyze the different structures of antennas. These all offer us a better precision of course, but they require long and tedious calculations. The model of the transmission line appears a promising alternative. The difficulty in this work is the establishment of an accurate model of the antenna. In this thesis, we propose new geometries of printed antennas Multiband Applications dedicated to Wireless Systems (LTE 2300, LTE 2500, Bluetooth, WiMAX, WLAN U-NII low band, U-NII mid band and U-NII high band) to integrate on laptops, vehicles, etc ... based on their equivalent circuits to facilitate their optimization and design and provide one or more originality. To validate the proposed model, a rigorous method implemented on ADS software of Agilent and the finite integration method of CST will be chosen to compare simulation results.

Keywords: Printed bowtie antenna, Multi-Band, equivalent circuit model, wireless applications, method of moments, the finite integration method.

ملخص

يشهد قطاع الاتصالات نمواً غير مسبوق. في الواقع، ظهور تكنولوجيات جديدة يضمن تجديد المنتجات وتوسيع الخدمات المقدمة للعملاء في ظل الطلب المتنامي. في نظام الاتصالات، والهوائي هو المكون الذي يتطلب دراسة خاصة. في الوقت الذي تسعى لتحسين أداء هوائي الراديو، يجب أن تتكيف مع تطبيقات أحدث (LTE 2300، LTE 2500، وتقنية بلوتوث، واي ماكس، WLAN) الفرقة منخفضة U-NII و U-NII منتصف الفرقة و U-NII الفرقة عالية). طموحنا يقودنا إلى استخدام الطرق العديدة صارمة مثل المعادلات التكاملية حلها عن طريق أسلوب لحظات لتحليل هياكل مختلفة من الهوائيات. كل هذه تقدم لنا دقة أفضل بالطبع، ولكنها تتطلب حسابات طويلة وشاقة. نموذج من خط نقل يظهر بديلاً واعداً. صعوبة هذا العمل هو إنشاء نموذج دقيق للهوائي. في هذه الأطروحة، نقترح هندستها الجديدة المطبوعة تطبيقات هوائيات متعدد الفرقة مخصصة لأنظمة لاسلكية (LTE 2300، LTE 2500، وتقنية بلوتوث، واي ماكس، و WLAN U-NII الفرقة منخفضة، U-NII منتصف الفرقة و U-NII الفرقة عالية) لدمج على أجهزة الكمبيوتر المحمولة، والسيارات، الخ ... على أساس النموذج المعادل لتسهيل التحسين وتصميم وتقديم الأصالة واحدة أو أكثر. للتحقق من صحة النماذج المقترحة، وسيتم اختيار طريقة صارم تنفيذها على ADS برنامج اجيلنت وأسلوب التكامل محدود من CST لمقارنة نتائج المحاكاة.

كلمات البحث: مطبوعة هوائي ربطة العنق، متعدد الفرقة، النموذج المعادل، والتطبيقات اللاسلكية، طريقة لحظات، وطريقة التكامل محدود.

Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I: Généralités sur Les Antennes Imprimées et les Standards de Télécommunications sans fil.

CHAPITRE I	4
I.1 Introduction	5
I.2 Antenne micro-ruban	6
I.3 Différentes formes des éléments rayonnant	6
I.4 Choix du substrat	7
I.5 Caractéristiques des antennes	7
I.5.1. L'adaptation.	7
I.5.2. La directivité.	8
I.5.3. Le gain d'antenne.	9
I.6. Les avantages et les inconvénients des antennes imprimées	9
I.7. Méthodes d'excitation	10
I.7.1. Excitation par ligne microbande	10
I.7.2. Excitation par câble coaxiale	11
I.7.3. Excitation par couplage électromagnétique	11
I.7.4. Excitation à travers une ouverture couplée dans le plan de masse.....	12
I.8. Méthodes d'analyse des antennes imprimées	13
I.8.1. Méthodes Analytiques.....	13
I.8.1.1. Le modèle de la ligne de transmission.	13
I.8.1.2. Modèle de la cavité simple.....	13
I.8.2. Les Méthodes Rigoureuses	13
I.8.2.1. La méthode des éléments finis	14
I.8.2.2. La méthode des différences finies dans le domaine temporelle	14
I.8.2.3. La méthode TLM	14
I.8.2.4. La méthode des moments	15
I.9. Quelques applications des antennes sur les laptop	15
I.9.1. Antenne d'ordinateur portable 2.4 GHz (NB-2400)	15
I.9.2. Antenne TV intégrée aux PC portables	16
I.10. Antennes imprimées fonctionnant en multi-bandes	17
I.11. Les antennes nœud-papillon à partir de la littérature	21
I.11.1. Antenne nœud-papillon large bande alimentée par fente	21
I.11.2. Antenne nœud-papillon large bande par le système balayage électronique	23
I.11.3. Modification de la fente d'une antenne nœud-papillon alimentée par ligne coplanaire	25
I.12. Conclusion	27

CHAPITRE II : Modèle équivalent des antennes nœud papillon multi-bandes.

CHAPITRE II	28
II.1. Introduction	29
II.2. Présentation du modèle équivalent des différentes antennes proposées	29
II.2.1. Circuit équivalent de l'antenne nœud papillon mono-bande	29

II.2.2. Circuit équivalent de l'antenne nœud papillon double bande .	34
II.2.3. Circuit équivalent de l'antenne nœud papillon tri-bande .	36
II.2.4. Circuit équivalent de l'antenne nœud papillon Quad-Bande .	39
II.2.5. Le circuit équivalent de l'antenne multi-bande alimentée par sonde coaxiale et ligne microruban .	44
II.3. Conclusion	48

CHAPITRE III: Antennes Multi-Bandes Alimentées par Lignes micro-rubans.

CHAPITRE III	49
III.1. Introduction	50
III.2. Antennes mono-bandes	50
III.2.1. Antenne pour WiMAX : 3.4-3.6 GHz .	50
III.2.2. Antenne pour WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz .	53
III.2.3. Antenne pour WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz .	55
III.2.4. Antenne pour LTE 2300 : 2.3–2.4 GHz .	58
III.3. Antennes bi-bandes	60
III.3.1. Antenne pour Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz .	60
III.3.2. Antenne pour Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz .	63
III.3.3. Antenne pour Bluetooth : 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII High band): 5.725–5.852 GHz .	66
III.3.4. Antenne pour WiMAX : 3.4–3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz .	69
III.3.5. Antenne pour LTE 2300 : 2.3–2.4 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz .	71
III.3.6. Antenne pour LTE2300 : 2.3–2.4 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz .	74
III.3.7. Antenne pour LTE2500 : 2.5–2.69 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz .	77
III.4. Antennes tri-bandes	79
III.4.1. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WiMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz .	79
III.4.2. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WiMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz .	82
III.4.3. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WiMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz .	85
III.4.4. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WLAN (U-NII low band): 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725–5.852 GHz .	88
III.4.5. Antenne pour WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band): 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725–5.852 GHz .	91
III.4.6. Antenne pour LTE2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz .	94
III.4.7. Antenne pour LTE 2300 :2.3-2.4 GHz, WiMAX :3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII High band) : 5.725-5.852 GHz .	97
III.4.8. Antenne pour LTE2500: 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band): 5.725-5.852 GHz .	100
III.5. Conclusion	103

CHAPITRE IV: Antennes Multi-Bandes Nœud papillon Alimentées par Sondes Coaxiales.

CHAPITRE IV	104
IV.1. Introduction	105

IV.2. Antennes mono-bandes	105
IV.2.1. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.49 GHz	105
IV.2.2. Antenne pour WiMAX: 3.4-3.6 GHz	107
IV.2.3. Antenne pour WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz	109
IV.2.4. Antenne pour WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz	111
IV.2.5. Antenne pour LTE2300: 2.3–2.4 GHz	113
IV.2.6. Antenne pour LTE 2500: 2.5–2.69 GHz	116
IV.3. Antennes bi-bandes	118
IV.3.1. Antenne pour WLAN, BLUETOOTH (2.4–2.49 GHz) et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz	118
IV.3.2. Antenne pour WLAN, Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WiMAX: 3.4–3.6 GHz	121
IV.3.3. Antenne pour WLAN, Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz	123
IV.3.4. Antenne pour WLAN, BLUETOOTH: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII high band): 5.725–5.852 GHz	126
IV.3.5. Antenne pour WiMAX : 3.4–3.6 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz	129
IV.3.6. Antenne pour LTE2300 : 2.3–2.4 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz	131
IV.3.7. Antenne pour LTE2500 : 2.5–2.69 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz ..	134
IV.3.8. Antenne pour LTE 2300 : 2.3–2.4 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz .	136
IV.3.9. Antenne pour LTE2500 : 2.5–2.69 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz .	139
IV.4. Antennes tri-bandes	142
IV.4.1. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz	142
IV.4.2. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz	145
IV.4.3. Antenne pour WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz	148
IV.4.4. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WIMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz	151
IV.4.5. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WLAN (U-NII low band): 5.15-5.35 GHz et U-NII High band: 5.725–5.852 GHz	154
IV.4.6. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, LTE2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII high band): 5.725-5.852 GHz	157
IV.4.7. Antenne pour LTE2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz	160
IV.4.8. Antenne pour LTE2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz	162
IV.4.9. Antenne pour LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz	165
IV.4.10. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, Bluetooth : 2.4-2.49 GHz et WLAN (U-NII High band) : 5.725-5.852 GHz	168
IV.4.11. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz	171
IV.4.12. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz	174

IV.4.13. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz	177
IV.4.14. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz	180
IV.4.15. Antenne pour LTE1800 : 1.7-1.9 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz	182
IV.5. Antennes quad-bandes	185
IV.5.1. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII mid band : 5.46-5.73 GHz	185
IV.5.2. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725-5.852 GHz	188
IV.5.3. Antenne pour LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725-5.852 GHz	191
IV.5.4. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII High band : 5.725-5.852 GHz	194
IV.5.5. Antenne pour LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz, LTE2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX: 3.4-3.6 GHz et U-NII high band : 5.725-5.852 GHz	197
IV.6. Antennes à cinq bandes	200
IV.6.1. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII mid band : 5.46-5.73 GHz	201
IV.6.2. Antenne pour LTE2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII mid band) : 5.46-5.73 GHz et U-NII high band : 5.725-5.852 GHz	204
IV.6.3. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII mid band : 5.46-5.73 GHz	208
IV.7. Conclusion	212
Conclusion générale	213
Annexes	215
La liste des abréviations	225
Références bibliographiques	226

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I. 1. Présentation d'une antenne imprimée.	6
Figure I. 2. Divers types d'éléments rayonnants.	7
Figure I. 3. Alimentation par ligne microruban.	11
Figure I. 4. Alimentation par câble coaxiale.	11
Figure I. 5. Alimentation par couplage électromagnétique.	12
Figure I. 6. Alimentation par <i>ouverture couplée</i>	13
Figure I. 7. NB-2400 Antenne d'ordinateur portable 2.4 GHz.	16
Figure I. 8. Antenne TV intégrée aux PC portables.	17
Figure I. 9 : Antenne en disque avec deux fentes.	18
Figure I. 10. Réseau en disque avec deux fentes.	18
Figure I. 11. Antenne de forme triangulaire ;	19
Figure I. 12. Élément triangulaire avec fentes.	19
Figure I. 13. Antenne carrée avec fentes.	20
Figure I. 14. Réseau plan à quatre éléments.	20
Figure I. 15. Géométrie des trois antennes	22
Figure I. 16. Résultats de simulation et mesure de l'antenne proposée par [9].	23
Figure I. 17. Géométrie de l'antenne nœud-papillon et ses dimensions	24
Figure I. 18. Coefficient de réflexion cas d'utilisation d'une seule antenne nœud papillon.	24
Figure I. 19. Coefficient de réflexion cas d'association de deux antennes nœud papillon.	25
Figure I. 20. Géométrie de l'antenne classique et l'antenne proposée	26
Figure I. 21. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.	27

Chapitre II :

Figure II. 1. (a) Configuration de l'élément rayonnant seul de l'antenne nœud papillon et le modèle équivalent correspondant. (b) Configuration de l'élément rayonnant alimenté par sonde coaxiale et le circuit équivalent correspondant (c) le circuit équivalent correspondant de la ligne microruban d'alimentation.	30
Figure II. 2. (a) Configuration de l'antenne nœud papillon mono-bande composée de deux tapers de mêmes dimensions alimentée par sonde coaxiale. (b) circuit équivalent de l'antenne.	32
Figure II. 3. (a) Configuration de l'antenne nœud papillon mono-bande composée de deux tapers de mêmes dimensions alimentée par ligne microruban. (b) circuit équivalent de l'antenne.	33
Figure II. 4. (a) Configuration de l'antenne nœud papillon bi-bande composée de deux tapers de dimensions différentes alimentée par sonde coaxiale. (b) circuit équivalent de l'antenne.	34
Figure II. 5. (a) Configuration de l'antenne nœud papillon bi-bande composée de deux tapers de dimensions différentes alimentée par ligne microruban. (b) circuit équivalent de l'antenne.	35
Figure II. 6 (a) la géométrie de l'antenne nœud papillon tri-bande proposée alimentée par sonde coaxiale. (b) le modèle équivalent de l'antenne proposée.	37
Figure II. 7. (a) la géométrie de l'antenne nœud papillon tri-bande proposée alimentée par ligne microruban. (b) le modèle équivalent de l'antenne proposée.	39
Figure II. 8 (a). La configuration de l'antenne nœud papillon quad-bande proposée alimentée par sonde coaxiale, (b). Le modèle équivalent de l'antenne proposée.	41

Figure II. 9. (a). la configuration de l'antenne nœud papillon quad-bande proposée alimentée par ligne microruban, (b). le modèle équivalent de l'antenne proposée.....	43
Figure II. 10. (a) la géométrie de l'antenne nœud papillon multi-bande proposée alimentée par sonde coaxiale. (b) le modèle équivalent de l'antenne proposée.....	45
Figure II. 11. (a). la configuration de l'antenne nœud papillon multi-bande proposée alimentée par ligne.....	47

Chapitre III :

Figure III. 1. Géométrie de l'antenne WiMAX. $W_{T1}= W_{T2}= 9.534 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}= 1.141 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}=23.82 \text{ mm}$	50
Figure III. 2. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne WiMAX.....	51
Figure III. 3. Rapport d'onde stationnaire obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.	51
Figure III. 4. Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 3.5 \text{ GHz}$).....	52
Figure III. 5. Diagramme de rayonnement en 3D ($f = 3.5 \text{ GHz}$).....	52
Figure III. 6. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= W_{T2}= 12.015 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}=1.643 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}=23.72\text{mm}$,.....	53
Figure III. 7. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne mono-bande.	53
Figure III. 8. Rapport d'onde stationnaire à l'entrée de l'antenne.	54
Figure III. 9. Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 5.25 \text{ GHz}$).....	54
Figure III. 10. Diagramme de rayonnement en 3D ($f = 5.25 \text{ GHz}$).....	55
Figure III. 11. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= W_{T2}= 11.2884 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}= 1.439 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}=27.9 \text{ mm}$	55
Figure III. 12. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.....	56
Figure III. 13. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne présentée sur la figure III. 11.	56
Figure III. 14. Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 5.65 \text{ GHz}$).....	57
Figure III. 15. Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne mono-bande. ($f = 5.65 \text{ GHz}$).....	57
Figure III. 16. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= W_{T2}= 24.932 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}= 0.895 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}= 68.17 \text{ mm}$	58
Figure III. 17. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne mono-bande pour LTE2300.	58
Figure III. 18. Rapport d'onde stationnaire obtenus par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.	59
Figure III. 19. Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 2.35 \text{ GHz}$).....	59
Figure III. 20. Diagramme de rayonnement en 3D ($f = 2.35 \text{ GHz}$).....	60
Figure III. 21. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=12.399 \text{ mm}$, $W_{C1}= 0.852 \text{ mm}$, $L_{T1} =32.74 \text{ mm}$, $W_{T2}=24.935 \text{ mm}$, $W_{C2}= 0.852 \text{ mm}$, $L_{T2}=68.28 \text{ mm}$	60
Figure III. 22. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne bi-bande.....	61
Figure III. 23. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne bowtie bi-bande.....	62
Figure III. 24. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$	62
Figure III. 25. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$	63
Figure III. 26. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 12.03 \text{ mm}$, $W_{C1}= 1.43 \text{ mm}$, $L_{T1}=30.06 \text{ mm}$, $W_{T2}= 14.885 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.434 \text{ mm}$, $L_{T2}=38.14 \text{ mm}$	63
Figure III. 27. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne bi-bande.	64
Figure III. 28. Le rapport d'onde stationnaire de l'antenne.....	65
Figure III. 29. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.59 \text{ GHz}$	65

Figure III. 30. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.59 \text{ GHz}$.	66
Figure III. 31. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=11.547 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.414 \text{ mm}$, $L_{T1}=28.73 \text{ mm}$, $W_{T2}=14.853 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.414 \text{ mm}$, $L_{T2}=38.11 \text{ mm}$.	66
Figure III. 32 Coefficient de réflexion de l'antenne bi-bande.	67
Figure III. 33. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne bi-bande.	67
Figure III. 34. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.79 \text{ GHz}$.	68
Figure III. 35. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.79 \text{ GHz}$.	68
Figure III. 36. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 23.12 \text{ mm}$, $W_{C1}= 1.303 \text{ mm}$, $L_{T1}=61.88\text{mm}$, $W_{T2}= 10.802 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.303 \text{ mm}$, $L_{T2}=26.94\text{mm}$.	69
Figure III. 37. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne.	69
Figure III. 38. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne bi-bande.	70
Figure III. 39. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 3.5 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$.	71
Figure III. 40. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 3.5 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$.	71
Figure III. 41. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 27.118 \text{ mm}$, $W_{C1}= 0.881 \text{ mm}$, $L_{T1}=74.39\text{mm}$, $W_{T2}=11.427 \text{ mm}$, $W_{C2}=0.881 \text{ mm}$, $L_{T2}=29.89 \text{ mm}$.	72
Figure III. 42. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.	72
Figure III. 43. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.	73
Figure III. 44. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.35 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$.	73
Figure III. 45. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.35 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$.	74
Figure III. 46. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=15.739 \text{ mm}$, $W_{C1}= 1.072 \text{ mm}$, $L_{T1}=41.57\text{mm}$, $W_{T2}= 9.985 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.072 \text{ mm}$, $L_{T2}=25.26 \text{ mm}$.	74
Figure III. 47. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne.	75
Figure III. 48. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne.	75
Figure III. 49. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.35 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.78 \text{ GHz}$.	76
Figure III. 50. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.35 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.78 \text{ GHz}$.	76
Figure III. 51. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 11.16 \text{ mm}$, $W_{C1}= 0.993 \text{ mm}$, $L_{T1}=28.84\text{mm}$, $W_{T2}= 24.547 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.881 \text{ mm}$, $L_{T2}=64.26\text{mm}$.	77
Figure III. 52. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne obtenu par la méthode de la ligne de transmission, la méthode des moments et la technique d'intégration finie.	77
Figure III. 53. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	78
Figure III. 54. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.59 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.78 \text{ GHz}$.	78
Figure III. 55. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.59 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.78 \text{ GHz}$.	79
Figure III. 56. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=23.250 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.433 \text{ mm}$, $L_{T1}=61.88\text{mm}$, $W_{T2}=15.863 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.624 \text{ mm}$, $L_{T2}=40.38\text{mm}$, $W_{T3}=11.423 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.376 \text{ mm}$, $L_{T3}=28.50 \text{ mm}$.	80
Figure III. 57. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne.	80
Figure III. 58. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	81
Figure III. 59. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	82
Figure III. 60. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	82
Figure III. 61. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=10.526 \text{ mm}$, $W_{C1}=0.924 \text{ mm}$, $L_{T1}=27.22\text{mm}$, $W_{T2}=15.667\text{mm}$, $W_{C2}=1.372 \text{ mm}$, $L_{T2}=40.52\text{mm}$, $W_{T3}=10.753 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.145 \text{ mm}$, $L_{T3}=27.25 \text{ mm}$.	83
Figure III. 62. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.	83
Figure III. 63. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	84
Figure III. 64. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	85
Figure III. 65. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	85
Figure III. 66. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=10.518 \text{ mm}$, $W_{C1}=0.952 \text{ mm}$, $L_{T1}=27.11\text{mm}$, $W_{T2}=15.808 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.604 \text{ mm}$, $L_{T2}=40.27\text{mm}$, $W_{T3}=10.157 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.134 \text{ mm}$, $L_{T3}=25.58 \text{ mm}$.	86

Figure III. 67. Coefficient de reflexion simulés l'antenne bowtie tri-bande.	86
Figure III. 68. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.....	87
Figure III. 69. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	87
Figure III. 70. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	88
Figure III. 71. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=22.329\text{ mm}$, $W_{C1}=0.922\text{ mm}$, $L_{T1}=60.68\text{ mm}$, $W_{T2}=11.906\text{ mm}$, $W_{C2}=1.205\text{ mm}$, $L_{T2}=30.34\text{ mm}$, $W_{T3}=15.001\text{ mm}$, $W_{C3}=0.851\text{ mm}$, $L_{T3}=40.12\text{ mm}$	88
Figure III. 72. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne tri-bande alimentée par ligne microruban.	89
Figure III. 73. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.....	89
Figure III. 74. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne. (a) ($f= 2.44\text{ GHz}$) ; (b) ($f= 5.25\text{ GHz}$) et (c) ($f= 5.78\text{ GHz}$).	90
Figure III. 75. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne. (a) ($f= 2.44\text{ GHz}$) ; (b) ($f= 5.25\text{ GHz}$) et (c) ($f= 5.78\text{ GHz}$).	90
Figure III. 76. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 16.624\text{ mm}$, $W_{C1}= 1.407\text{ mm}$, $L_{T1}=43.16\text{mm}$, $W_{T2}= 11.525\text{ mm}$, $W_{C2}= 1.920\text{ mm}$, $L_{T2}=27.22\text{ mm}$, $W_{T3}= 22.877\text{ mm}$, $W_{C3}= 1.059\text{ mm}$, $L_{T3}=61.88\text{ mm}$	91
Figure III. 77. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie de CST.	92
Figure III. 78. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.....	92
Figure III. 79. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	93
Figure III. 80. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	93
Figure III. 81. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 16.529\text{ mm}$, $W_{C1}= 1.165\text{ mm}$, $L_{T1}=43.56\text{mm}$, $W_{T2}= 11.837\text{ mm}$, $W_{C2}= 1.642\text{ mm}$, $L_{T2}=28.89\text{ mm}$, $W_{T3}= 22.967\text{ mm}$, $W_{C3}= 1.466\text{ mm}$, $L_{T3}= 60.97\text{mm}$	94
Figure III. 82. Coefficient de reflexion à l'entrée de l'antenne.	95
Figure III. 83. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.	95
Figure III. 84. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	96
Figure III. 85. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	96
Figure III. 86. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 16.257\text{ mm}$, $W_{C1}= 1.161\text{ mm}$, $L_{T1}=42.79\text{mm}$, $W_{T2}= 11.385\text{ mm}$,	97
Figure III. 87. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.....	98
Figure III. 88. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.	98
Figure III. 89. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	99
Figure III. 90. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	99
Figure III. 91. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 24.625\text{ mm}$, $W_{C1}= 1.739\text{ mm}$, $L_{T1}=64.91\text{mm}$, $W_{T2}= 23.921\text{ mm}$,	100
Figure III. 92. Coefficients de réflexion simulé de l'antenne bowtie tri-bande	100
Figure III. 93. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.....	101
Figure III. 94. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	102
Figure III. 95. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	102

Chapitre IV :

Figure IV. 1. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= W_{T2}= 24.219 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}= 0.901 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}=66.33 \text{ mm}$.	105
Figure IV. 2. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.	106
Figure IV. 3. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne Bluetooth.	106
Figure IV. 4. Diagramme de rayonnement de l'antenne Bluetooth ($f = 2.44 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.	107
Figure IV. 5. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= W_{T2}= 17.801 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}= 1.872 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}= 45.37 \text{ mm}$.	107
Figure IV. 6. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne WiMAX.	108
Figure IV. 7. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne WiMAX.	108
Figure IV. 8. Diagramme de rayonnement de l'antenne WiMAX ($f = 3.5 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.	109
Figure IV. 9. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= W_{T2}= 11.796 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}= 1.233 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}=29.94 \text{ mm}$.	109
Figure IV. 10. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne.	110
Figure IV. 11. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	110
Figure IV. 12. Diagramme de rayonnement de l'antenne ($f = 5.25 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.	111
Figure IV. 13. Géométrie de l'antenne préposée. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= W_{T2}= 12.840 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}= 0.933 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}=33.76 \text{ mm}$.	111
Figure IV. 14. La puissance réfléchie de l'antenne présentée sur la figure VI. 13.	112
Figure IV. 15. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne présentée sur la figure VI. 13.	112
Figure IV. 16. Diagramme de rayonnement de l'antenne ($f = 5.59 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.	113
Figure IV. 17. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= W_{T2}= 18.149 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}= 1.392 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}=47.5 \text{ mm}$.	114
Figure IV. 18. Puissance réfléchie de l'antenne LTE2300.	114
Figure IV. 19. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne LTE2300.	115
Figure IV. 20. Diagramme de rayonnement de l'antenne ($f=2.35 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.	115
Figure IV. 21. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= W_{T2}= 16.897 \text{ mm}$, $W_{C1}= W_{C2}= 1.707 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2}=43.07 \text{ mm}$.	116
Figure IV. 22. La puissance réfléchie de l'antenne LTE 2500.	116
Figure IV. 23. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne LTE2500.	117
Figure IV. 24. Diagramme de rayonnement de l'antenne ($f=2.59 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.	117
Figure IV. 25. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 14.118 \text{ mm}$, $W_{C1}= 1.148 \text{ mm}$, $L_{T1} =36.78 \text{ mm}$, $W_{T2}= 23.594 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.148 \text{ mm}$, $L_{T2}=63.66 \text{ mm}$.	118
Figure IV. 26. La puissance réfléchie de l'antenne bi-bande.	118
Figure IV. 27. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	119
Figure IV. 28. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	120
Figure IV. 29. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	120
Figure IV. 30. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 17.762 \text{ mm}$, $W_{C1}= 1.099 \text{ mm}$, $L_{T1} =42.27 \text{ mm}$, $W_{T2}= 16.728 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.099 \text{ mm}$, $L_{T2}=44.44 \text{ mm}$.	121
Figure IV. 31. La puissance réfléchie de l'antenne bi-bande.	121
Figure IV. 32. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	122
Figure IV. 33. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	122
Figure IV. 34. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	123

Figure IV. 35. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 17.414$ mm, $W_{C1}= 1.796$ mm, $L_{T1}=44.29$ mm, $W_{T2}= 28.035$ mm, $W_{C2}= 0.850$ mm, $L_{T2}=77.1$ mm.	123
Figure IV. 36. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.....	124
Figure IV. 37. Rapport d'onde stationnaire obtenu par le modèle de la ligne de transmission.....	125
Figure IV. 38. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	125
Figure IV. 39. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	126
Figure IV. 40. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 15.327$ mm, $W_{C1}= 1.843$ mm, $L_{T1}=38.25$ mm, $W_{T2}= 11.929$ mm, $W_{C2}= 1.843$ mm, $L_{T2}=28.57$ mm.	126
Figure IV. 41. Coefficient de réflexion de l'antenne bi-bande.....	127
Figure IV. 42. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	127
Figure IV. 43. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	128
Figure IV. 44. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	128
Figure IV. 45. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=7.532$ mm, $W_{C1}= 1.174$ mm, $L_{T1}=78.03$ mm, $W_{T2}=25.586$ mm, $W_{C2}=1.174$ mm, $L_{T2}=69.22$ mm.....	129
Figure IV. 46. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne. ..	129
Figure IV. 47. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne	130
Figure IV. 48. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	130
Figure IV. 49. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	131
Figure IV. 50. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=27.105$ mm, $W_{C1}=1.867$ mm, $L_{T1}=71.58$ mm, $W_{T2}=13.012$ mm, $W_{C2}=1.861$ mm, $L_{T2}=31.62$ mm.	131
Figure IV. 51. Puissance réfléchiée à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments de Momentum et la méthode d'intégration finie.	132
Figure IV. 52. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	133
Figure IV. 53. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	133
Figure IV. 54. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	134
Figure IV. 55. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=18.438$ mm, $W_{C1}=1.51$ mm, $L_{T1}=48$ mm, $W_{T2}=15.363$ mm, $W_{C2}=1.563$ mm, $L_{T2}= 39.13$ mm.....	134
Figure IV. 56. Coefficient de reflexion à l'entrée de l'antenne.....	135
Figure IV. 57. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	135
Figure IV. 58. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	136
Figure IV. 59. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	136
Figure IV. 60. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=13.485$ mm, $W_{C1}=1.154$ mm, $L_{T1}=34.9$ mm, $W_{T2}=26.308$ mm, $W_{C2}=1.997$ mm, $L_{T2}=68.94$ mm.	137
Figure IV. 61. Coefficient de reflexion à l'entrée de l'antenne.....	137
Figure IV. 62. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	138
Figure IV. 63. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	138
Figure IV. 64. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	139
Figure IV. 65. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=25.247$ mm, $W_{C1}=1.993$ mm, $L_{T1}=65.93$ mm, $W_{T2}=19.832$ mm, $W_{C2}=1.041$ mm, $L_{T2}=53.28$ mm.	139
Figure IV. 66. Coefficient de reflexion à l'entrée de l'antenne.....	140
Figure IV. 67. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne bi-bande.	140
Figure IV. 68. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	141
Figure IV. 69. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	141
Figure IV. 70. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 19.832$ mm, $W_{C1}= 1.319$ mm, $L_{T1}=52.52$ mm, $W_{T2}= 28.193$ mm, $W_{C2}=1.319$ mm, $L_{T2}=76.23$ mm, $W_{T3}=27.725$ mm, $W_{C3}=1.070$ mm, $L_{T3}=75.58$ mm.	142
Figure IV. 71. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par ADS/Momentum et CST MW Studio.	143

Figure IV. 72. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.....	143
Figure IV. 73. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.....	144
Figure IV. 74. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	144
Figure IV. 75. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=28.023$ <i>mm</i> , $W_{C1}=1.894$ <i>mm</i> , $L_{T1}=74.13$ <i>mm</i> , $W_{T2}=14.108$ <i>mm</i> , $W_{C2}=1.548$ <i>mm</i> , $L_{T2}=35.62$ <i>mm</i> , $W_{T3}=28.476$ <i>mm</i> , $W_{C3}=1.548$ <i>mm</i> , $L_{T3}=74.13$ <i>mm</i>	145
Figure IV. 76. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par ADS/Momentum et CST MW Studio.	146
Figure IV. 77. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.....	146
Figure IV. 78. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.....	147
Figure IV. 79. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	147
Figure IV. 80. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=16.166$ <i>mm</i> , $W_{C1}=0.880$ <i>mm</i> , $L_{T1}=43.33$ <i>mm</i> , $W_{T2}=17.953$ <i>mm</i> , $W_{C2}=1.267$ <i>mm</i> , $L_{T2}=47.33$ <i>mm</i> , $W_{T3}=25.031$ <i>mm</i> , $W_{C3}=0.880$ <i>mm</i> , $L_{T3}=68.49$ <i>mm</i>	148
Figure IV. 81. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.....	149
Figure IV. 82. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.....	149
Figure IV. 83. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.....	150
Figure IV. 84. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	150
Figure IV. 85. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=18.726$ <i>mm</i> , $W_{C1}=1.999$ <i>mm</i> , $L_{T1}=47.42$ <i>mm</i> , $W_{T2}=17.341$ <i>mm</i> , $W_{C2}=2$ <i>mm</i> , $L_{T2}=43.5$ <i>mm</i> , $W_{T3}=24.824$ <i>mm</i> , $W_{C3}=1.615$ <i>mm</i> , $L_{T3}=65.81$ <i>mm</i>	151
Figure IV. 86. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par ADS/Momentum et CST MW Studio.	152
Figure IV. 87. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.....	152
Figure IV. 88. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.....	153
Figure IV. 89. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	153
Figure IV. 90. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=17.887$ <i>mm</i> , $W_{C1}=1.753$ <i>mm</i> , $L_{T1}=45.74$ <i>mm</i> , $W_{T2}=20.248$ <i>mm</i> , $W_{C2}=1.250$ <i>mm</i> , $L_{T2}=53.85$ <i>mm</i> , $W_{T3}=17.189$ <i>mm</i> , $W_{C3}=1.496$ <i>mm</i> , $L_{T3}=44.46$ <i>mm</i>	153
Figure IV. 91. Coefficient de réflexion de l'antenne.....	155
Figure IV. 92. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.....	155
Figure IV. 93. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.....	156
Figure IV. 94. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	156
Figure IV. 95. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=26.033$ <i>mm</i> , $W_{C1}=1.211$ <i>mm</i> , $L_{T1}=70.39$ <i>mm</i> , $W_{T2}=21.842$ <i>mm</i> , $W_{C2}=1.149$ <i>mm</i> , $L_{T2}=58.16$ <i>mm</i> , $W_{T3}=25.997$ <i>mm</i> , $W_{C3}=0.871$ <i>mm</i> , $L_{T3}=71.24$ <i>mm</i>	157
Figure IV. 96. Coefficient de réflexion de l'antenne bowtie tri-bande.....	158
Figure IV. 97. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.....	158
Figure IV. 98. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.....	159
Figure IV. 99. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	159
Figure IV. 100. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=26.267$ <i>mm</i> , $W_{C1}=1.193$ <i>mm</i> , $L_{T1}=71.1$ <i>mm</i> , $W_{T2}=22.731$ <i>mm</i> , $W_{C2}=1.149$ <i>mm</i> , $L_{T2}=61.23$ <i>mm</i> , $W_{T3}=26.59$ <i>mm</i> , $W_{C3}=1.894$ <i>mm</i> , $L_{T3}=70.05$ <i>mm</i>	160
Figure IV. 101. Coefficient de réflexion de l'antenne.....	161
Figure IV. 102. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par ADS/ Momentum et CST MW Studio.....	161
Figure IV. 103. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.....	162
Figure IV. 104. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.....	162

Figure IV. 105. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 13.729$ mm, $W_{C1}= 1.751$ mm, $L_{T1}=33.94$ mm, $W_{T2}= 24.805$ mm, $W_{C2}= 1.086$ mm, $L_{T2}=65.22$ mm, $W_{T3}= 19.082$ mm, $W_{C3}= 1.056$ mm, $L_{T3}=51.13$ mm.	163
Figure IV. 106. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par ADS/ Momentum et CST MW Studio.	163
Figure IV. 107. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.	164
Figure IV. 108. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	164
Figure IV. 109. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	165
Figure IV. 110. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 22.980$ mm, $W_{C1}= 1.477$ mm, $L_{T1}=60.83$ mm, $W_{T2}= 24.39$ mm, $W_{C2}= 0.949$ mm, $L_{T2}=66.50$ mm, $W_{T3}= 21.354$ mm, $W_{C3}= 1.80$ mm, $L_{T3}= 55.44$ mm.	165
Figure IV. 111. Coefficient de reflexion simulé l'antenne bowtie tri-bande.	166
Figure IV. 112. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	167
Figure IV. 113. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	167
Figure IV. 114. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	168
Figure IV. 115. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 17.411$ mm, $W_{C1}= 1.851$ mm, $L_{T1}=44.12$ mm, $W_{T2}= 27.978$ mm, $W_{C2}= 1.846$ mm, $L_{T2}=74.1$ mm, $W_{T3}= 18.584$ mm, $W_{C3}= 0.891$ mm, $L_{T3}=50.17$ mm.	168
Figure IV. 116. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.	169
Figure IV. 117. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	170
Figure IV. 118. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	170
Figure IV. 119. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	171
Figure IV. 120. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 27.103$ mm, $W_{C1}= 1.821$ mm, $L_{T1}=71.69$ mm, $W_{T2}= 21.495$ mm, $W_{C2}= 1.107$ mm, $L_{T2}=57.82$ mm, $W_{T3}= 27.157$ mm, $W_{C3}= 1.822$ mm, $L_{T3}=71.83$ mm.	172
Figure IV. 121. Coefficient de reflexion simulé de l'antenne bowtie tri-bande.	172
Figure IV. 122. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	173
Figure IV. 123. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	173
Figure IV. 124. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	174
Figure IV. 125. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 28.360$ mm, $W_{C1}= 1.629$ mm, $L_{T1}=75.83$ mm, $W_{T2}= 19.715$ mm, $W_{C2}= 1.314$ mm, $L_{T2}=52.18$ mm, $W_{T3}= 16.877$ mm, $W_{C3}= 1.193$ mm, $L_{T3}=44.46$ mm.	174
Figure IV. 126. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence	175
Figure IV. 127. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	175
Figure IV. 128. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	176
Figure IV. 129. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	176
Figure IV. 130. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=26.545$ mm, $W_{C1}=1.262$ mm, $L_{T1}=71.69$ mm, $W_{T2}=24.196$ mm, $W_{C2}=1.119$ mm, $L_{T2}=65.45$ mm, $W_{T3}=27.278$ mm, $W_{C3}=1.968$ mm, $L_{T3}=71.78$ mm.	177
Figure IV. 131. Coefficient de reflexion à l'entrée de l'antenne.	178
Figure IV. 132. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	178
Figure IV. 133. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	179
Figure IV. 134. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	179
Figure IV. 135. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 7.146$ mm, $W_{C1}= 1.295$ mm, $L_{T1}=16.59$ mm, $W_{T2}= 5.113$ mm, $W_{C2}= 1.407$ mm, $L_{T2}=10.52$ mm, $W_{T3}=27.937$ mm, $W_{C3}=1.253$ mm, $L_{T3}=75.66$ mm.	180

Figure IV. 136. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne tri-bande alimentée par sonde coaxiale.	181
Figure IV. 137. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	181
Figure IV. 138. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	182
Figure IV. 139. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	182
Figure IV. 140. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=39.976$ mm, $W_{C1}=0.999$ mm, $L_{T1}=110.5$ mm, $W_{T2}=34.999$ mm, $W_{C2}=1$ mm, $L_{T2}=96.42$ mm, $W_{T3}=34.964$ mm, $W_{C3}=1$ mm, $L_{T3}=96.31$ mm.	183
Figure IV. 141. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.	183
Figure IV. 142. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	184
Figure IV. 143. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	184
Figure IV. 144. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	185
Figure IV. 145. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=28.260$ mm, $W_{C1}=1.782$ mm, $L_{T1}=75.09$ mm, $W_{T2}=17.382$ mm, $W_{C2}=1.782$ mm, $L_{T2}=32.89$ mm, $W_{T3}=20.974$ mm, $W_{C3}=1.782$ mm, $L_{T3}=54.42$ mm, $W_{T4}=21.674$ mm, $W_{C4}=1.782$ mm, $L_{T4}=56.4$ mm.	186
Figure IV. 146. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.	186
Figure IV. 147. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	187
Figure IV. 148. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	188
Figure IV. 149. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	188
Figure IV. 150. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=18.088$ mm, $W_{C1}=1.521$ mm, $L_{T1}=46.96$ mm, $W_{T2}=16.414$ mm, $W_{C2}=1.521$ mm, $L_{T2}=42.22$ mm, $W_{T3}=15.828$ mm, $W_{C3}=1.521$ mm, $L_{T3}=40.55$ mm, $W_{T4}=10.738$ mm, $W_{C4}=1.521$ mm, $L_{T4}=26.12$ mm.	189
Figure IV. 151. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.	189
Figure IV. 152. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	190
Figure IV. 153. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	191
Figure IV. 154. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	191
Figure IV. 155. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=13.535$ mm, $W_{C1}=1.939$ mm, $L_{T1}=32.89$ mm, $W_{T2}=12.568$ mm, $W_{C2}=1.789$ mm, $L_{T2}=30.57$ mm, $W_{T3}=24.598$ mm, $W_{C3}=0.850$ mm, $L_{T3}=67.32$ mm, $W_{T4}=23.016$ mm, $W_{C4}=1.767$ mm, $L_{T4}=60.26$ mm.	192
Figure IV. 156. Puissance réfléchiée à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.	192
Figure IV. 157. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	193
Figure IV. 158. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	193
Figure IV. 159. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	194
Figure IV. 160. Géométrie de l'antenne quatre bande. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=11.782$ mm, $W_{C1}=0.901$ mm, $L_{T1}=30.85$ mm, $W_{T2}=25.998$ mm, $W_{C2}=1.915$ mm, $L_{T2}=68.29$ mm, $W_{T3}=27.437$ mm, $W_{C3}=1.745$ mm, $L_{T3}=72.85$ mm, $W_{T4}=13.710$ mm, $W_{C4}=1.999$ mm, $L_{T4}=33.21$ mm.	195
Figure IV. 161. Puissance réfléchiée à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.	195
Figure IV. 162. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	196
Figure IV. 163. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	196
Figure IV. 164. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	197
Figure IV. 165. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=27.561$ mm, $W_{C1}=1.866$ mm, $L_{T1}=72.88$ mm, $W_{T2}=12.033$ mm, $W_{C2}=1.981$ mm, $L_{T2}=31.33$ mm, $W_{T3}=21.454$ mm, $W_{C3}=1.369$ mm, $L_{T3}=56.97$ mm, $W_{T4}=16.989$ mm, $W_{C4}=1.821$ mm, $L_{T4}=42.99$ mm.	198
Figure IV. 166. Puissance réfléchiée à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.	198

Figure IV. 167. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	199
Figure IV. 168. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	199
Figure IV. 169. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	200
Figure IV. 170. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 28.357$ mm , $W_{C1}= 1.848 mm$, $L_{T1}=75.18 mm$, $W_{T2}= 11.821 mm$, $W_{C2}= 1.148 mm$, $L_{T2}= 30.28 mm$. $W_{T3}=$ $17.066 mm$, $W_{C3}= 1.634 mm$, $L_{T3}=43.76 mm$, $W_{T4}= 26.191 mm$, $W_{C4}=1.848 mm$, $L_{T4}=69.05 mm$, $W_{T5}=20.419 mm$, $W_{C5}=0.974 mm$, $L_{T5}=55.13 mm$	201
Figure IV. 171. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.	202
Figure IV. 172. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.	202
Figure IV. 173. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	203
Figure IV. 174. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	204
Figure IV. 175. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 26.946$ mm , $W_{C1}= 0.902 mm$, $L_{T1}=73.85 mm$, $W_{T2}= 25.177 mm$, $W_{C2}= 1.353 mm$, $L_{T2}=67.55 mm$. $W_{T3}= 26.515$ mm , $W_{C3}= 1.864 mm$, $L_{T3}=69.89 mm$, $W_{T4}= 15.020 mm$, $W_{C4}= 0.859 mm$, $L_{T4}=40.18mm$, $W_{T5}= 24.444$ mm , $W_{C5}= 0.902 mm$, $L_{T5}=66.76 mm$	205
Figure IV. 176. Puissance réfléchi à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.	205
Figure IV. 177. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.	206
Figure IV. 178. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne. (a) ($f= 2.35 GHz$) ; (b) ($f= 2.59$ GHz), (c) ($f= 3.5 GHz$), (d) ($f= 5.6 GHz$) (e) ($f= 5.79 GHz$).	207
Figure IV. 179. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	208
Figure IV. 180. Géométrie de l'antenne cinq-bandes. $W_{T1}= 27.699 mm$, $W_{C1}= 1.518 mm$, $L_{T1}=mm$, $W_{T2}= 16.765 mm$, $W_{C2}= 1.953 mm$, $L_{T2}= mm$. $W_{T3}= 25.735 mm$, $W_{C3}= 1.518 mm$, $L_{T3}=mm$, $W_{T4}=$ $11.8 mm$, $W_{C4}= 1.275 mm$, $L_{T4}=mm$, $W_{T5}= 21.264 mm$, $W_{C5}= 1.133 mm$, $L_{T5}=mm$	209
Figure IV. 181. Coefficient de reflexion à l'entrée de l'antenne cinq-bandes.	209
Figure IV. 182. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne cinq-bandes.	210
Figure IV. 183. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.	211
Figure IV. 184. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.	212

Introduction générale

Depuis ces dernières années, le domaine des télécommunications de façon globale et les équipements sans fil en particulier connaissent un essor considérable, aussi bien dans le nombre de services offerts que dans le nombre de systèmes proposés. Le réseau sans fil permet à un large public d'accéder aux nouvelles technologies. Il représente également l'avenir de la connectivité entre les différents systèmes dans le monde entier. Les réseaux sans fil offrent toutes les caractéristiques et les avantages des technologies traditionnelles des réseaux locaux de la zone tels que : Ethernet et LAN (Token ring local area network) sans limitations des câbles. Dernièrement, les technologies sans fil large bande gagnent de plus en plus de popularité par le déploiement mondial réussi du réseau Wireless Personal Area Networks WLAN IEEE 802.11 a/b, réseaux métropolitains sans fil (802.16a WiMAX IEEE) et les bandes (U-NII : Unlicensed National Information Infrastructure).

Récemment, les WLAN ont acquis une forte popularité et une grande place dans le marché du réseau local (LAN). Aujourd'hui, le WLAN basé sur la norme IEEE 802.11 est considéré comme une solution pratique et intéressante de connexion réseau qui offre la mobilité, la flexibilité, faible coût de déploiement et d'utilisation. La norme IEEE 802.11a fonctionne à trois bandes. La première bande s'étend sur 5.15 à 5.25 GHz, la seconde de 5.25 à 5.35 GHz et la troisième de 5.725 à 5.825 GHz. La bande (U-NII) est utilisée dans les opérations WLAN, Bluetooth et Wifi. La bande U-NII peut être divisée en trois sous-groupes comme U-NII low band (5.15 à 5.35 GHz), U-NII mid band (de 5.47 à 5.725 GHz) et U-NII high band (de 5.725 à 5.875 GHz).

La conception d'antennes pour les systèmes de communication sans fil a suscité un grand intérêt au cours des dernières années. Avec l'apparition de nouveaux bandes de fréquences pour les différents standards, et afin de limiter le nombre d'antennes, les nouveaux systèmes de télécommunication doivent être en mesure de faire cohabiter différentes normes sur une même antenne dite multi-bandes. Une antenne multi-bande est attractive dans de nombreuses applications commerciales. Elle est conçue pour avoir une capacité d'émettre et de recevoir des fréquences. Et cela avec une couverture suffisante des bandes de fonctionnement souhaitées et une facilité de les contrôler. Les antennes multi-bande permettent la réduction du nombre d'antennes envisagées dans le cas des applications à

plusieurs standards. Cependant, les performances de ces antennes restent limitées. Les rapports entre leurs fréquences de fonctionnement ne sont pas forcément indépendants. Et par conséquent pas facilement contrôlables. De plus leurs diagrammes de rayonnement sont souvent peu identiques et difficilement modifiables. Ceux-ci deviennent évidemment des facteurs plus importants pour les applications d'antennes dans les systèmes de communication sans fil: actuels et futurs. Parmi les antennes développées au cours de ces dernières années et qui font l'objet de nombreux travaux de recherche et de développement, nous citons les antennes imprimées (antennes à résonateur microbande) dont la forme et les dimensions leur permettent d'être intégrées dans les modules d'émission ou de réception sur le même substrat. Les antennes imprimées présentent un certain nombre d'avantages, tels que le faible profil, le poids léger et le coût de fabrication réduit, ce qui les rend parfaites pour être utilisées dans des applications de communication sans fil. Cela facilitera leur intégration avec les circuits hyperfréquences.

Dans la littérature plusieurs antennes multi-bandes ont été reportées. Parmi les formes qui ont trouvé un intérêt particulier : la forme nœud papillon dite bowtie. Ce choix est dû principalement à la facilité d'obtention du caractère multi-bandes, au rayonnement de type dipolaire, et il est idéal pour les communications sans fil. Les méthodes numériques rigoureuses sont préférables pour l'analyse de telles structures d'antennes nœud papillon. Ces méthodes offrent une meilleure précision, mais elles nécessitent des calculs longs et fastidieux. En conséquence, ces méthodes ne peuvent être utilisées dans l'optimisation. Le modèle basé sur des circuits équivalents est parfaitement adapté à ce type d'antennes.

Dans ce travail de thèse, des nouvelles topologies d'antennes nœud papillon multi-bandes seront présentées, offrant ainsi plusieurs fréquences de résonance. Le dimensionnement facile de ces éléments rayonnants confère à l'antenne l'avantage d'être flexible. Elle peut être facilement modifiée pour satisfaire d'autres applications en terme de bandes de fréquence. L'antenne est constituée de plusieurs éléments rayonnants imprimés déposés sur le même substrat. Elle a une forme originale qui permet aux diagrammes de rayonnement d'être omnidirectionnels et aussi multidirectionnels pour les différentes fréquences de fonctionnement. Les antennes présentées dans cette thèse peuvent être implémentées sur des laptops, sur des véhicules,...etc.

Les travaux menés dans cette thèse de doctorat sont rassemblés en quatre chapitres élémentaires.

Le premier chapitre est consacré aux rappels des principes généraux des standards de télécommunication sans fil. Nous allons présenter les caractérisations des antennes imprimées: leurs formes, avantages et inconvénients, leurs modes d'alimentation. Ensuite nous présenterons quelques applications d'antennes multi-bandes sur les laptops, ainsi que des antennes nœud-papillon à partir de la littérature. Nous présenterons également les principales méthodes utilisées pour l'analyse de ces antennes.

Le second chapitre, est consacré à l'étude des antennes multi-bandes. Le modèle de la ligne de transmission appliqué aux antennes mono-bandes et multi-bandes de type nœud papillon est exposé. Les différents circuits seront exposés de façon détaillée, permettant ainsi aux lecteurs de mieux comprendre son fonctionnement. Ce dernier est exposé pour le cas d'une alimentation avec ligne microruban et avec sonde coaxiale.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés aux antennes imprimées multi-bandes de forme papillon, alimentées par ligne microruban, simulées respectivement par notre modèle équivalent, et cela pour les différents standards de télécommunications sans fil tels que : LTE 2300, LTE 2500, Bluetooth, WiMAX, WLAN U-NII low band, U-NII mid band et U-NII high band. Les résultats obtenus seront comparés avec ceux fournis par le logiciel ADS/Momentum d'Agilent software et CST Microwave Studio. Plusieurs configurations d'antennes seront optimisées et développées. L'antenne que nous proposons est composée de trois éléments rayonnants, afin d'obtenir un fonctionnement multi-bandes. Les résultats obtenus pour ces antennes proposées sont alors présentés et discutés selon des différentes normes.

Nous présenterons dans le quatrième chapitre les antennes imprimées multi-bandes alimentées par sonde coaxiale. Plusieurs bandes de fréquences ont été ajoutées par rapport aux antennes précédemment proposées. Les performances des antennes sont évaluées via des simulations numériques, dans différentes bandes de fréquences, et cela afin de vérifier le fonctionnement multi-bandes.

Nous achèverons cette thèse par une conclusion générale, rappelant les différentes études menées. Des perspectives sur les travaux futurs envisagés seront également proposées.

Enfin, cette thèse se terminera par une conclusion générale et des perspectives pour la poursuite de ce travail. Des références bibliographiques et une annexe seront complétées à la fin de cette thèse.

Chapitre I

**Antennes Imprimées et les Standards de
Télécommunications sans fil**

I. 1. Introduction

La popularisation des ordinateurs à la maison a créé la nécessité d'interconnecter plusieurs appareils, tels que les ordinateurs de bureau, des commutateurs, des ordinateurs portables, les imprimantes, les modems, et ainsi de suite. La norme IEEE 802.15.1 [1] est la base de la technologie de communication sans fil. Bluetooth est pour les communications à courte portée. Il est conçu pour les petits appareils et à faible coût avec une faible consommation d'énergie. La technologie fonctionne avec trois différentes classes de dispositifs: la classe 1, classe 2 et classe 3, où la plage est à environ 100 mètres, 10 mètres et 1 mètre respectivement. WLAN (Wireless Local Area Network) est devenu attrayante car elle ne nécessite pas de fil et a donné la mobilité à des ordinateurs portables. WLAN 802.11 est devenu très répandu et, aujourd'hui, tous les ordinateurs portables sont activés à la norme 802.11b/g fonctionnant dans la bande des 2,4 GHz. L'utilisation de la bande des 5 GHz est encore à ses débuts et elle est principalement utilisée pour des applications plus professionnelles.

WiMAX est la première solution conçue pour supporter des données de propriété intellectuelle de manière efficace et être capable de fournir des données à haute vitesse sans fil dans les zones larges, amélioration de l'efficacité du spectre par rapport aux technologies précédentes [2].

De nos jours, avec l'émergence de nouveaux standards, les nouveaux systèmes de télécommunication doivent être capables d'inclure un grand nombre de fonctionnalités pour répondre aux besoins de faire cohabiter plusieurs normes sur une même antenne [3].

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

Depuis de nombreuses années, le concept des antennes multi-bandes a fait l'objet d'importantes recherches [4-9].

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps présenté l'état de l'art des antennes imprimées, les antennes multi-bandes et nœud papillon ainsi que leurs applications. Ensuite, nous allons exposer les différentes techniques permettant d'analyser ces derniers.

I. 2. Antenne microruban

Une antenne imprimée est constituée d'un ou plusieurs motifs conducteurs rayonnants de forme quelconque, déposé sur la surface d'un ou plusieurs couches de substrats diélectriques, qui peuvent avoir une permittivité ϵ_r au-dessus d'un plan de masse, utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par cette dernière, réduire les pertes par l'effet joule et améliorer la bande passante de l'antenne [10-13], d'un plan de masse. Généralement, pour une structure rectangulaire, la longueur L de la pastille est de $0.3333 \lambda_0 < L < 0.5 \lambda_0$ où λ_0 est la longueur d'onde en espace libre. Le patch est sélectionné pour être très mince de telle sorte que $t \ll \lambda_0$ (où t est l'épaisseur patch). La hauteur h du substrat diélectrique est généralement $0.003 \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \lambda_0$. Le constant diélectrique du substrat ϵ_r est typiquement dans la gamme $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ [14].

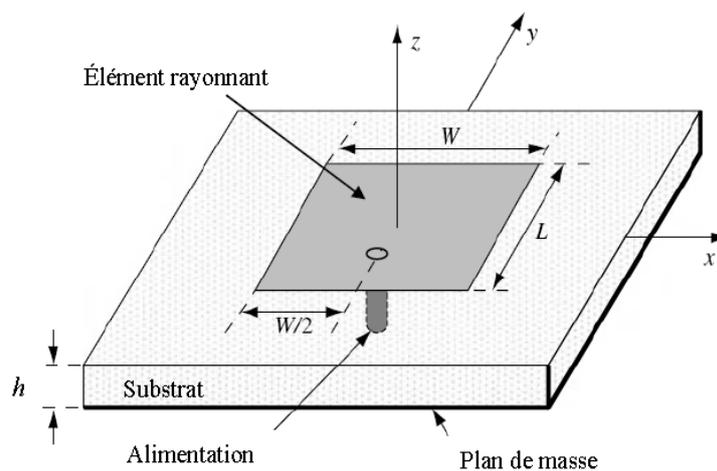


Figure I. 1. Présentation d'une antenne imprimée.

I. 3. Différentes formes des éléments rayonnants

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants peuvent être variées, mais elles influent sur les modes qui sont susceptibles de s'exciter dans l'antenne, et donc sur la nature du rayonnement. Ces éléments rayonnants présentent différentes formes : carrée, rectangulaire, triangulaire, circulaire, elliptique ou d'autres formes plus complexes [15] (Figure I. 2).

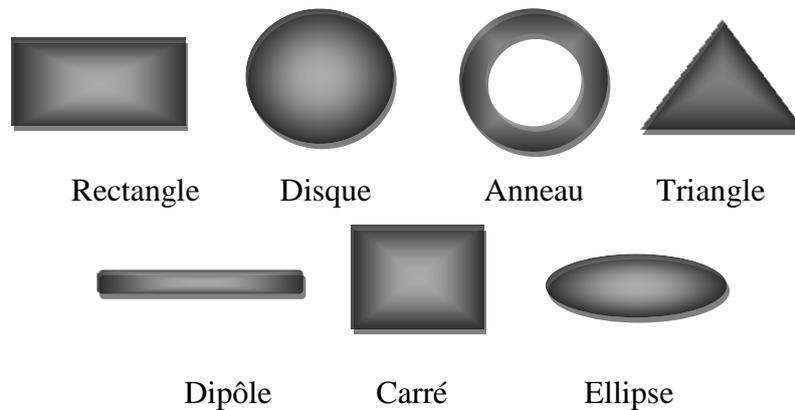


Figure I. 2. Divers types d'éléments rayonnants.

I. 4. Choix du substrat

Le substrat joue un rôle important dans la fabrication des antennes imprimées. Il faut choisir un substrat ayant un constant diélectrique faible pour qu'il ne soit pas fragile afin de garantir une meilleure efficacité, une large bande passante et une bonne radiation de l'antenne. Parmi des types des substrats : l'Epoxy ($\epsilon_r=4.2$), le Téflon TLY ($\epsilon_r=2.35$) et le duroid RT/duroid 6006 ($\epsilon_r=10.8$). L'epoxy comme matériel est généralement utilisé pour la réalisation des circuits imprimés et non pas les circuits micro-ondes. Cependant, ce dernier est très répandu sur le marché en plusieurs dimensions et à faible coût, pour l'utilisation dans la réalisation des antennes imprimées [16-17].

I. 5. Caractéristiques des antennes

Une antenne est généralement caractérisée par plusieurs paramètres : l'adaptation, le gain, la directivité, la bande passante, et son efficacité totale.

I. 5. 1. L'adaptation

Soit Z_g l'impédance caractéristique du générateur de puissance et Z_a , celle de l'antenne. Pour une adaptation idéale, les impédances caractéristiques doivent être des nombres complexes conjugués. Z_g est en général réelle et égale à 50Ω . L'adaptation d'une antenne "i" est souvent traduite par son coefficient de réflexion (S_{ii}). Par définition, le

coefficient de réflexion est la proportion de la puissance réfléchié et la puissance incidente disponible à l'entrée de l'antenne [18], soit:

$$|S_{ii}|^2 = \frac{P_{réfl}}{P_{inc}} \quad (I.1)$$

Avec :

$$P_{réfl} = P_{inc} - P_{acceptée} \quad (I.2)$$

Où $P_{réfl}$ est la puissance réfléchié, P_{inc} la puissance incidente et $P_{acceptée}$ la puissance acceptée. Le coefficient de réflexion est lié aux impédances Z_a et Z_g par l'équation [18]:

$$S_{ii} = \frac{Z_a - Z_g}{Z_a + Z_g} \quad (I.3)$$

L'efficacité ρ de l'antenne dues aux réflexions est aussi introduite à partir du coefficient de réflexion par la définition suivante [19]:

$$\rho = 1 - |S_{ii}|^2 \quad (I.4)$$

I. 5. 2. La directivité

La directivité d'une antenne caractérise la façon dont cette antenne concentre le rayonnement dans certaines directions de l'espace. On définit la directivité d'une antenne comme le quotient de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée par la valeur moyenne de cette intensité de rayonnement d'une antenne isotrope[20-21], c'est-à-dire :

$$D = \frac{U_{max}}{\frac{1}{4\pi} \iint U \cdot d\Omega} \quad (I.5)$$

Avec :

U : Intensité de rayonnement,

$d\Omega$: Angle solide.

I. 5. 3. Le gain d'antenne

Le gain IEEE d'une antenne est un paramètre qui prend en compte ses performances électriques pour exprimer sa propriété d'exprimer le rayonnement dans une direction donnée. Le gain et la directivité, souvent confondus, expriment presque la même chose sauf que le gain considère les pertes intrinsèques de l'antenne [22-23].

$$G(\Omega) = \eta_{ant} D(\Omega) \quad (I.7)$$

Avec :

$$\eta_{ant} = \frac{P_r}{P_{inc}} \quad (I.8)$$

Pour une antenne d'efficacité rayonnée égale à 100%, le gain et la directivité sont identiques. Le gain est souvent donné pour une direction donnée.

Le gain réalisé d'une antenne prend en compte les pertes par désadaptation de l'antenne. Il est égal à [24] :

$$G_{réalisé} = (1 - |S_{ii}|^2) * G_{intrinsèque} \quad (I.8)$$

I. 6. Les avantages et les inconvénients des antennes imprimées

Les antennes imprimées (microruban) présentent de nombreux avantages comparées aux antennes micro-ondes classiques. De plus, elles sont opérationnelles sur un large domaine de fréquence: 100 MHz à 100 GHz [25-26]. On peut énumérer les avantages suivants :

- Faible poids, encombrement réduit, conformations possibles.
- Faible coût de fabrication, production en masse facile.
- Rayonnement en polarisation linéaire et circulaire possibles.
- Antennes multi bandes, multi polarisations.

- Compatibilité avec les circuits hybrides (composants discrets rapportés sur le substrat) et les MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit, composants intégrés dans les substrats AsGa ou Si).
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Les antennes microruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles :

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances de fabrication.
- Généralement faible gain (6 dB).
- Sur un grand plan de masse, ces antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.
- Supportent uniquement des faibles puissances (<100 W).
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces dans le substrat diélectrique.

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes patch. Notamment, leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70 % en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant en réseau plusieurs antennes[27].

I. 7. Méthodes d'excitation

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont elle sera intégrée dans le dispositif. Pour cela, on distingue plusieurs méthodes d'alimentations. Les quatre principaux types sont les suivants :

I. 7. 1. Excitation par ligne microbande

Pour ce type d'alimentation, on relie une ligne microbande au patch. Cette ligne lui amène de l'énergie. Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite [28].

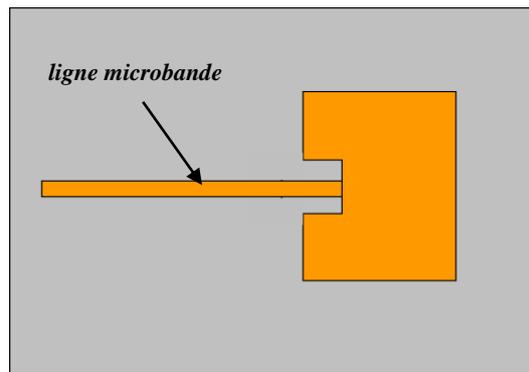


Figure I. 3. Alimentation par ligne microruban.

I. 7. 2. Excitation par câble coaxiale

Un connecteur standard *SMA* est soudé au plan de masse. Ce dernier est perforé afin de permettre à l'âme centrale d'être reliée au patch en traversant le substrat diélectrique. Donc l'énergie est amenée par guide coaxiale. Ce genre d'antenne est facile à fabriquer, elle génère de faible rayonnement parasite et possède une faible Bande passante mais elle a comme inconvénient sa modélisation est difficile [28].

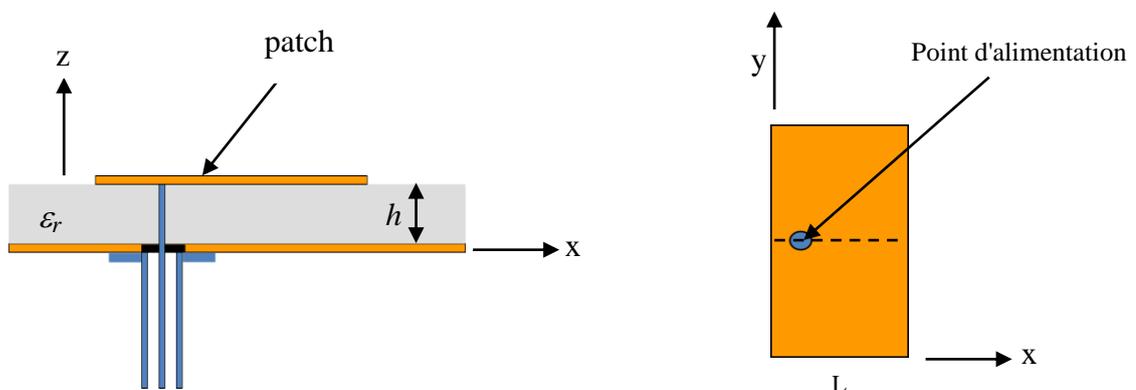


Figure I. 4. Alimentation par câble coaxiale.

I. 7. 3. Excitation par couplage électromagnétique

Comme l'illustre la Figure I.5, l'alimentation par couplage, moins répandue, utilise le couplage direct d'une ligne 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 [29].

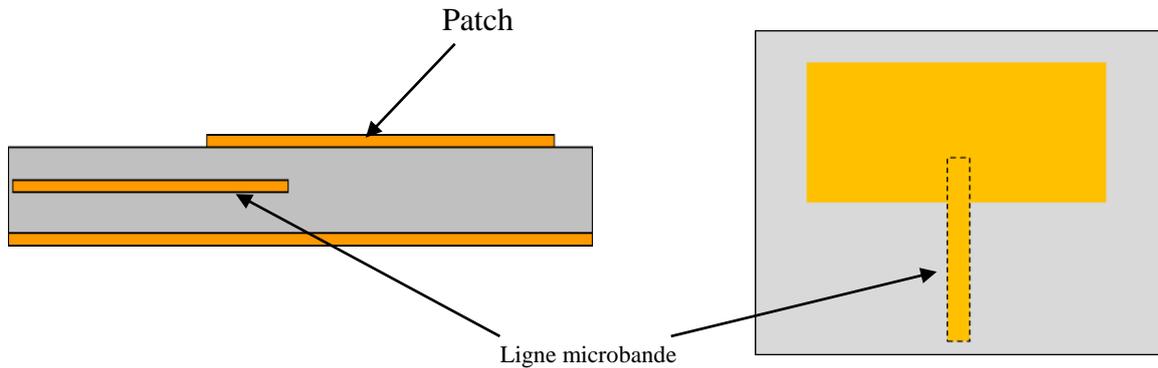


Figure I. 5. Alimentation par couplage électromagnétique.

I. 7. 4. Excitation à travers une ouverture couplée dans le plan de masse

Le transfert d'énergie de la ligne à l'élément se fait par couplage depuis la ligne à travers une fente. C'est une méthode dont le positionnement des différents éléments patch, fente, ligne microbande est très délicat, mais elle apporte divers avantages :

- Isolation du circuit d'alimentation de l'antenne.
- Diminution des rayonnements parasites au niveau de l'élément rayonnant.
- Faible bande passante.
- Mais également un inconvénient :
- Difficile à mettre en œuvre.

Cependant, il apparaît un rayonnement arrière du fait que la fente se comporte comme un élément rayonnant. Pour éliminer cet inconvénient, on peut disposer sous la ligne, une plaque de substrat avec une partie métallisée sur sa face inférieure pour créer un nouveau plan de masse [28].

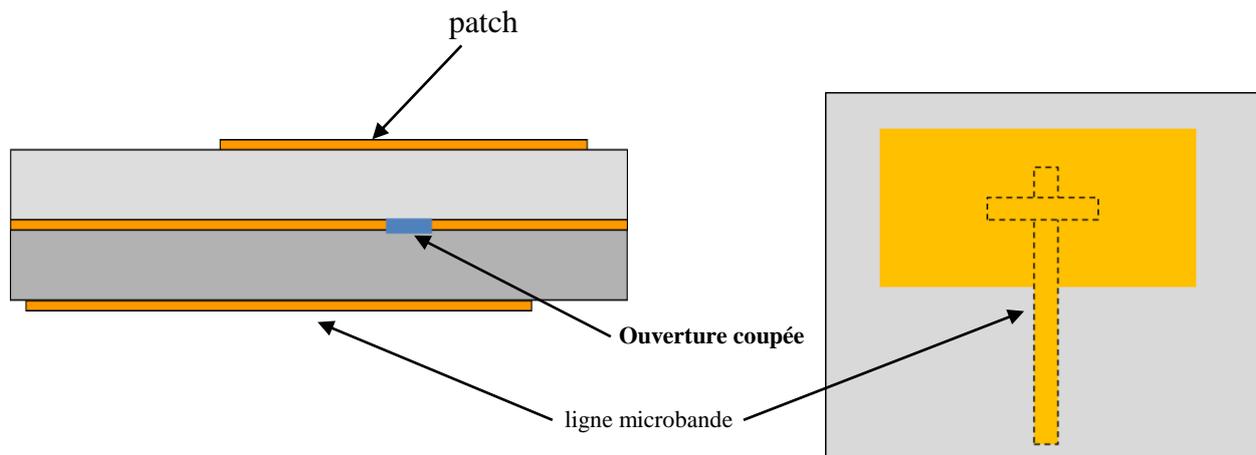


Figure I. 6. Alimentation par *ouverture couplée*.

I. 8. Méthodes d'analyse des antennes imprimées

I. 8. 1. Méthodes Analytiques

I. 8. 1. 1. Le modèle de la ligne de transmission

C'est une technique qui traite l'élément rayonnant comme une ligne résonante ne présentant pas de variation du champ transverse. La seule variation du champ se fait suivant la longueur de l'antenne [30]. C'est une méthode simple qui engendre une bonne interprétation de mécanisme de rayonnement.

I. 8. 1. 2. Modèle de la cavité simple

Le modèle de la cavité simple est quant à lui plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps plus complexe. Cependant il donne une bonne interprétation physique et modélise difficilement le couplage bien qu'il donne de bons résultats. La structure peut être assimilée à une cavité limitée en haut par une plaque conductrice, en bas par un plan de masse et entourée par une surface latérale, ainsi la conception est faite de telle sorte à confiner les champs sous la plaque conductrice [30].

I. 8. 2. Les Méthodes Rigoureuses

Les méthodes numériques les plus utilisées en électromagnétisme sont :

- méthode variationnelle : les éléments finis.
- méthode différentielles : différences finies et TLM.
- La méthode intégrale : méthode des moments est la méthode d'intégration finie.

I. 8. 2. 1. La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [31]. L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques.

I. 8. 2. 2. La méthode des différences finies dans le domaine temporelle

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée FDTD, est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966. Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel. On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système. L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formulation, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis) [31], [32]. Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents.

I. 8. 2. 3. La méthode TLM

La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM permet de discrétiser les champs et les courants de la structure étudiée en petits éléments, chacun de ces éléments est considéré comme un ensemble de ligne de transmission et les calculs s'effectuent directement

dans le domaine temporel [31]. L'un des points forts de cette méthode est la formulation simple qui ne dépend pas beaucoup de la géométrie de la structure étudiée (ce qui n'est pas le cas pour la méthode spectrale). Elle est facile pour traiter des structures complexes composées de plusieurs matériaux, et particulièrement appropriée pour l'analyse des structures planaires multicouches.

I. 8. 2. 4. La méthode des moments

L'utilisation de la méthode des moments dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Newman [33], est une manière de résolution d'équations intégrales qui permet de réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires ou quasi-planaires sur les structures de 2-D [34]. Pour utiliser cette méthode, il faut décomposer la structure étudiée en plusieurs parties ou cellules. La résolution numérique des équations de Maxwell de la structure étudiée, permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits. Le calcul de la distribution de courant évalué sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels, permet d'obtenir les paramètres $[Z]$. Dans la méthode des moments, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante:

$[Z] \cdot [I] = [V]$. La matrice d'impédance $[Z]$ est calculée à partir des équations intégrales. On va exciter la structure avec le vecteur de tension $[V]$ et par la suite le vecteur de courant $[I]$ sera calculé. Une fois le courant calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés.

I. 9. Quelques applications des antennes sur les laptops

I.9. 1. Antenne d'ordinateur portable 2.4 GHz (NB-2400)

Antenne appropriée aux ordinateurs portables. Beaucoup d'ordinateurs portables sont pré équipés du Wifi sans fil. Habituellement cela nécessite un module mini PCI, qui permet le raccordement de deux antennes avec connecteur U.FL. Convient à tout système 802.11b ou 802.11g. Les antennes sont installées habituellement dans l'écran dont beaucoup d'ordinateurs récent comportent cette installation. Le câble fait 60 cm, suffisant pour la plupart des tailles d'ordinateurs portables. Gain approximatif: 2dBi, rayonnement à peu près omnidirectionnel.

La taille de l'élément d'antenne est 40x10, avec trois trous pour le montage [35].

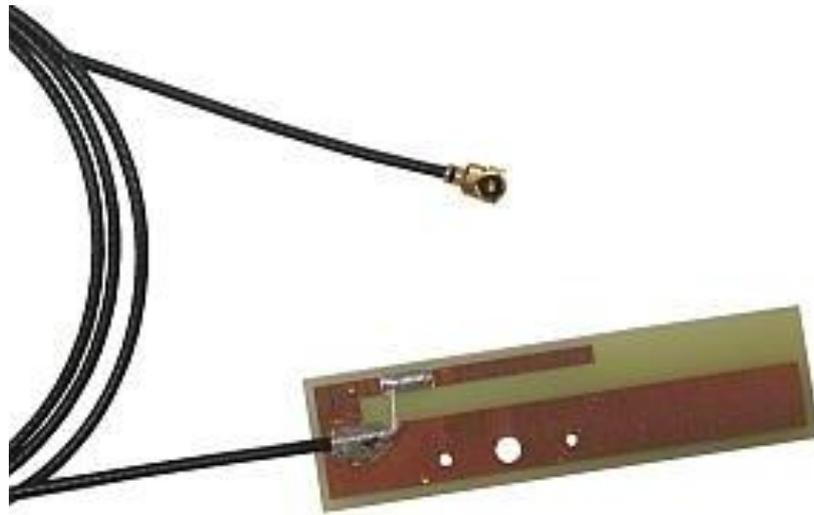


Figure I. 7. NB-2400 Antenne d'ordinateur portable 2.4 GHz.

I.9. 2. Antenne TV intégrée aux PC portables

Alors qu'il est aujourd'hui indispensable de disposer d'une antenne externe pour recevoir la télévision numérique terrestre sur un ordinateur portable - que celle-ci prenne la forme d'une clé USB ou d'une antenne filaire montée sur un socle, Intel affirme que demain, le dispositif de réception pourra être directement intégré au châssis d'un ordinateur portable. Ainsi, l'intégration d'un tuner TV serait facilitée, puisqu'il ne serait plus nécessaire de fournir un périphérique externe à l'utilisateur.

Comme le montre le schéma ci-dessous, Intel prévoit en réalité l'utilisation de deux segments d'antenne, qui parcourront la surface située sous le clavier, de part et d'autre du tuner TNT, les extrémités pouvant éventuellement remonter dans le panneau qui abrite la dalle LCD pour une meilleure réception. Intel affirme qu'une intégration de ce type est une première, et précise avoir protégé cette technique par brevet. Aucune information n'est donnée quant à une éventuelle commercialisation auprès des fabricants d'ordinateurs portables [36].

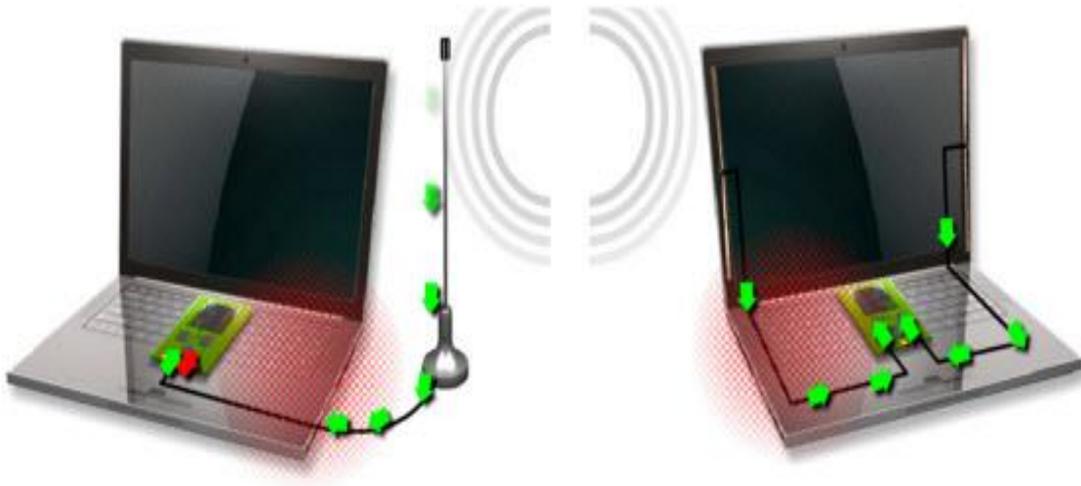


Figure I. 8. Antenne TV intégrée aux PC portables.

I. 10. Antennes imprimées fonctionnant en multi-bandes

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

Dans la géométrie représentée sur la Figure 1.9, deux fentes en arc ayant une largeur étroite de 1 mm et un angle θ sont placées près de la frontière de l'antenne circulaire à une distance de 1 mm . Les deux fentes en arc sont centrées suivant l'axe des x . Une simple alimentation par sonde pour l'obtention de deux fréquences de résonance est placée le long de l'axe des x à une distance ' d ' du centre de l'antenne.

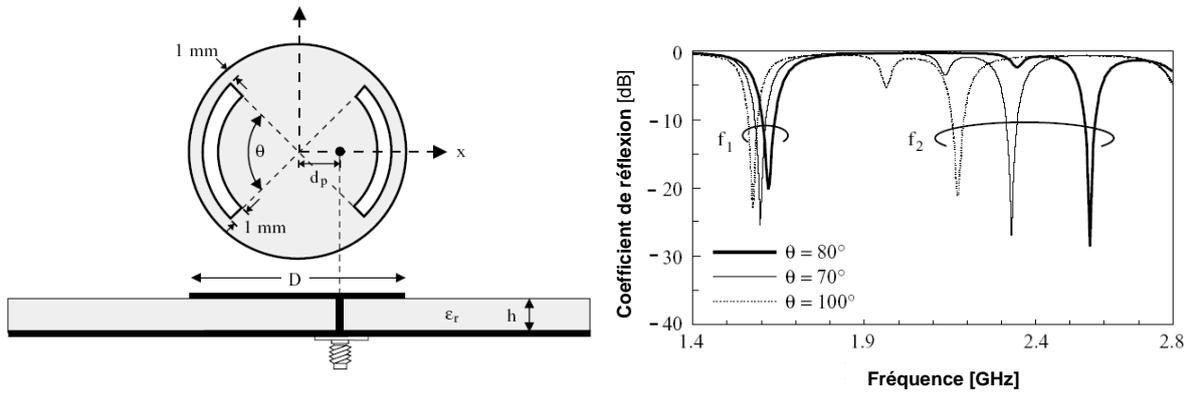


Figure I. 9 : Antenne en disque avec deux fentes

Avec la présence des fentes, le mode fondamental TM_{11} , qui correspond à la première fréquence de résonance f_{11} de l'antenne circulaire, est légèrement perturbé parce que les fentes sont situées près de la frontière de l'antenne. Le deuxième mode résonnant est le mode TM_{12} et correspond à la deuxième fréquence de résonance f_{12} [37].

La double fréquence peut être obtenue avec une simple fente en arc d'angle θ incorporée dans un élément rayonnant de forme circulaire [38]. La fente en arc est également centrée suivant l'axe des x . Cette conception est très appropriée à l'intégration avec les circuits coplanaires micro-ondes. Les paramètres des antennes sont identiques à ceux donnés sur la Figure 1.10. Le réseau d'alimentation se compose d'une ligne d'alimentation de 50Ω et de deux lignes de 100Ω .

De même, elle a été appliquée à un réseau à deux éléments (Figure 1.10).

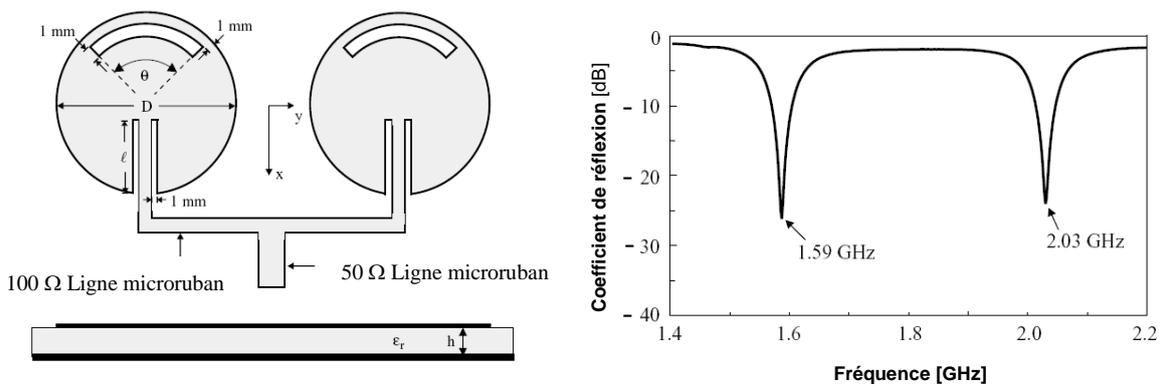


Figure I. 10. Réseau en disque avec deux fentes.

Un bon fonctionnement en bi-bande est obtenu en créant deux fentes étroites dans une antenne triangulaire [39]. La géométrie de l'antenne est montrée sur la Figure 1.11. L'antenne triangulaire est équilatérale et a une longueur latérale ' L '. Deux fentes de longueur l et de largeur 1 mm sont placés symétriquement par rapport à l'axe des x de l'antenne. Les deux fentes ont également une distance de 1 mm du bord inférieur de l'antenne triangulaire avec un espacement ' S '.

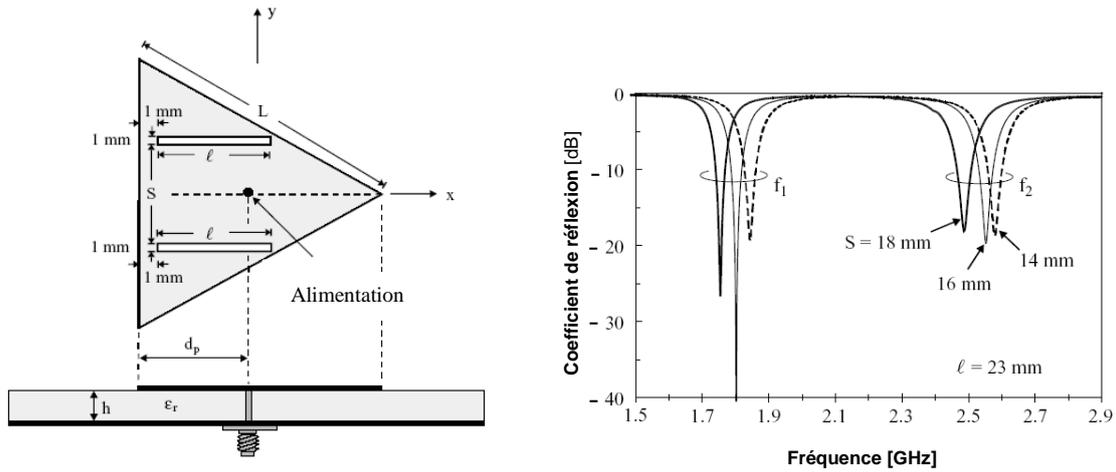


Figure I. 11. Antenne de forme triangulaire ;

La structure montrée sur la Figure I.12 a été proposée dans [40] sur un substrat de permittivité diélectrique 4.4 et d'épaisseur 1.6 mm . L'élément rayonnant permet de générer une double résonance qui est susceptibles d'élargir la bande passante de l'antenne.

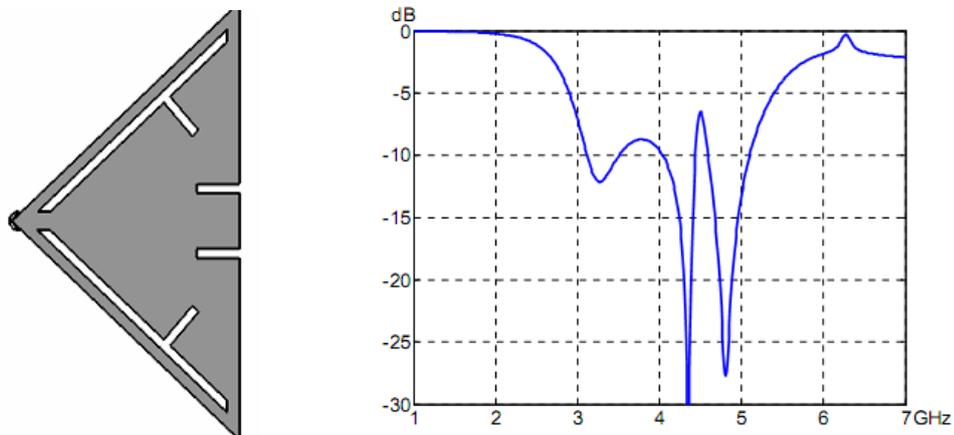


Figure I. 12. Élément triangulaire avec fentes.

Dans la géométrie représentée sur la Figure I.13, en créant des fentes dans une antenne carrée [41].

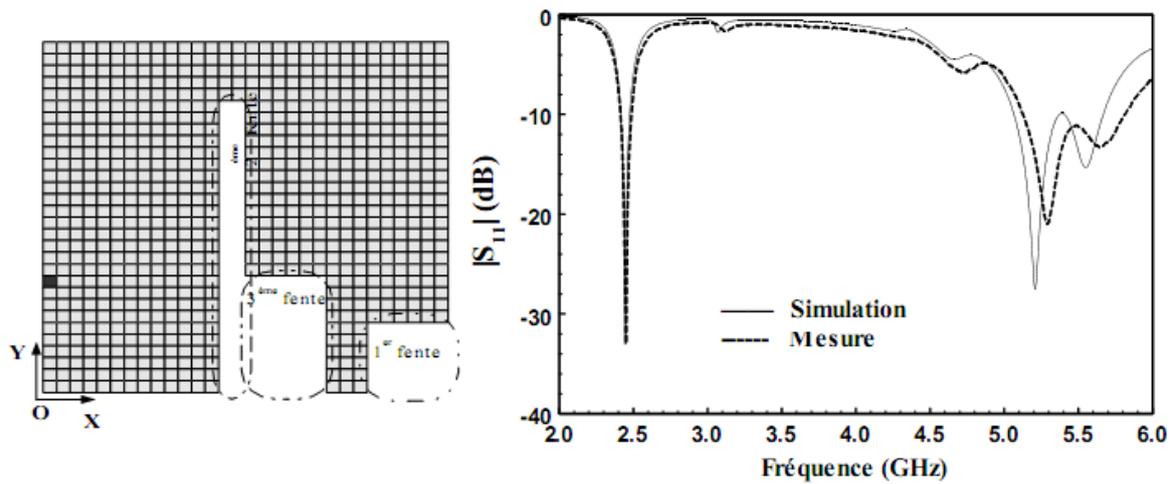


Figure I. 13. Antenne carrée avec fentes.

Cette antenne présente bien deux bandes de fréquences pour les quelles l'antenne est adaptée : une bande inférieure centrée à 2.45 GHz et une bande supérieure centrée à 5.4 GHz.

Une opération multifréquence peut être élaborée grâce à l'architecture montrée sur la Figure I. 14 [42]. Une fente en arc ayant une largeur étroite pour les quatre éléments.

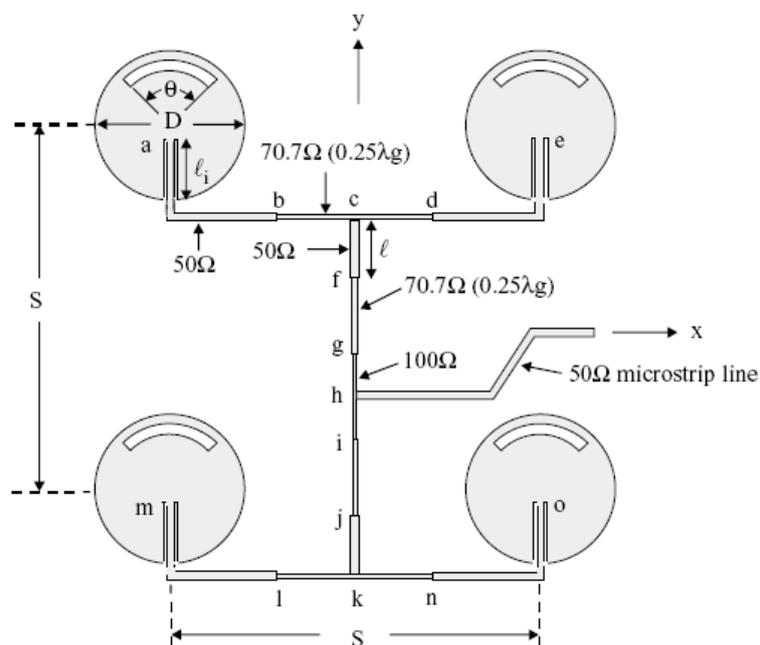


Figure I. 14. Réseau plan à quatre éléments.

Deux procédures sont utilisées, la première consiste à agir sur les caractéristiques géométriques de l'élément rayonnant afin de répondre au cahier de charges tout en respectant la distance inter éléments. Les fréquences seront 9.5 et 12.5 GHz. Les caractéristiques du réseau sont comme suit : un matériau de permittivité relative $\epsilon_r=4.55$ (époxy), d'épaisseur h égale à 1.55 mm et de tangente de pertes égale à 0.01 avec une épaisseur de métallisation $T=0,05$ mm.

I. 11. Les antennes nœud-papillon à partir de la littérature

I.11. 1. Antenne nœud-papillon large bande alimentée par fente

Ce travail été présenté par [43] sur la base de la géométrie micro-ruban, Les figures I .15. (a) et (b) montrent la géométrie de deux antennes classiques dans l'évolution du réseau 5 GHz, tandis que la figure I.15 (c) montre la géométrie d'une antenne proposée de forme papillon. La figure I.15 (d) montre le côté des trois antennes. L'antenne proposée est une variation des antennes classiques intégrant la forme papillon afin d'augmenter la bande passante.

L'antenne proposée est conçue pour la fréquence 5.25 GHz. Les dimensions définies sur la figure I.15 (c) sont étant donné que le $W=0,5$ mm, $G=0,5$ mm $\epsilon_r=2.3$, et $\Theta= 60^\circ$. La distance $d=0.508$ mm pour les trois antennes expliquées ci-dessus. La longueur de la ligne micro-ruban alimentée par 50Ω est ajustée pour réaliser un excellent rapprochement.

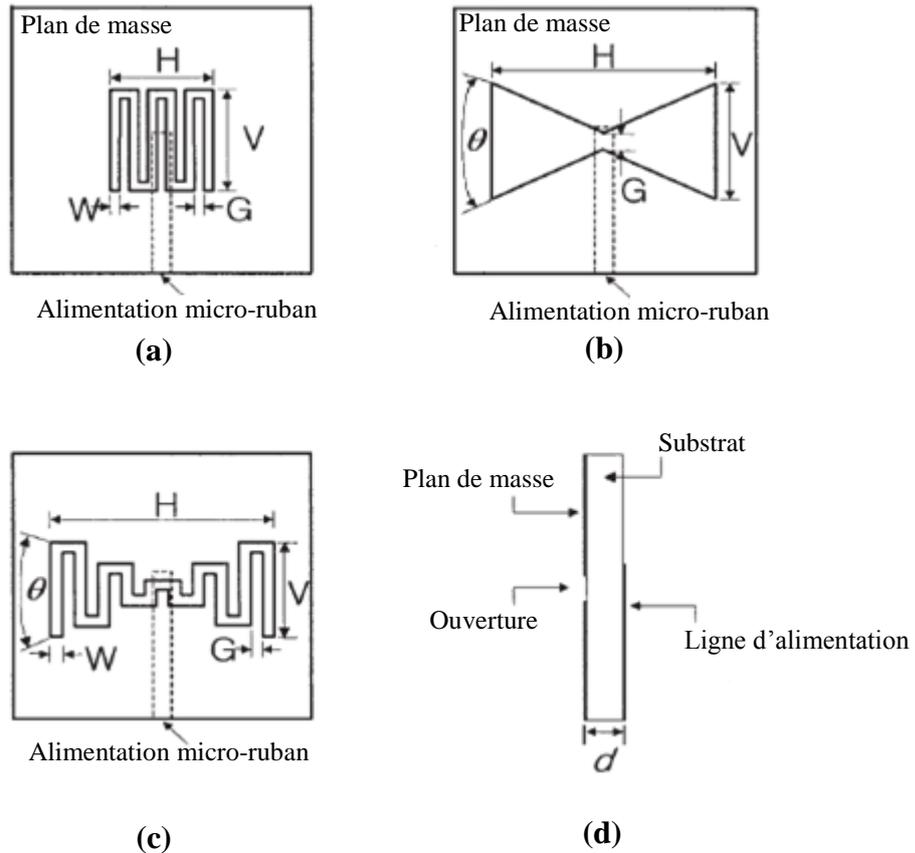


Figure I. 15. Géométrie des trois antennes

Les valeurs simulées de la bande passante et de la fréquence de résonance (f_0) sont notées dans le tableau ci-dessous, ainsi que les dimensions de l'antenne correspondante.

Type d'antenne	Taille [mm]	f_0 [GHz]	Bande passante [MHz]
Antenne (a)	5.5 x 5.2	5.18	49 [0.93 %]
Antenne (b)	9.5 x 4.6	8.1	484 [9.22 %]
Antenne (c)	9.5 x 4.6	5.25	171 [3.3 %]

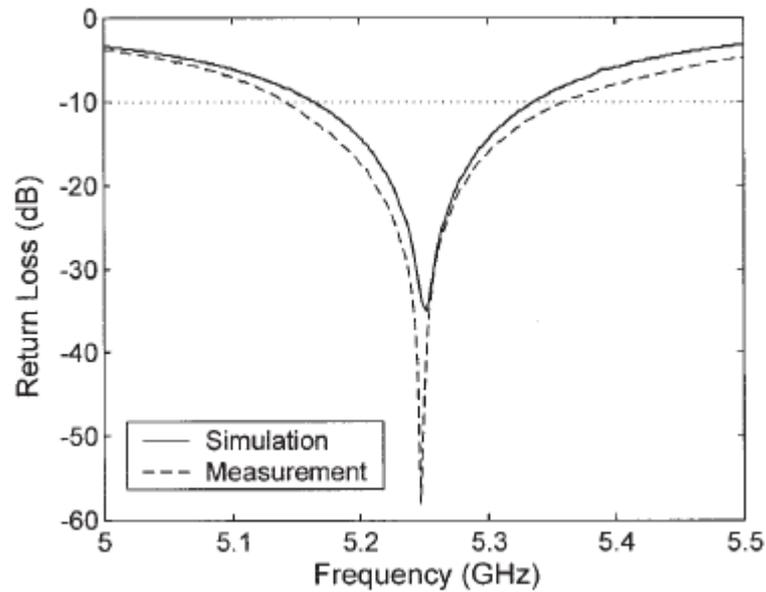


Figure I. 16. Résultats de simulation et mesure de l'antenne proposée par [9].

D'après la figure I.16, La largeur de bande simulée à -10 dB de l'antenne est projetée, 171 MHz à la fréquence de résonance de $5,25$ GHz, et par mesure, elle est de 217 MHz ce qui donne une largeur de 3.3 % donc l'antenne nœud-papillon proposée a donné une bande passante importante ce qui confirme qu'elle a participé dans l'évolution des applications du réseau 5 GHz.

I.11. 2. Antenne nœud-papillon large bande par le système balayage électronique

Ce travail été présenté par [44], dans une comparaison de l'antenne nœud-papillon avec le quasi-Yagi (dipôle et directeur), La figure ci-dessous présente la géométrie de l'antenne nœud-papillon proposée avec ses dimensions données en mm:

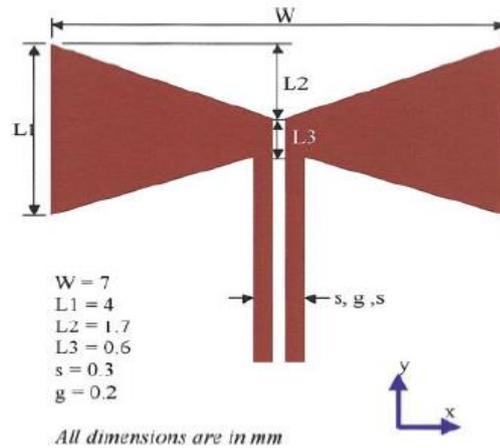


Figure I. 17. Géométrie de l'antenne nœud-papillon et ses dimensions

Les résultats de simulation pour le S_{11} seront indiqués dans les figures ci-dessous durant l'étude en utilisant une seule antenne (Figure I.17) et après association de deux antennes séparées par une distance de 15mm:

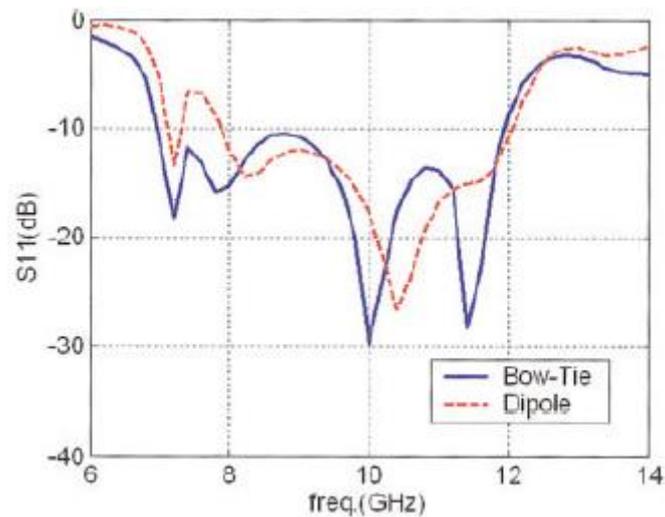


Figure I. 18. Coefficient de réflexion cas d'utilisation d'une seule antenne nœud papillon.

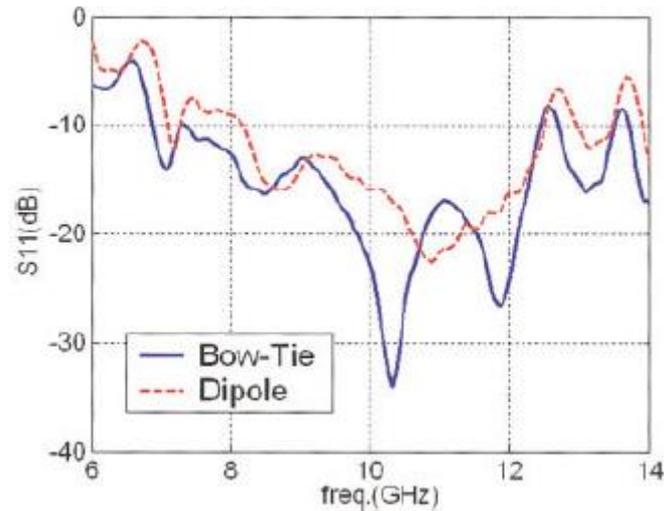


Figure I. 19. Coefficient de réflexion cas d'association de deux antennes nœud papillon.

Selon les résultats de simulation, on constate environ 13% d'amélioration de la bande passante, où elle exploite 6.8 à 11.9 GHz avec une bande passante de 54.5%, tandis que la quasi-Yagi exploite 7.9 à 12.1 GHz, avec une bande passante de 41.6%. Dans les mesures dans le cas d'association de deux antennes nœud-papillon, environ 19.6% d'amélioration dans la bande passante, où elle exploite 6.7 à 12.45 GHz avec une bande passante de 60.1%, tandis que le quasi-Yagi exploite 8.2 à 12.5 GHz, avec une bande passante de 41.5%.

Dans cet article, une antenne imprimée papillon a été conçue pour remplacer le dipôle et le directeur dans la version imprimée quasi-Yagi configuration de l'antenne. Cette nouvelle conception papillon offre une plus large bande passante, le gain de taille plus petite, plus haut, que la quasi-Yagi, et montre une amélioration pour utilisation de deux éléments. La conception de plus grande base de matrice de ce type d'antenne est donc plus appropriée pour les systèmes à balayage électronique.

I.11. 3. Modification de la fente d'une antenne nœud-papillon alimentée par ligne coplanaire

Ce travail été effectué par [45], les configurations d'une antenne classique nœud-papillon CPW et la présente conception proposée de la bande passante améliorée sont représentées aux figures I.20 (a) et (b). Les deux antennes ont des structures simples avec une seule couche du substrat diélectrique et métallisation. La géométrie de l'antenne classique

CPW est symétrique par rapport à la direction de la ligne d'alimentation, tandis que la conception proposée de la bande passante améliorée n'est pas celle de la conception classique.

La largeur extérieure de la fente papillon W , la longueur totale de la fente papillon $2L$ détermine la fréquence f_0 résonance avec $2L = \lambda_0$. Dans notre modèle, proposé comme le montre la figure. I.20 (b), une ligne de fente délai de 180 degrés est insérée entre les CPW ligne d'alimentation et de la droite (RHS) fait partie de la fente nœud-papillon. La ligne à retard à 180 degrés possédant deux sections de lignes à fentes orthogonales, L_1 et L_2 , assure une taille de l'antenne compacte et augmente encore la largeur de la bande d'impédance.

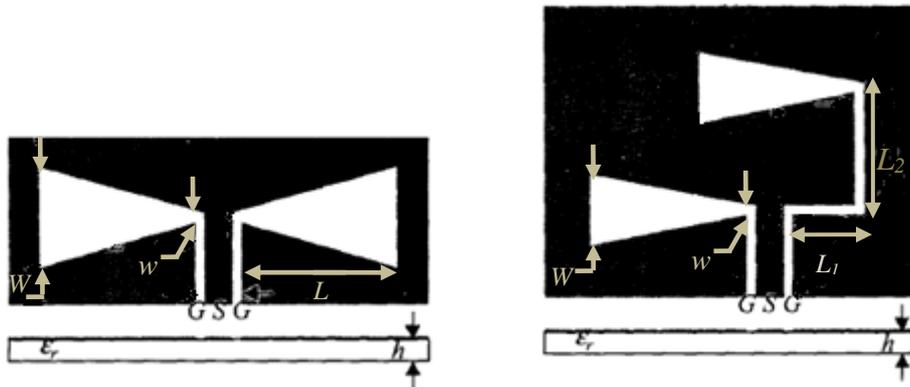


Figure I. 20. Géométrie de l'antenne classique et l'antenne proposée

La longueur totale de la ligne de fente retard $L_1 + L_2$, devrait être légèrement inférieure à $\lambda_0/2$, et L_2 est recommandée d'être plus de deux fois L_1 . Une éprouvette est fabriquée sur un substrat de constante diélectrique et $\epsilon_r = 4.3$ et épaisseur de 1,6 mm, et est conçue pour fonctionner à 4,5 GHz. Les paramètres de conception sont comme suit: $L = 25$ mm, $W = 12$ mm, $w=0.3$ mm, $L_1= 6$ mm, et $L_2=4,7$ mm. Les largeurs de la bande et l'emplacement de la ligne d'alimentation 50Ω , S et G, sont choisis respectivement pour être de 3 mm et 0,3 mm.

En outre, une antenne classique CPW de forme papillon avec une bande passante optimisée est également mise en œuvre sur le même substrat est testée pour comparaison. Après une mesure des pertes de retour, les deux cas sont présentés ci-dessous (figure. I.21).

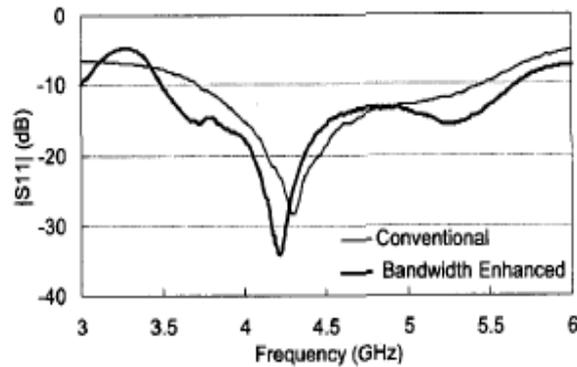


Figure I. 21. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

La mesure de la largeur de bande d'impédance (pertes de retour > 10 dB) de la conception conventionnelle optimisée et de la conception actuelle sont respectivement de 38,6% et 47,4%. Une amélioration d'environ 23% pour la bande passante de l'impédance est réalisée grâce à notre conception.

Cette conception montre une bande passante beaucoup plus large que celle de l'antenne classique. Cette antenne conserve plusieurs avantages comme ceux de l'antenne classique, tels que la facilité de fabrication et de conception, la taille compacte, comme elle peut trouver de nombreuses applications dans l'intégration de la téléphonie mobile.

I. 12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les caractéristiques et les formes des antennes imprimées qui se présente comme candidate potentielle pour les nouveaux systèmes de communication sans fil, ainsi que leurs modes d'alimentation, avantages et inconvénients. Nous avons également présenté les applications de ces antennes sur les laptops. Nous avons terminé ce chapitre par une présentation de quelques antennes multi-bandes et nœud papillon à partir de la littérature. Dans le chapitre qui suit, nous allons étudier la technique d'analyse appliqué aux antennes imprimées multi-bandes.

Chapitre II

**Modèle équivalent des antennes nœud papillon
multi-bandes**

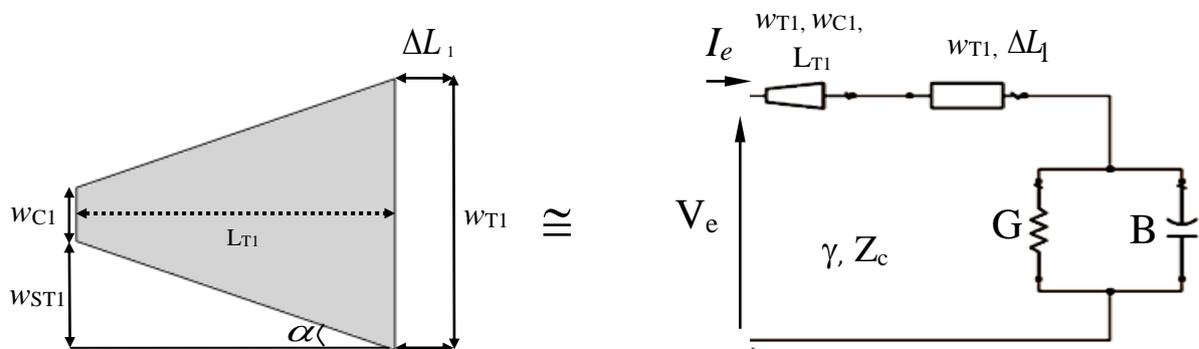
II. 1. Introduction

Nous avons proposé dans le chapitre II une nouvelle topologie d'antennes mono-bandes et multi-bandes ainsi que la méthodologie de conception associée. L'antenne est de forme nœud papillon avec deux ou plusieurs éléments rayonnants imprimés sur un substrat diélectrique. L'antenne est basée sur le modèle électrique équivalent. Le comportement multi-bande de cette antenne est obtenu à l'aide du nombre de tapers qui constitue cette dernière.

II. 2. Présentation du modèle équivalent des différentes antennes proposées

II. 2. 1. Circuit équivalent de l'antenne nœud papillon mono-bande

Dans cette section nous allons présenter l'élément de base de l'antenne nœud papillon ainsi que le modèle équivalent appliqué aux différentes antennes utilisées dans cette thèse. Le modèle électrique équivalent représente le patch comme une ligne microruban à basse d'impédance dont la largeur détermine l'impédance Z_c et la constante diélectrique efficace ϵ_r . Une combinaison de plaques parallèles de rayonnement conductance et susceptance capacitive charges de deux bords rayonnants du patch [46]. A partir du modèle électrique équivalent, le simple circuit est utilisé directement pour calculer l'impédance d'entrée correspondante pour chaque fréquence de résonance. La géométrie d'un taper de l'antenne microruban nœud papillon seul et celui alimenté par sonde coaxiale ainsi que le modèle électrique équivalent de la ligne microruban sont présentés dans la figure II. 1.



(a)

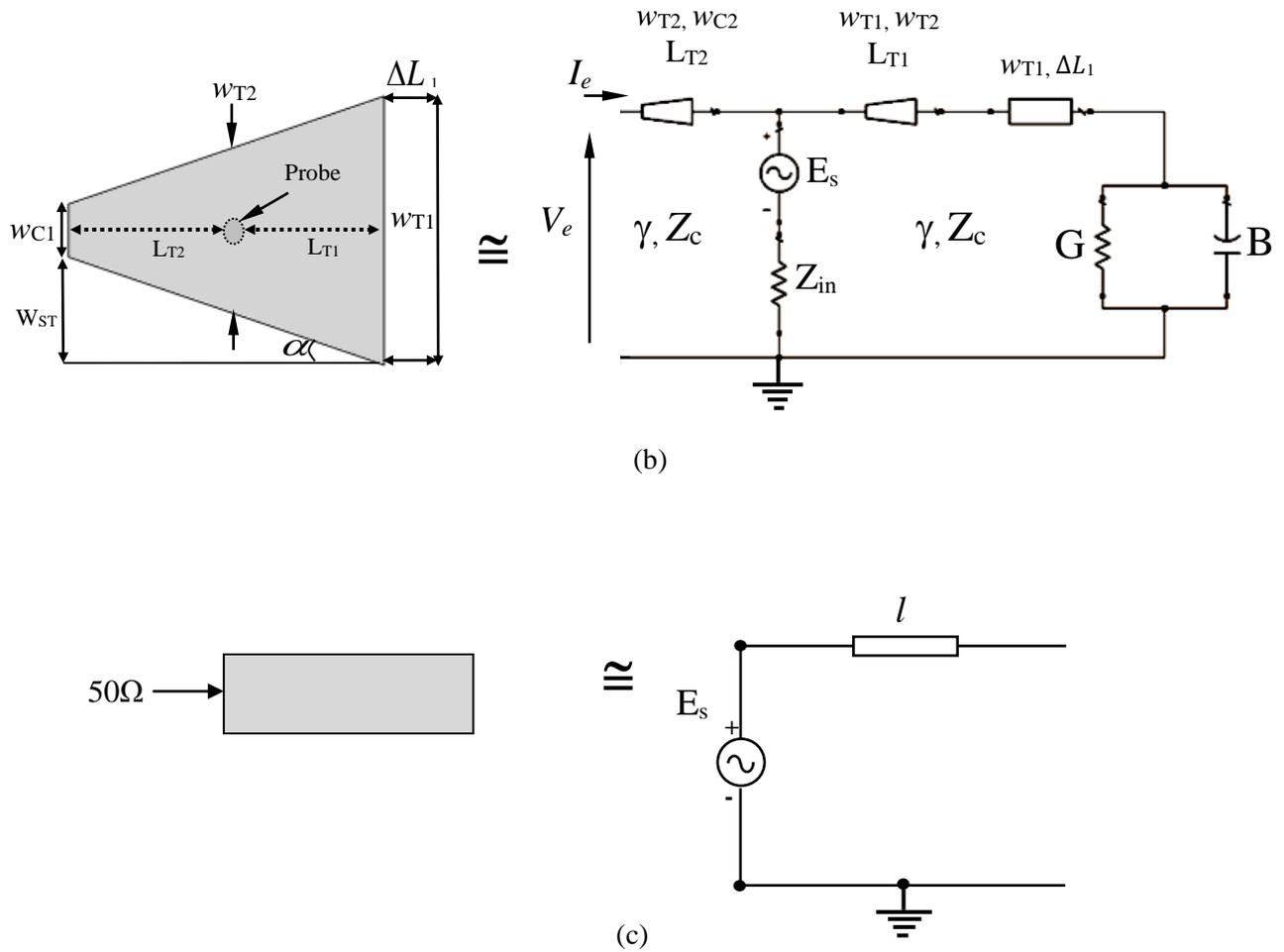


Figure II. 1. (a) Configuration de l'élément rayonnant seul de l'antenne nœud papillon et le modèle équivalent correspondant. (b) Configuration de l'élément rayonnant alimenté par sonde coaxiale et le circuit équivalent correspondant (c) le circuit équivalent correspondant de la ligne microruban d'alimentation.

L_{T1} représente la longueur réelle du taper, w_{T1} est la largeur efficace et w_{C1} est la largeur à l'entrée de l'élément rayonnant. ΔL est la longueur physique de la fente rayonnante constituant le modèle utile pour le calcul du champ de rayonnement de l'antenne. Elle est donnée par la formule suivante [47- 48]:

$$\Delta L = h \frac{0.412(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{w_{T1}}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{w_{T1}}{h} + 0.8\right)} \quad (II. 1)$$

ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective relative, calculée en fonction de la longueur et de la largeur de l'élément rayonnant.

$$\epsilon_{eff} = \frac{1 + \epsilon + \frac{(\epsilon - 1)}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{w_{T1}}}}}{2} \quad (\text{II. 2})$$

γ est la constante de propagation et Z_c est l'impédance caractéristique. Elle est donnée par la formule rigoureuse suivante:

$$z_c = \frac{120\pi}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} \left(\frac{w_{T1}}{2h} + 0.082 \frac{(\epsilon_{eff} - 1)}{\epsilon_{eff}^2} + \epsilon_{eff} + 0.411 \right)} \quad (\text{II. 3})$$

B et G sont des composants capacitifs et inductives de l'admittance (Y) du bord. La susceptance B, représente le champ de franges associé à l'arête de rayonnement de la largeur w_{T1} . G est la conductance apportée par le champ de rayonnement associée à chaque bord. Chaque fente rayonnante est représentée par une admittance équivalente parallèle (Y) [49-51]. La largeur des fentes équivalentes de w_{ST1} largeur est calculée en utilisant la formule suivante.

Où:

$$w_{ST1} = \frac{w_{T1} - w_{C1}}{2} = L_{T1} \tan \alpha$$

Les expressions de G et B sont données par les relations suivantes: L'angle α ne doit pas dépasser 10° et w_{T1} doit être inférieure à 2 mm en opération d'optimisation pour l'exactitude des résultats [50].

$$\begin{cases} G_1 = \frac{w_{T1}}{120 \lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] & \text{for } \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \\ B_1 = \frac{w_{T1}}{120 \lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)] & \text{for } \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

V_e et I_e représentent respectivement la tension et le courant de la source.

Lorsque nous associons les deux tapers: simple et celui alimenté par sonde, une antenne nœud papillon avec deux éléments rayonnants est obtenue. La figure II. 2 montre la structure de l'antenne nœud papillon mono-bande et son circuit équivalent alimenté par sonde coaxiale, conçu pour une résonance unique, avec double éléments rayonnants de mêmes tailles. L'antenne nœud papillon est obtenue en associant deux tapers qui représentent les deux éléments rayonnants. On associant deux tapers simple avec une ligne d'alimentation on obtient une antenne nœud papillon alimentée par ligne microruban.

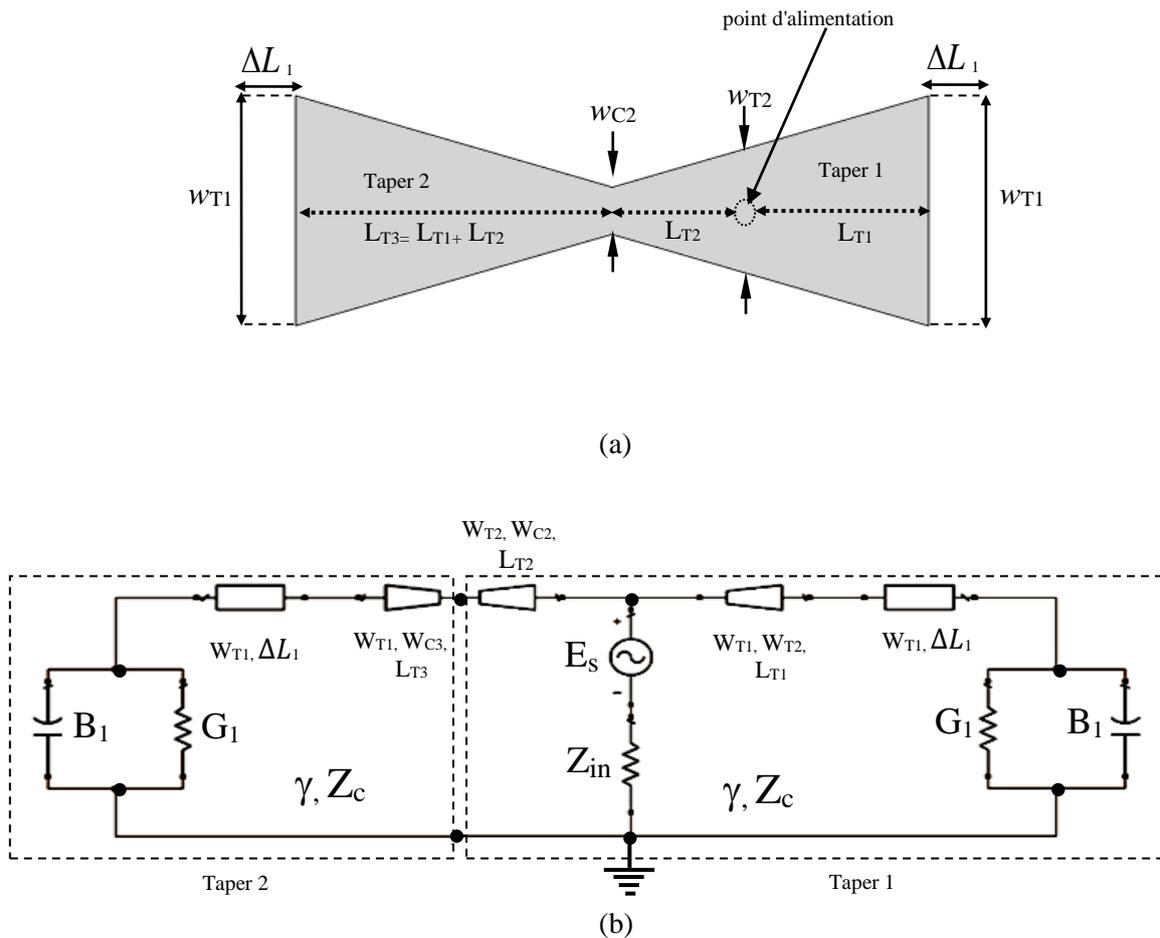


Figure II. 2. (a) Configuration de l'antenne nœud papillon mono-bande composée de deux tapers de mêmes dimensions alimentée par sonde coaxiale. (b) circuit équivalent de l'antenne.

La figure II.3 présente la structure de l'antenne nœud papillon mono-bande avec double éléments rayonnants de même taille ainsi que son circuit équivalent alimenté par ligne microruban.

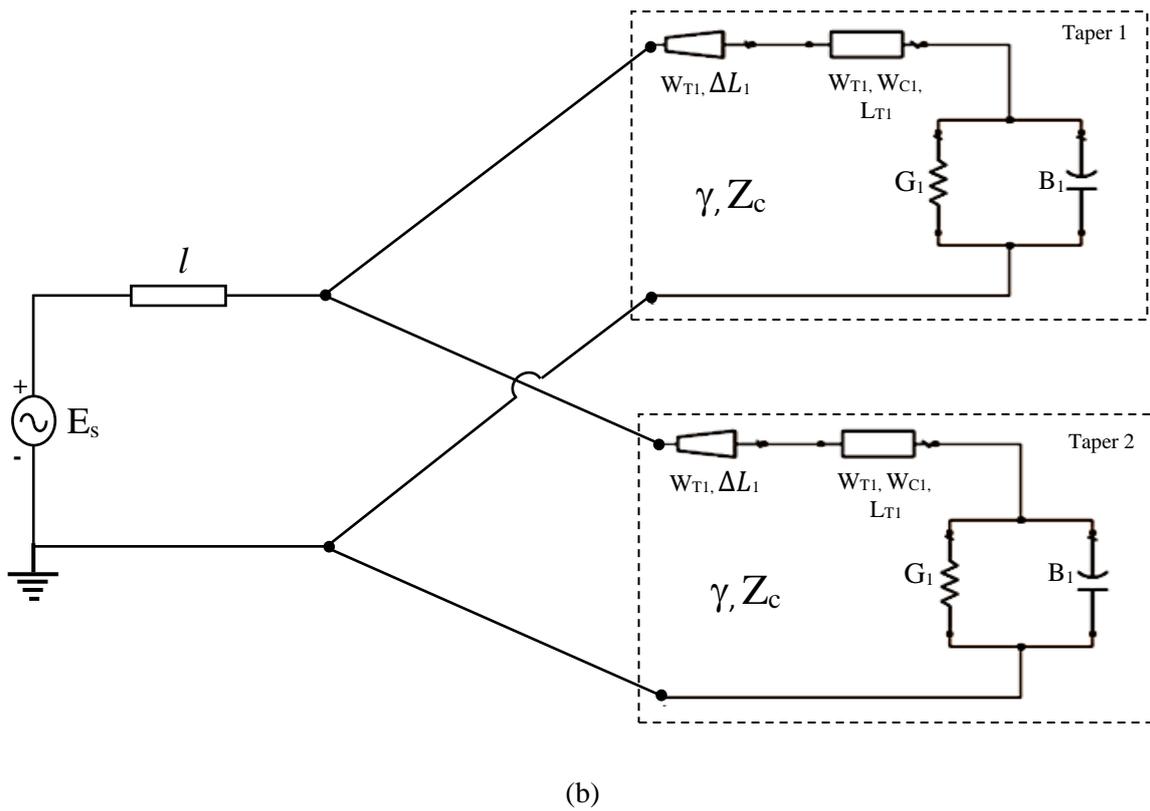
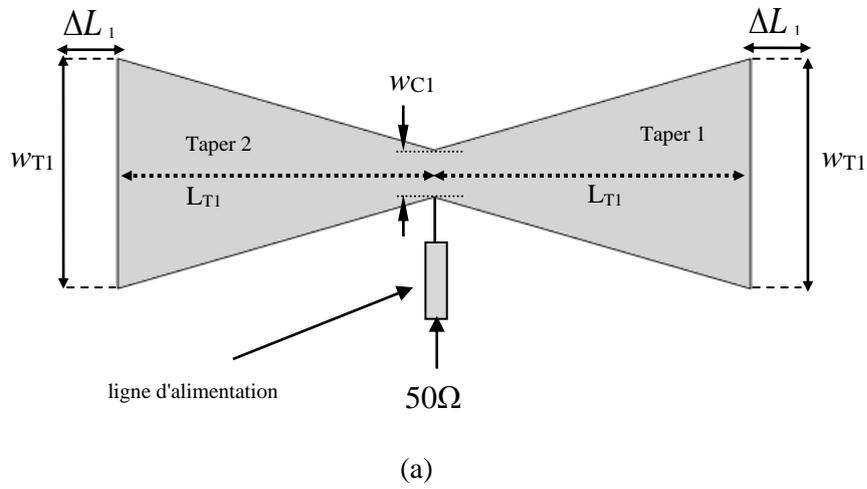


Figure II. 3. (a) Configuration de l'antenne nœud papillon mono-bande composée de deux tapers de mêmes dimensions alimentée par ligne microruban. (b) circuit équivalent de l'antenne.

II. 2. 2. Circuit équivalent de l'antenne nœud papillon double bande

deux antennes bi-bandes nœud papillon alimentées respectivement par sonde coaxiale et par ligne microruban, conçues pour fonctionner dans deux fréquences de résonance, ainsi que leurs circuits équivalents sont présentés respectivement dans les figures II.4 et II.5. Les deux tapers qui forment l'antenne sont de dimensions différentes afin de permettre le fonctionnement à des fréquences différentes.

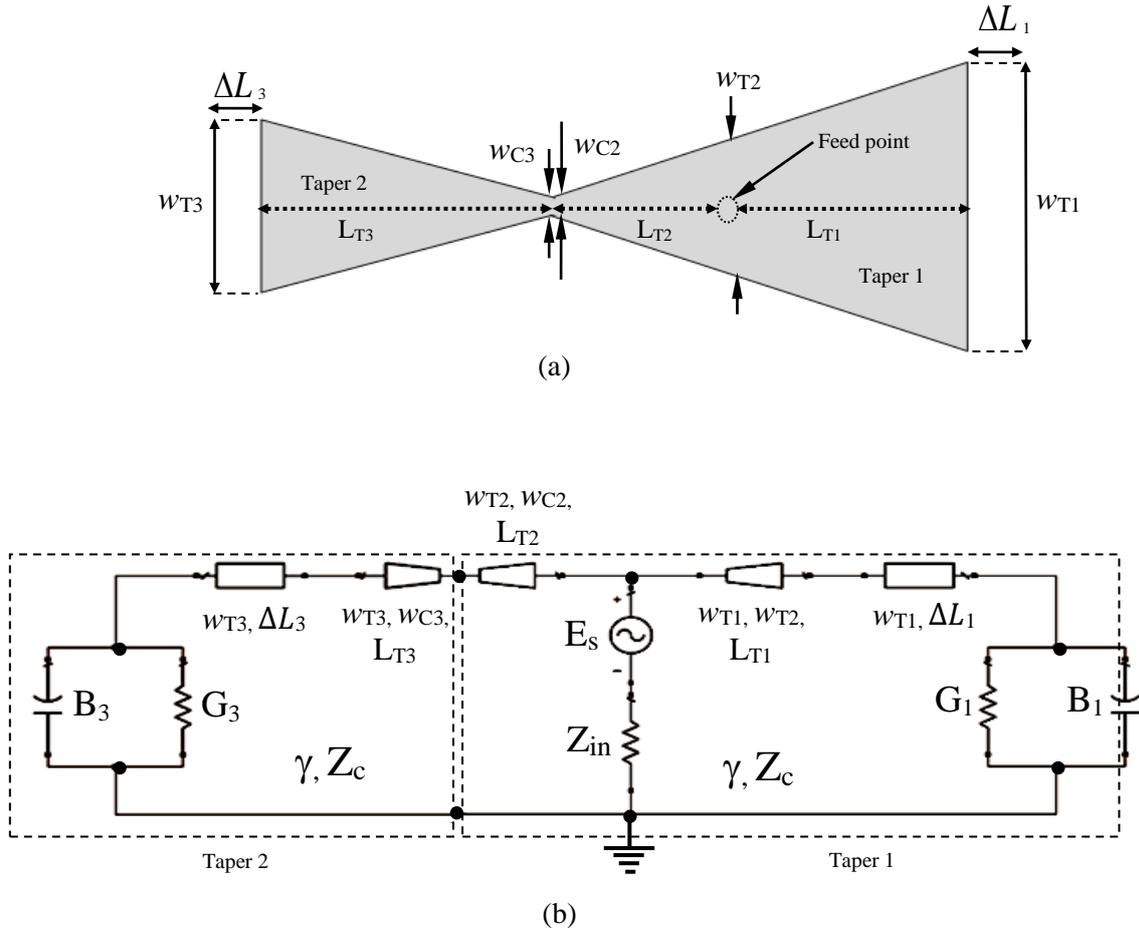
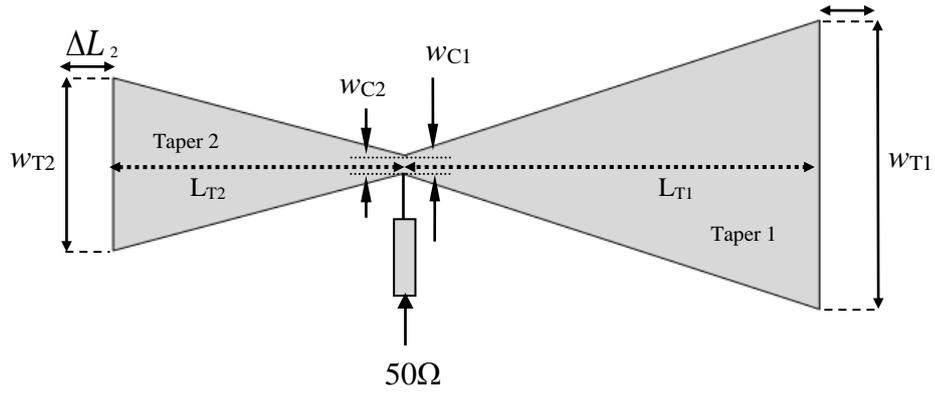
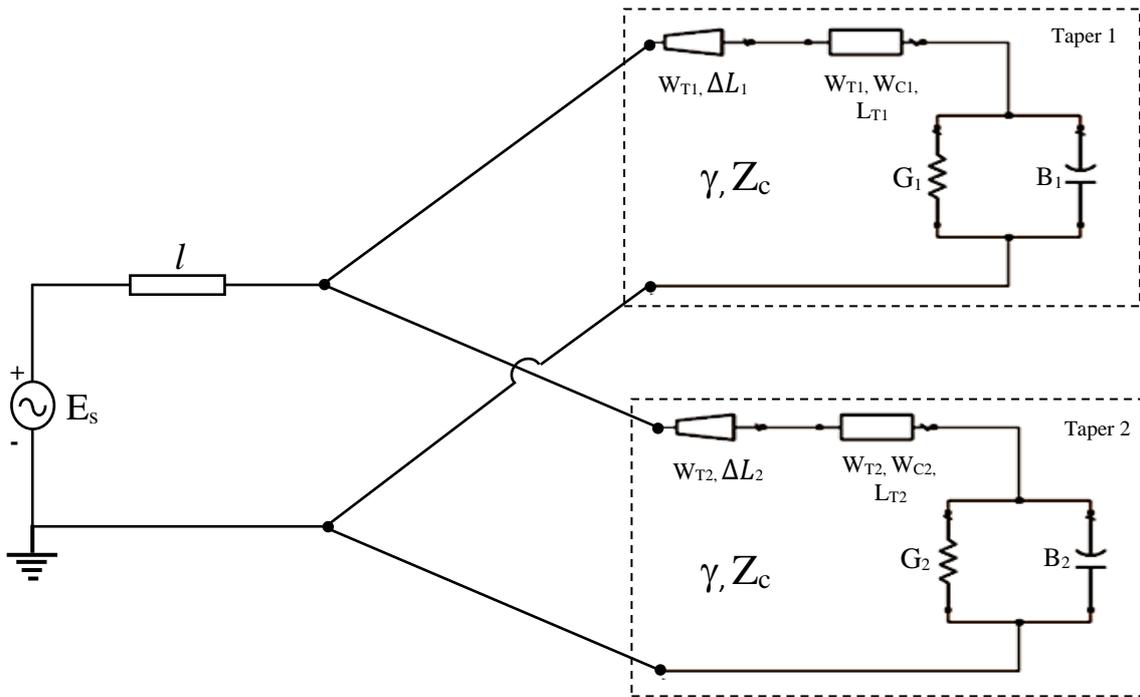


Figure II. 4. (a) Configuration de l'antenne nœud papillon bi-bande composée de deux tapers de dimensions différentes alimentée par sonde coaxiale. (b) circuit équivalent de l'antenne.



(a)

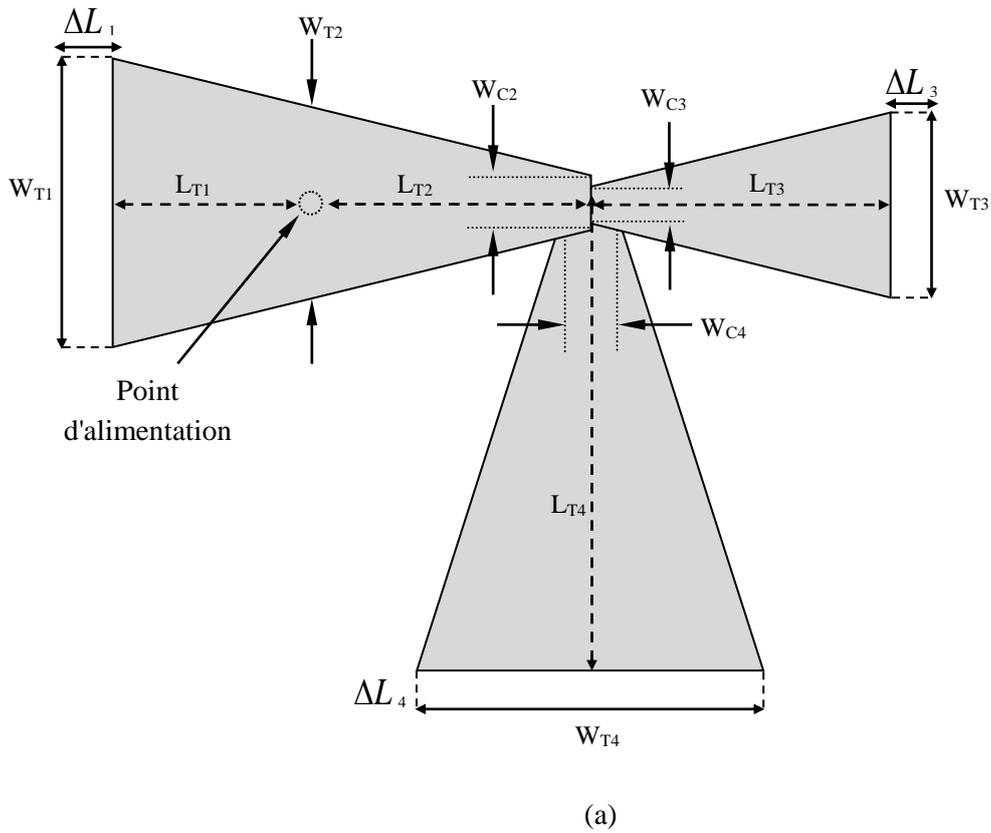


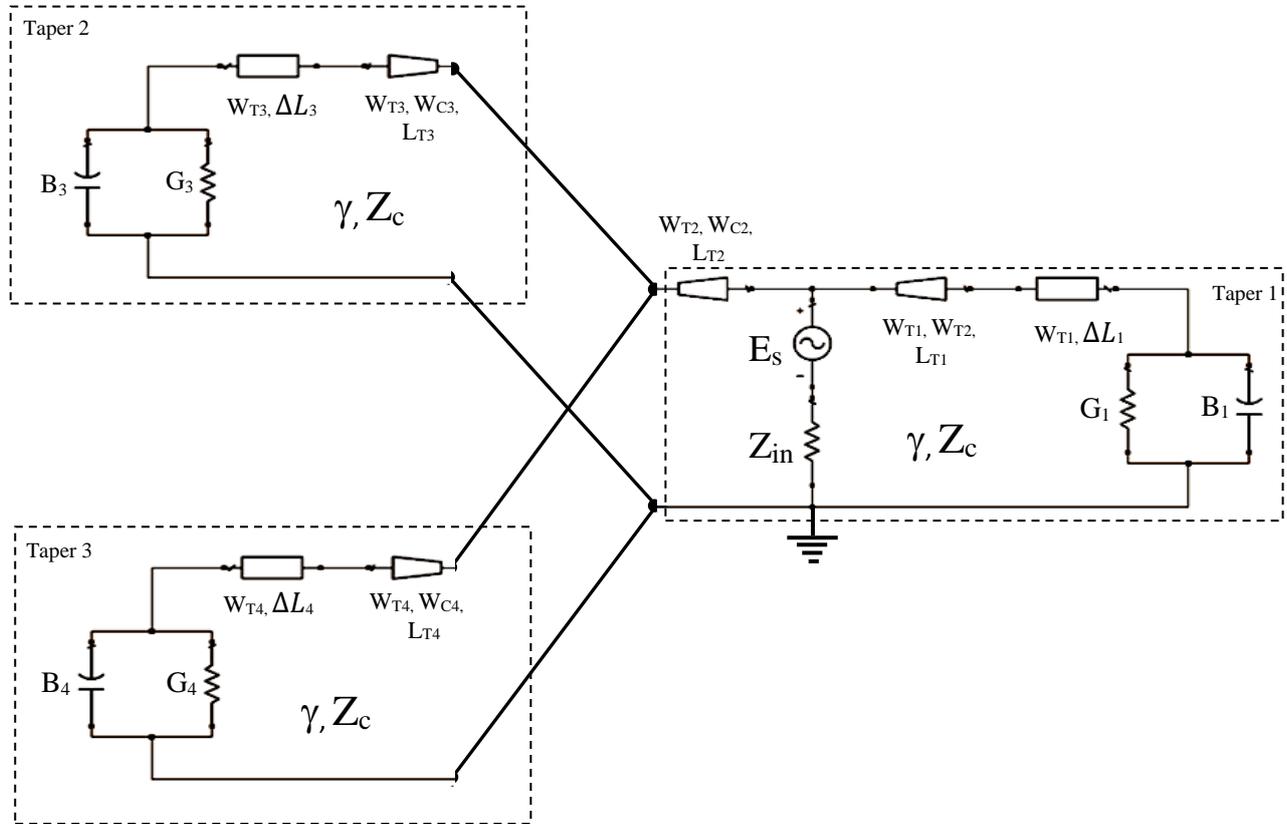
(b)

Figure II. 5. (a) Configuration de l'antenne nœud papillon bi-bande composée de deux tapers de dimensions différentes alimentée par ligne microruban. (b) circuit équivalent de l'antenne.

II. 2. 3. Circuit équivalent de l'antenne nœud papillon tri-bande

L'antenne nœud papillon tri-bande est constituée de trois tapers de dimensions différentes qui forment les éléments rayonnants, chaque élément rayonne a une fréquence de résonance. la figure II.6 illustre La configuration de l'antenne tri-bande nœud papillon alimentée par sonde coaxiale et son circuit électrique équivalent.

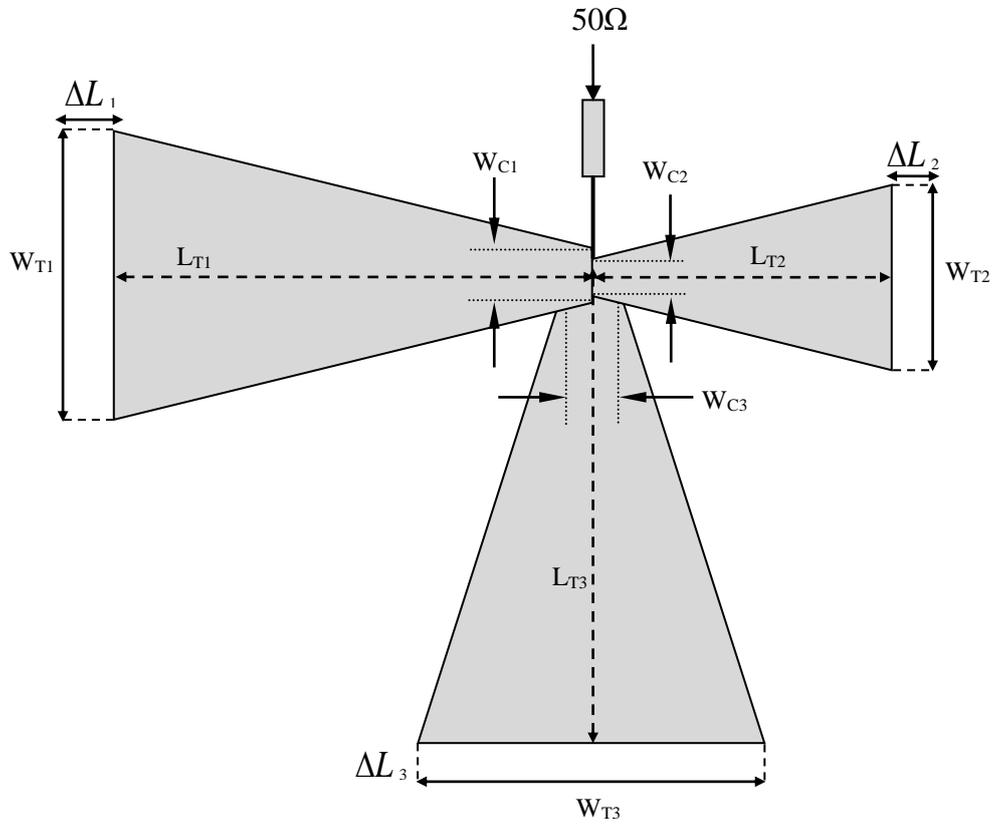




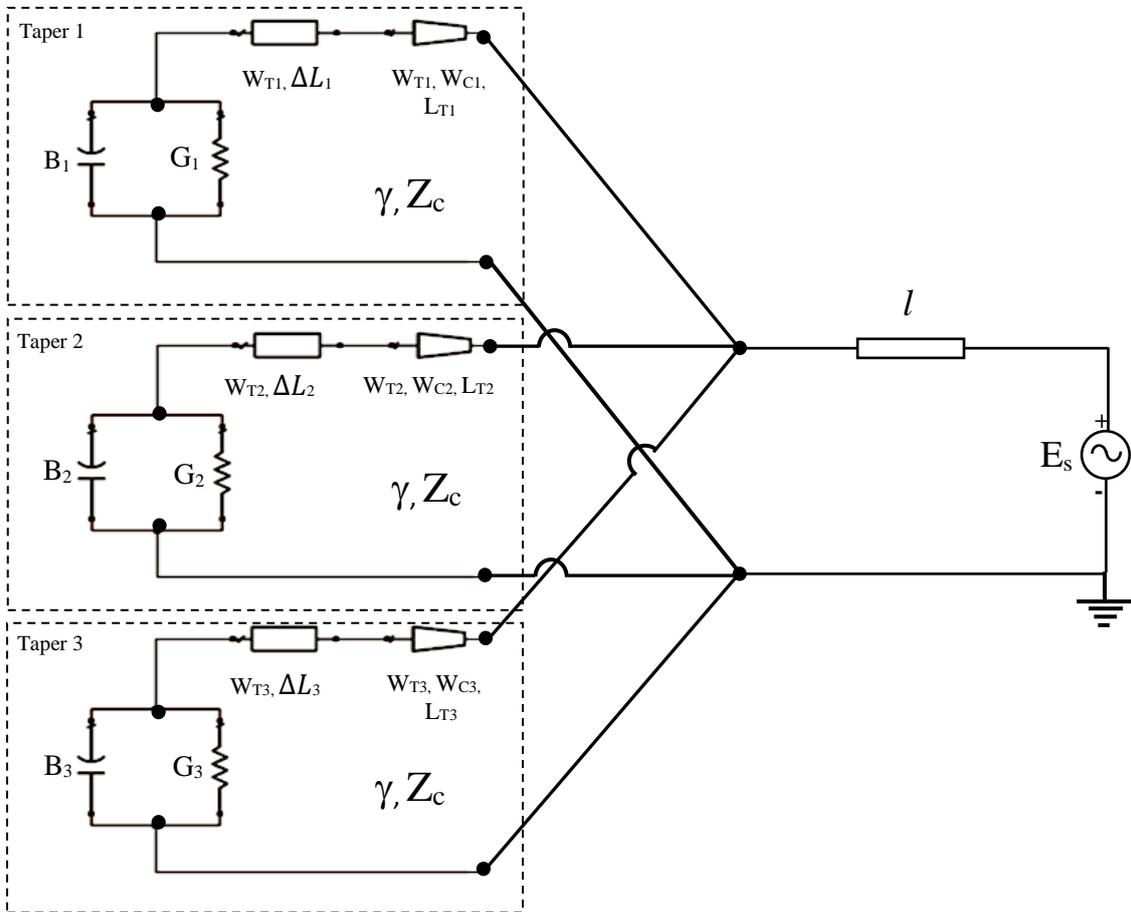
(b)

Figure II. 6 (a) la géométrie de l'antenne nœud papillon tri-bande proposée alimentée par sonde coaxiale. (b) le modèle équivalent de l'antenne proposée.

La figure II.7 présente la configuration de l'antenne tri-bande nœud papillon alimentée par ligne microruban, ainsi que son circuit équivalent. cette antenne est composée de trois tapers de dimensions différentes qui constituent les éléments rayonnants, associées a une ligne d'alimentation, ainsi que son circuit équivalent.



(a)



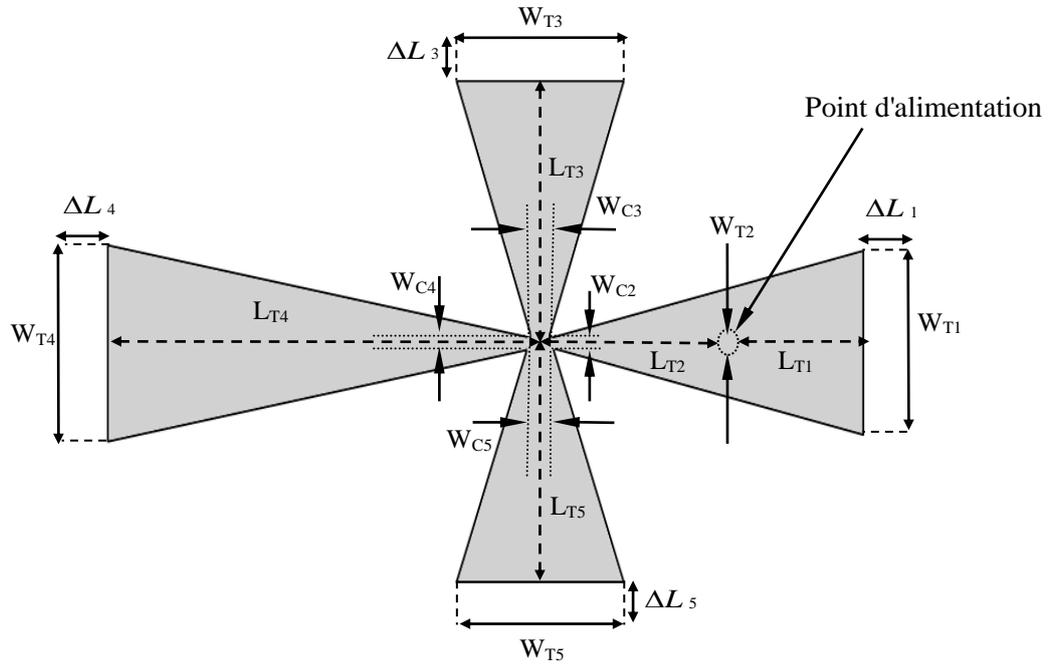
(b)

Figure II. 7. (a) la géométrie de l'antenne nœud papillon tri-bande proposée alimentée par ligne microruban. (b) le modèle équivalent de l'antenne proposée.

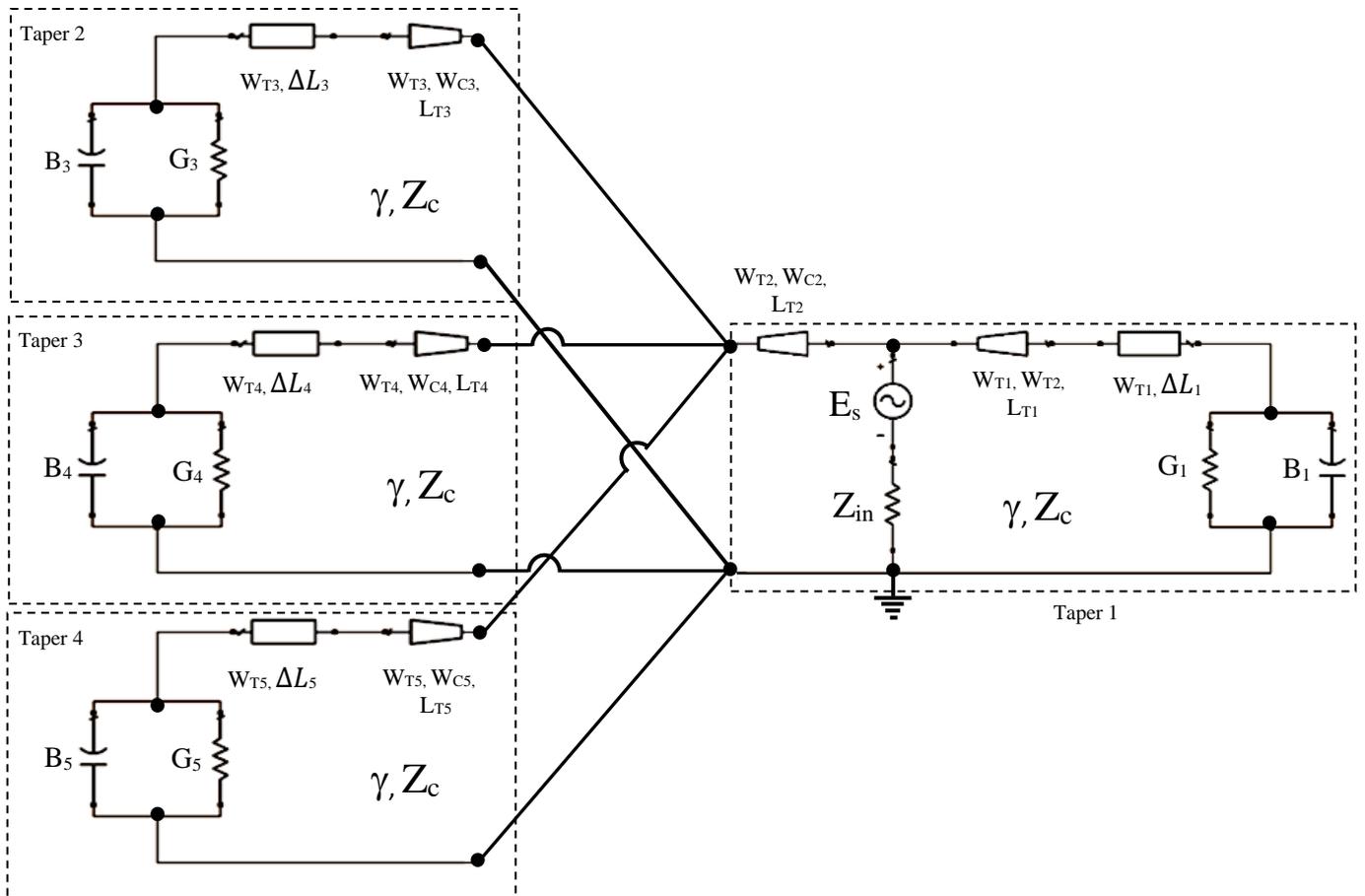
II. 2. 4. Circuit équivalent de l'antenne nœud papillon Quad-Bande

Dans cette section, le circuit équivalent de l'antenne nœud papillon quad-bande est proposé. Afin de permettre à l'antenne de résonner à des fréquences multiples, il est nécessaire d'ajouter plusieurs éléments rayonnants. L'antenne quad-bande nœud papillon se compose de quatre tapers de tailles différentes; chaque élément rayonne à une fréquence de résonance

spécifique. La configuration de l'antenne quad-bande nœud papillon proposée alimentée par sonde coaxiale et son modèle équivalent sont représentés dans la figure II.8.



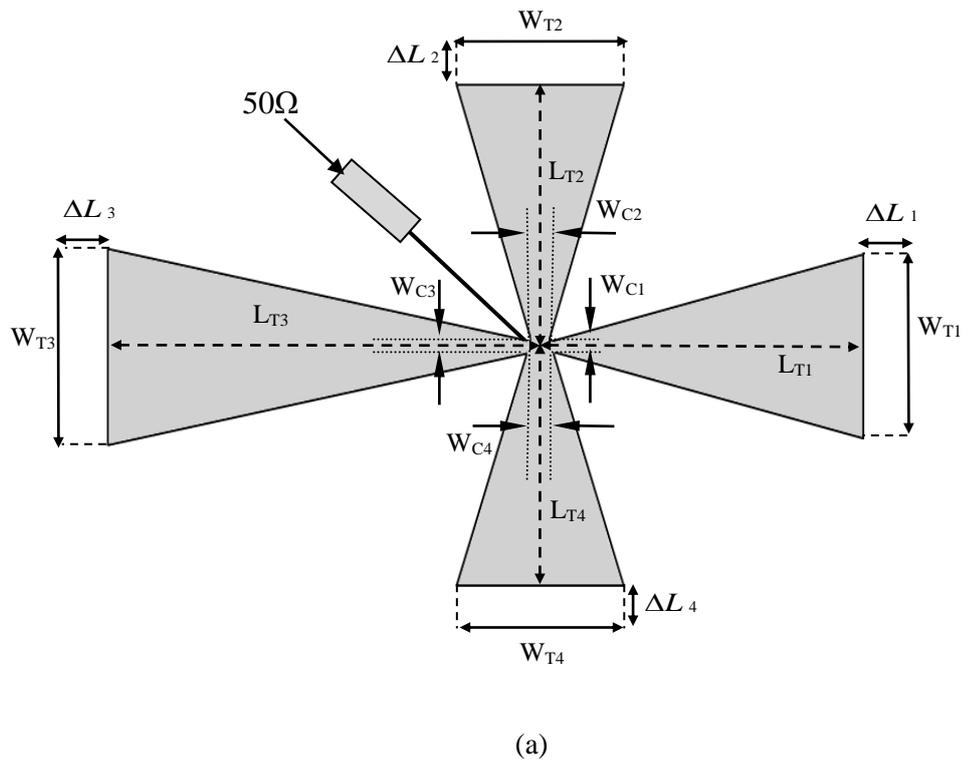
(a)



(b)

Figure II. 8 (a). La configuration de l'antenne nœud papillon quad-bande proposée alimentée par sonde coaxiale, (b). Le modèle équivalent de l'antenne proposée.

La configuration de l'antenne quad-bande nœud papillon proposée alimentée par ligne microruban et son modèle équivalent sont représentés sur la figure II.9.



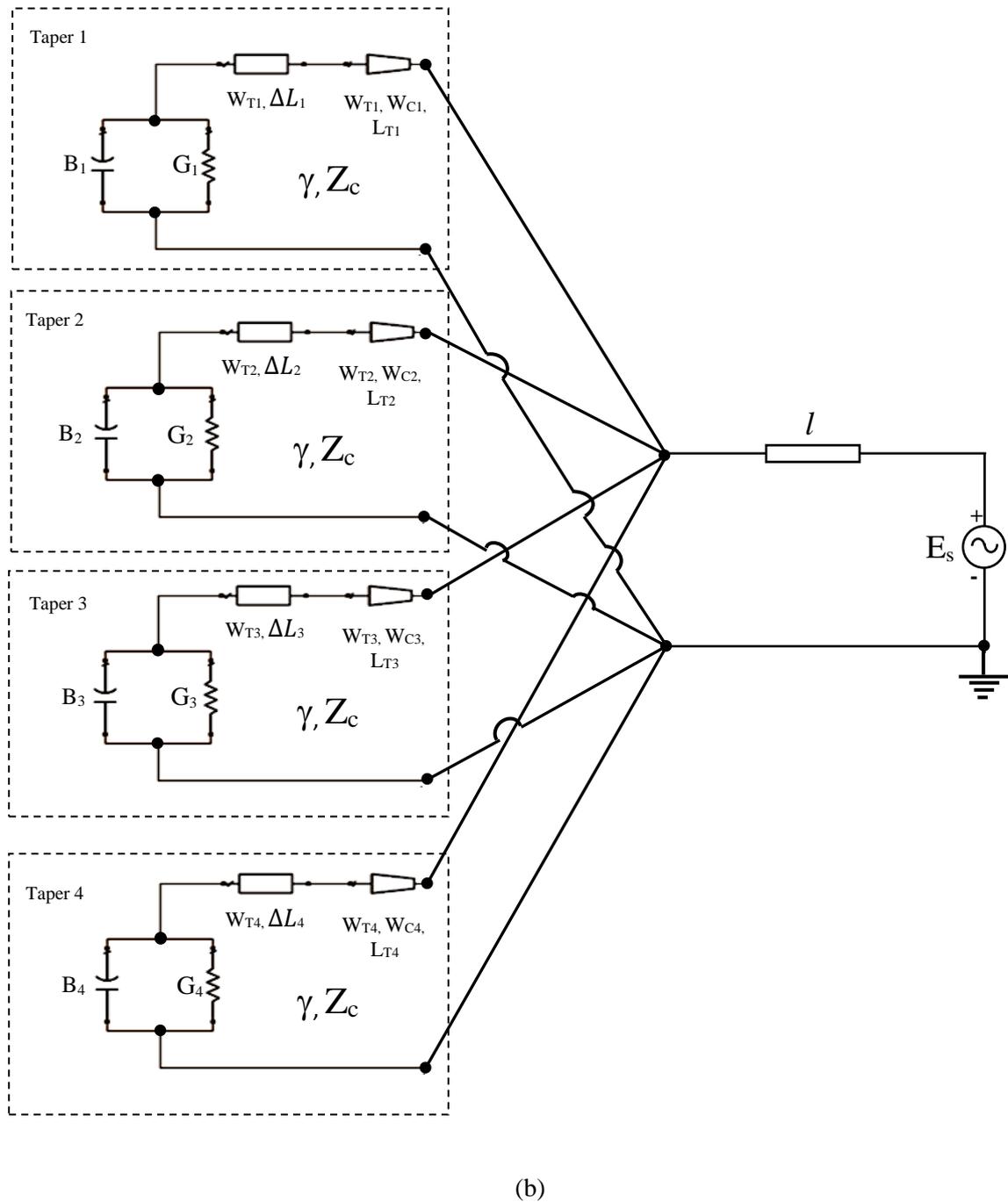
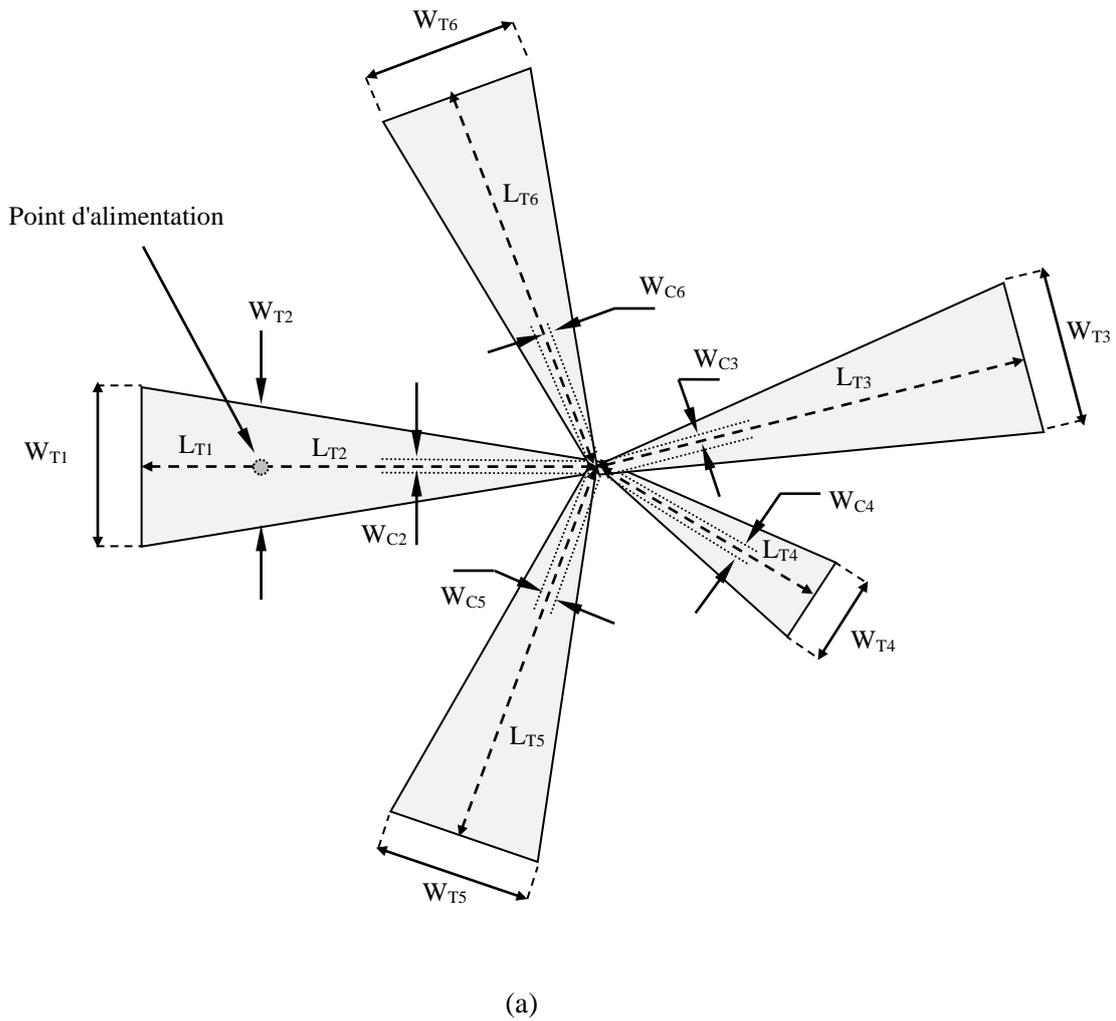
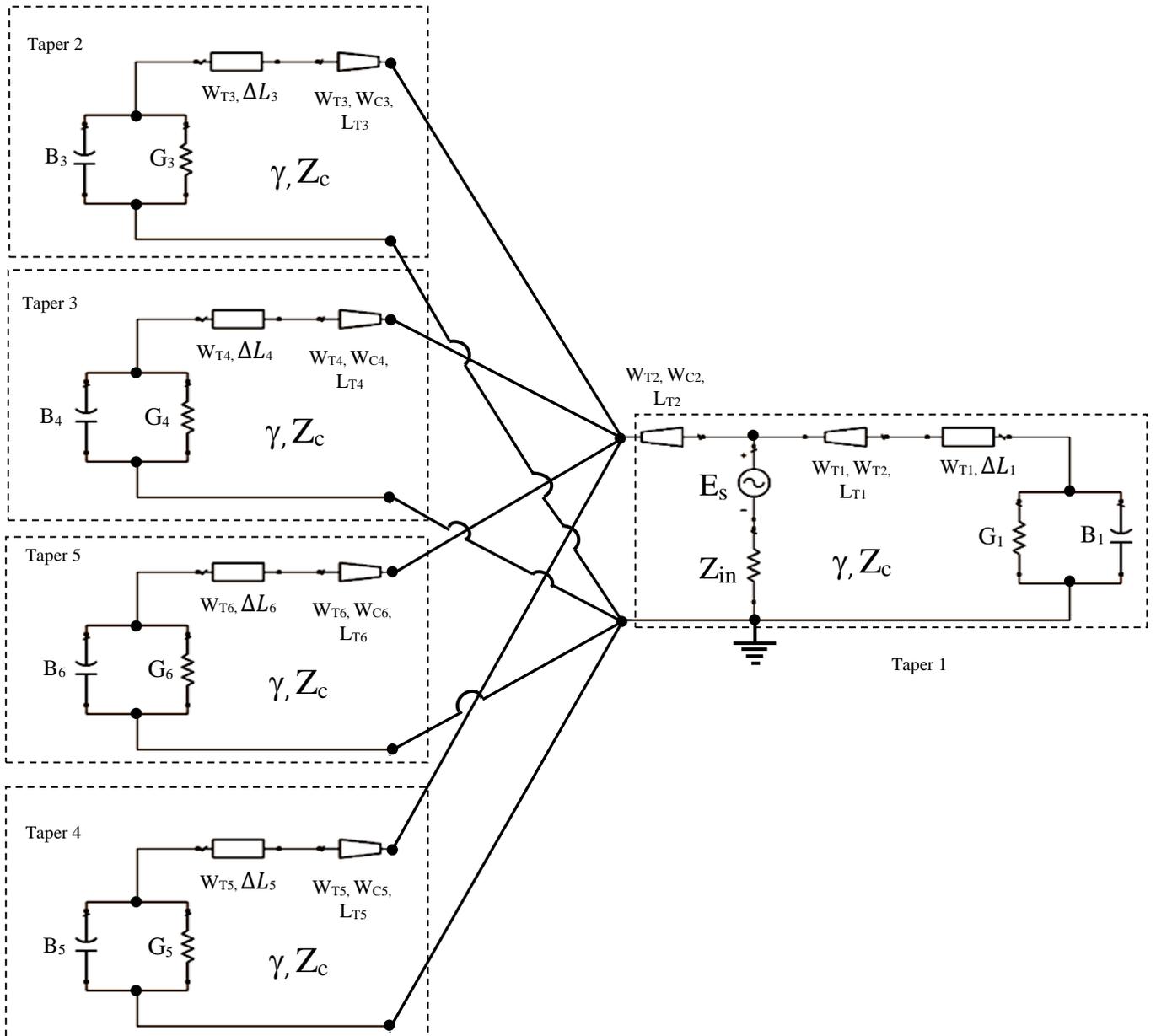


Figure II. 9. (a). la configuration de l'antenne nœud papillon quad-bande proposée alimentée par ligne microruban, (b). le modèle équivalent de l'antenne proposée.

II. 2. 5. Le circuit équivalent de l'antenne multi-bande alimentée par sonde coaxiale et par ligne microruban

Afin que l'antenne puisse résonner à plusieurs fréquences, il est nécessaire d'associer plusieurs tapers de dimensions différentes, nous présentons sur la figure II. 10, la structure et le circuit équivalent de l'antenne nœud-papillon multi-bande alimentée par la ligne coaxiale.

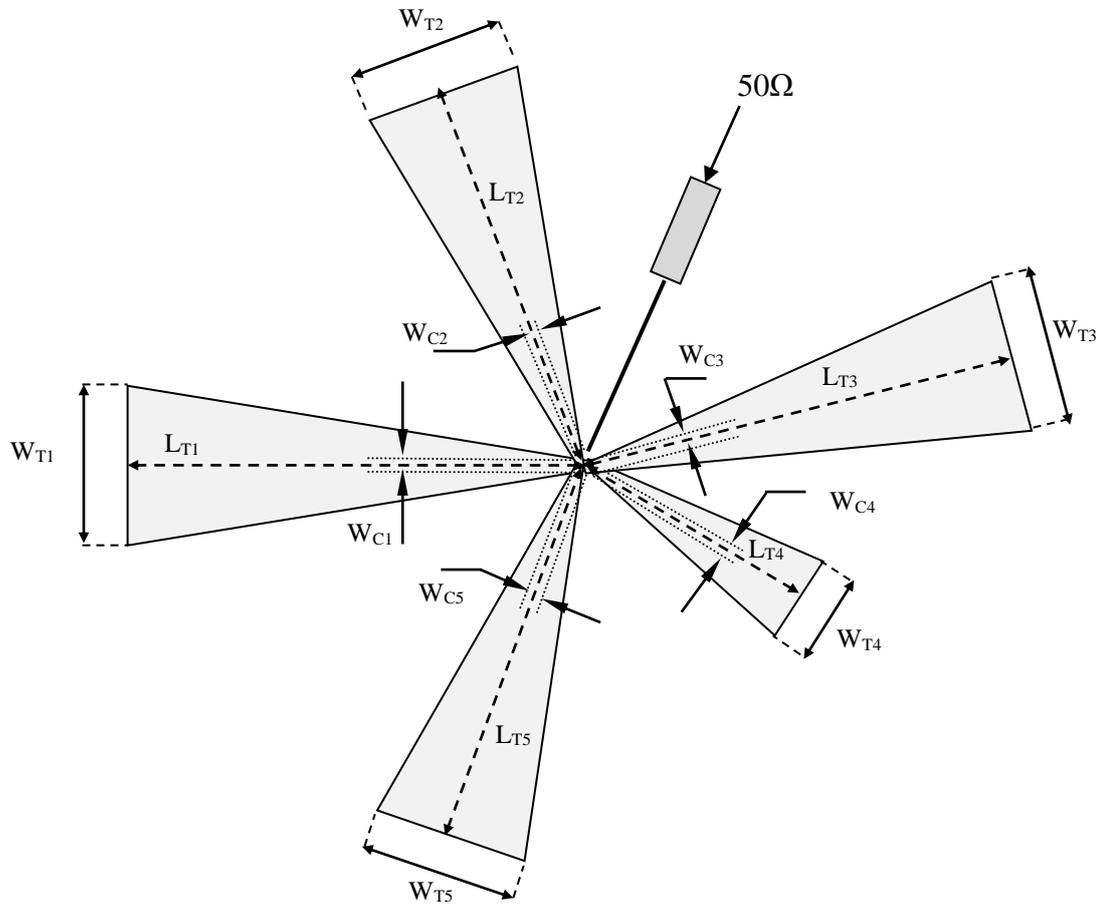




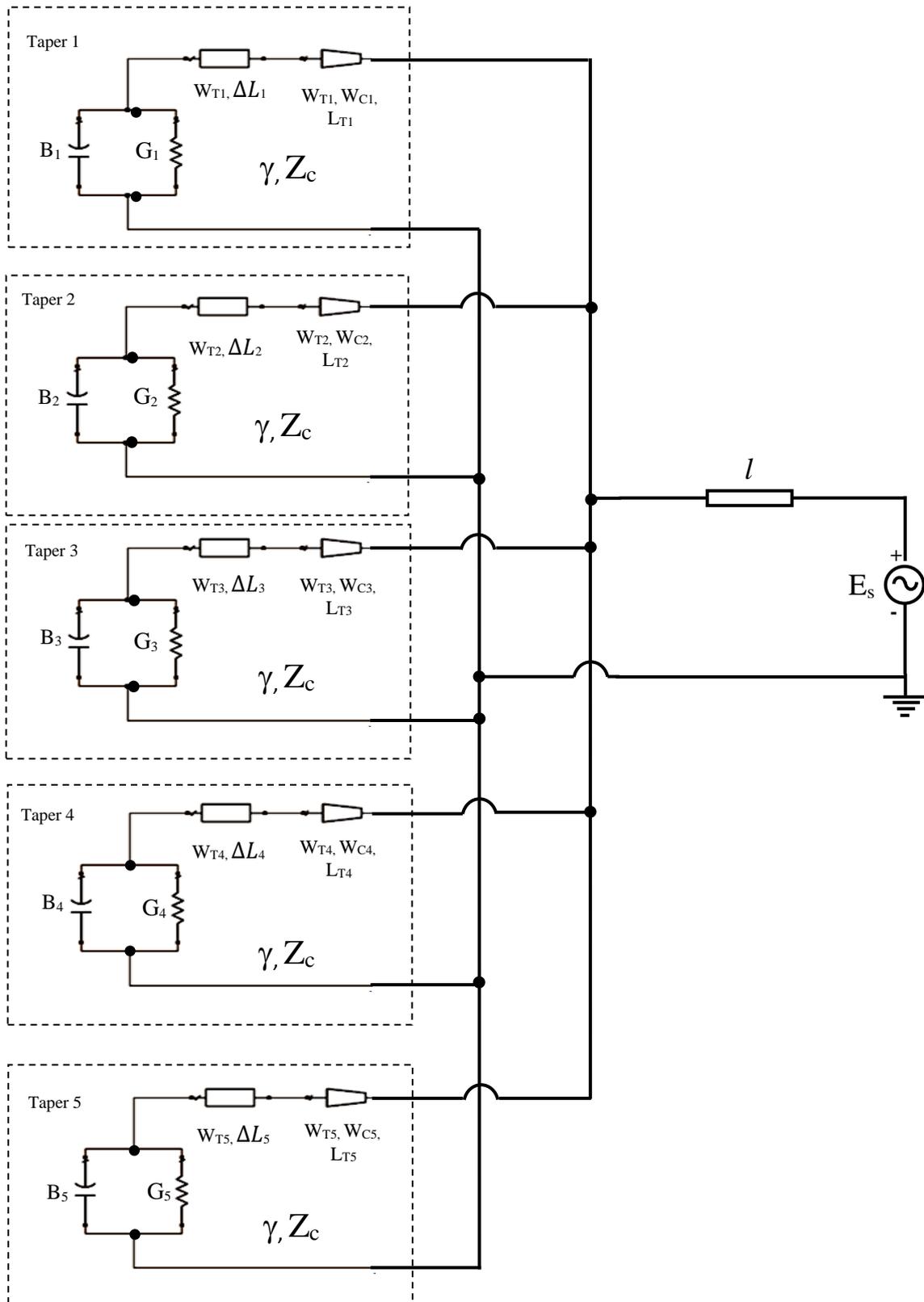
(b)

Figure II. 10. (a) la géométrie de l'antenne nœud papillon multi-bande proposée alimentée par sonde coaxiale. (b) le modèle équivalent de l'antenne proposée.

Nous allons présenter sur la figure II.11 La configuration de l'antenne multi-bande nœud papillon proposée alimentée par ligne microruban et son modèle équivalent.



(a)



(b)

Figure II. 11. (a). la configuration de l'antenne nœud papillon multi-bande proposée alimentée par ligne microruban.(b). le modèle équivalent de l'antenne proposée.

II. 3. Conclusion

Dans cette deuxième partie et après une étude de l'état de l'art sur les antennes, nous avons déployé le modèle électrique équivalent pour les simulations de nos antennes bowtie mono-bandes et multi bandes. La validité de ce modèle sera supportée par les différents cas de simulation dans le chapitre qui suit.

Chapitre III

**Antennes Multi-Bandes Alimentées par Lignes
micro-rubans**

III. 1. Introduction

Dans ce chapitre, on présente les résultats de simulation de plusieurs antennes mono-bandes et multi-bandes alimentées par ligne microruban fonctionnant dans les standards sans fil, basées sur le modèle électrique équivalent simulées à l'aide de l'outil de simulation ADS (Advanced Design System). Pour valider la méthode utilisée pour la conception de nos antennes, nous avons comparé cette dernière avec la méthode des moments de Momentum[53] (MOM) et avec la technique d'intégration finie [54] de CST (FIT) simulées respectivement à l'aide des outils de simulation Momentum et CST MW Studio [55] . Les résultats des coefficients de réflexion, les rapports d'onde stationnaire ainsi que les digrammes de rayonnement en trois dimensions seront présentés et discutés.

III. 2. Antennes mono-bandes

Dans cette section, nous avons conçu plusieurs antennes mono-bandes opérants à une seule fréquence de résonance. Les antennes mono-bandes proposées sont constituées de deux éléments rayonnants identiques imprimées sur la couche supérieure du substrat FR4 époxy d'épaisseur $h = 1.6 \text{ mm}$ et de permittivité relative $\epsilon_r = 4.47$.

III. 2. 1. Antenne pour WiMAX : 3.4-3.6 GHz

Le masque de l'antenne nœud papillon alimentée par ligne microruban couvrant la bande de fréquence du Mobile WiMAX est illustré sur la figure ci-dessous, cette dernière se compose de deux éléments identiques qui ont les mêmes dimensions.

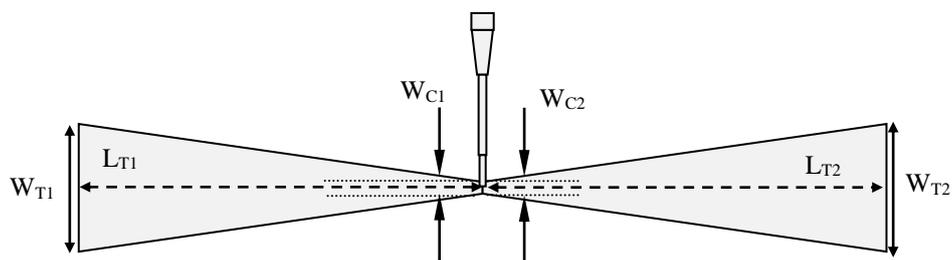


Figure III. 1. Géométrie de l'antenne WiMAX. $W_{T1} = W_{T2} = 9.534 \text{ mm}$, $W_{C1} = W_{C2} = 1.141 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2} = 23.82 \text{ mm}$.

La figure III.2 nous montre le coefficient de réflexion de l'antenne WiMAX.

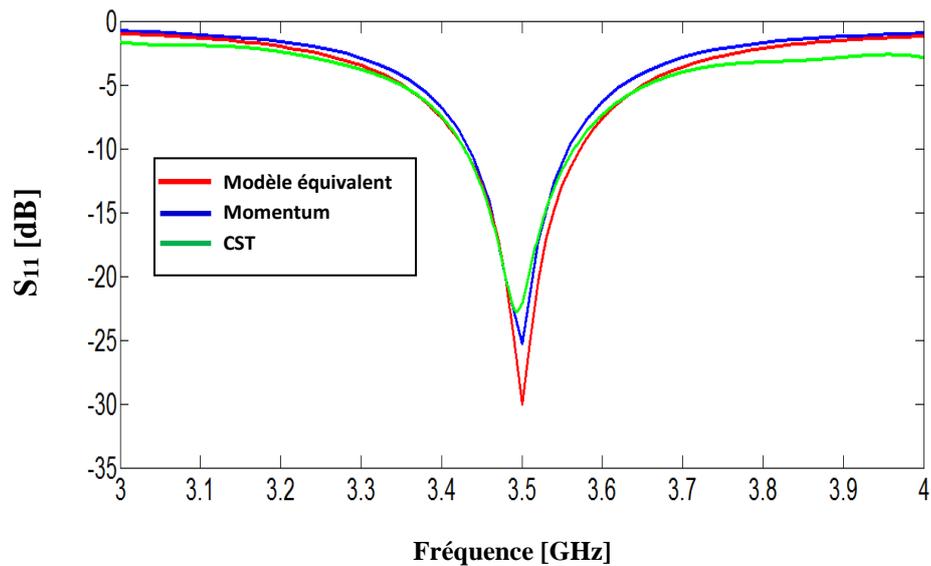


Figure III. 2. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne WiMAX.

Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne montre que l'adaptation de l'antenne est dans la bande désirée entre 3.42 GHz et 3.58 GHz, 3.43 GHz et 3.57 GHz, et 3.42 GHz et 3.57 GHz trouvée respectivement par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST, et qu'il est inférieur à -9.54 dB pour les trois méthodes utilisées, les pics présentés sont respectivement: -30.8 dB pour le modèle de la ligne de transmission, -25.34 dB pour la méthodes des moments et de -22.8 dB pour la technique d'intégration finie de CST. Le rapport d'onde stationnaire obtenu est illustré sur la figure III.3.

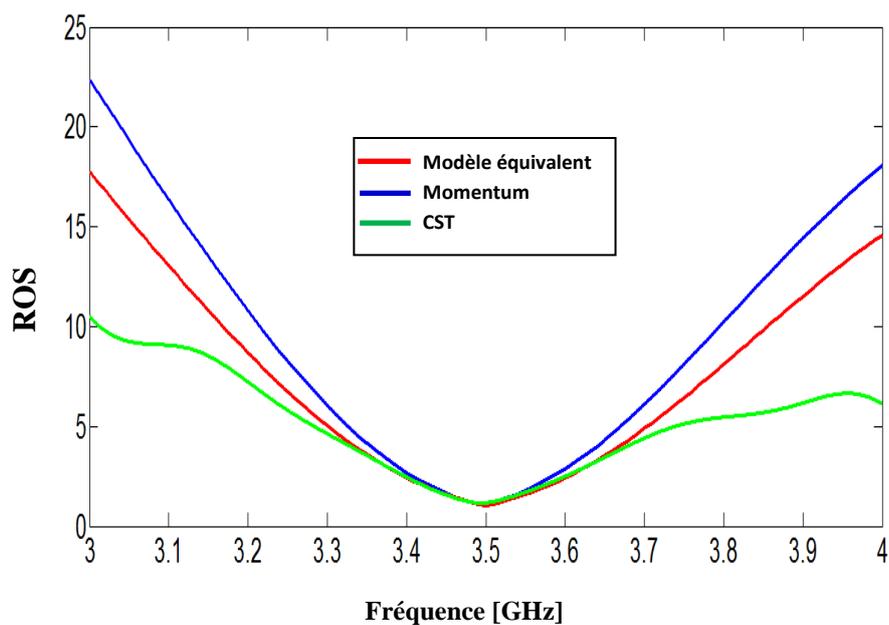


Figure III. 3. Rapport d'onde stationnaire obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.

La figure ci dessus montre que le rapport d'onde stationnaire est au voisinage de l'unité pour les trois méthodes à la fréquence de résonance, ce qui justifie l'adaptation de l'antenne. Les figures III. 4, et III.5 représentent respectivement les diagrammes de rayonnement en 2D dans les deux plans E ($\varphi = 0^\circ$) et plan H ($\varphi = 90^\circ$) à la fréquence 3.5 GHz et 3D.

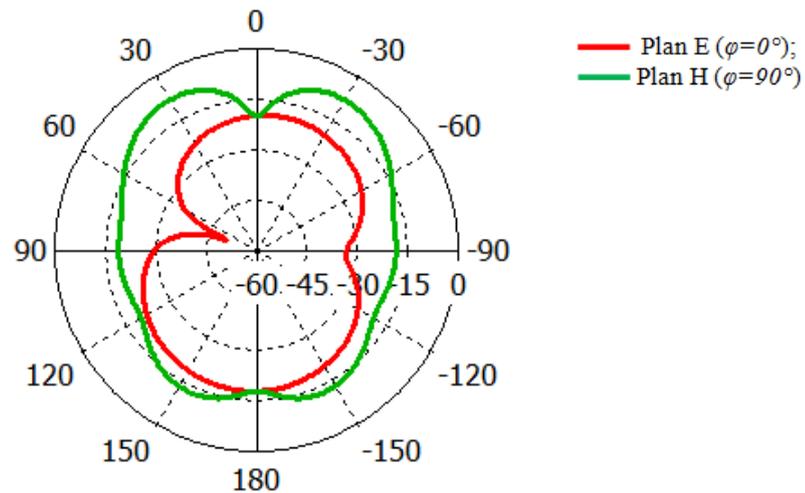


Figure III. 4. Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 3.5 \text{ GHz}$).

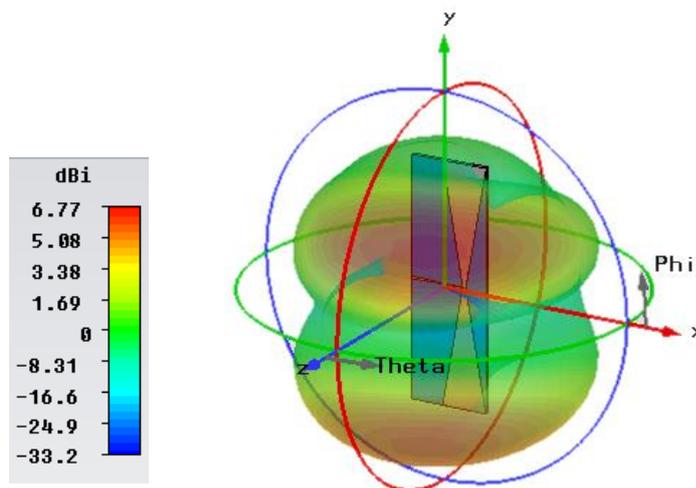


Figure III. 5. Diagramme de rayonnement en 3D ($f = 3.5 \text{ GHz}$)

III. 2. 2. Antenne pour WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz

Dans cette section nous essayons de concevoir une antenne nœud-papillon pour opérer dans la bande qui s'étend entre 5.15 et 5.35 GHz. Les paramètres physiques que celle des sections précédentes sont employées.

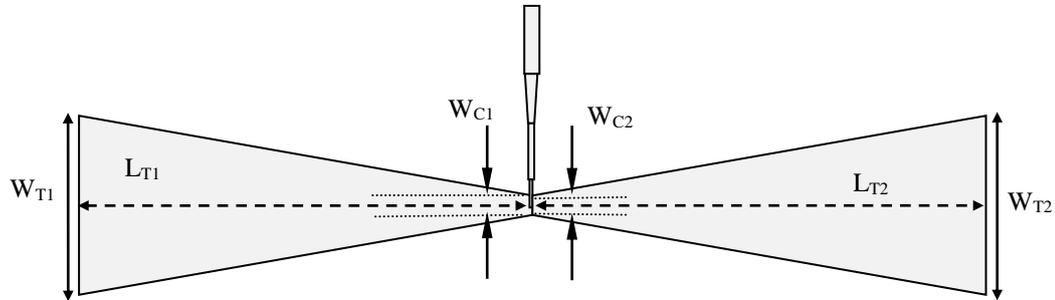


Figure III. 6. Géométrie de l'antenne. $W_{T1} = W_{T2} = 12.015 \text{ mm}$, $W_{C1} = W_{C2} = 1.643 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2} = 23.72 \text{ mm}$,

La figure III. 7 illustre la courbe du coefficient de réflexion de l'antenne mono-bande.

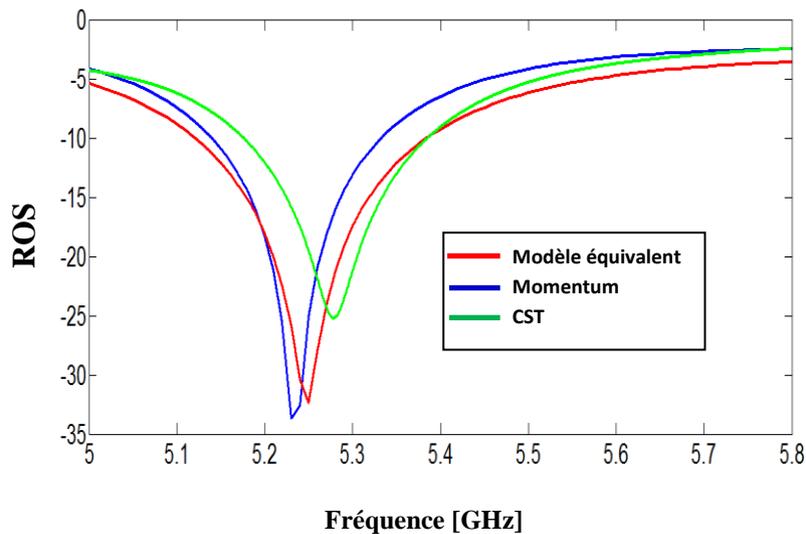


Figure III. 7. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne mono-bande.

La résonance est détectée à la fréquence 5.25 GHz, 5.23 GHz et 5.27 GHz dont le pic du coefficient de réflexion est respectivement de -32.36 dB trouvé par le modèle électrique équivalent, -33.7 dB trouvé par la méthode des moments, et de -25.19 dB trouvé par la technique d'intégration finie de CST. On remarque un léger décalage au niveau de la

fréquence de résonance par rapport à la méthode d'intégration finie. Les bandes passantes sont respectivement de 4%, 5.52% et de 4.23%. Le rapport d'onde stationnaire à l'entrée de l'antenne par les deux méthodes est schématisé sur la figure III.8.

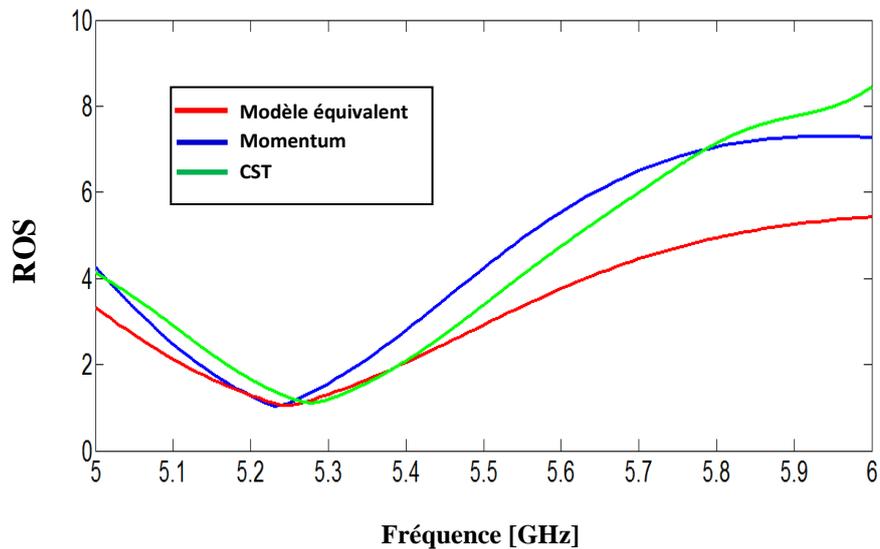


Figure III. 8. Rapport d'onde stationnaire à l'entrée de l'antenne.

On remarque qu'à la fréquence de résonance le ROS est égal à 1 et cela est obtenu par les trois méthodes utilisées, ce qui implique que l'antenne est idéalement adaptée.

Sur la figure III.9, III.10 les diagrammes de rayonnement de l'antenne en 3D et dans les plans E ($\varphi = 0^\circ$) et plan H ($\varphi = 90^\circ$) à la fréquence 5.25 GHz.

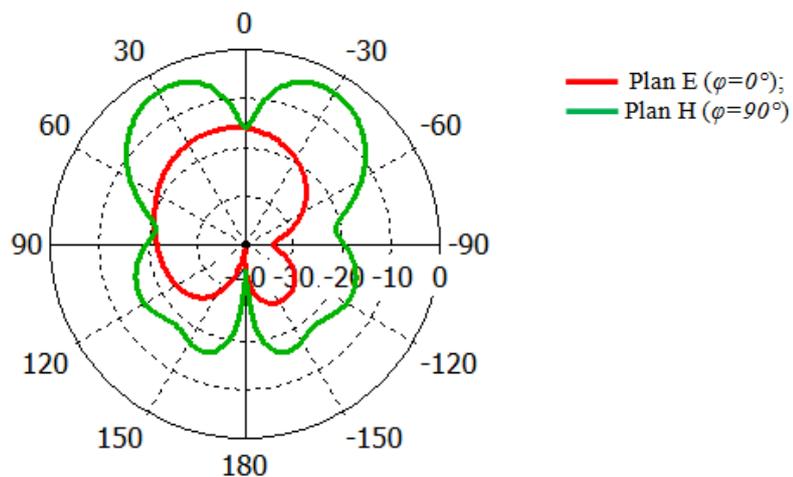


Figure III. 9. Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 5.25$ GHz).

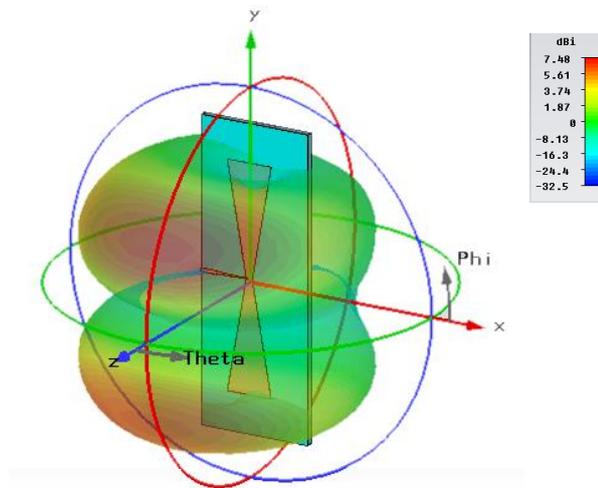


Figure III. 10. Diagramme de rayonnement en 3D ($f = 5.25 \text{ GHz}$).

III. 2. 3. Antenne pour WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz

Lors de cette partie, une antenne pour application WLAN (U-NII mid band) et dans la gamme de fréquence 5.45–5.73 GHz sera optimisée et conçue en employant le modèle équivalent de l'antenne proposée. Le masque de l'antenne nœud-papillon est présenté sur la figure III.11.

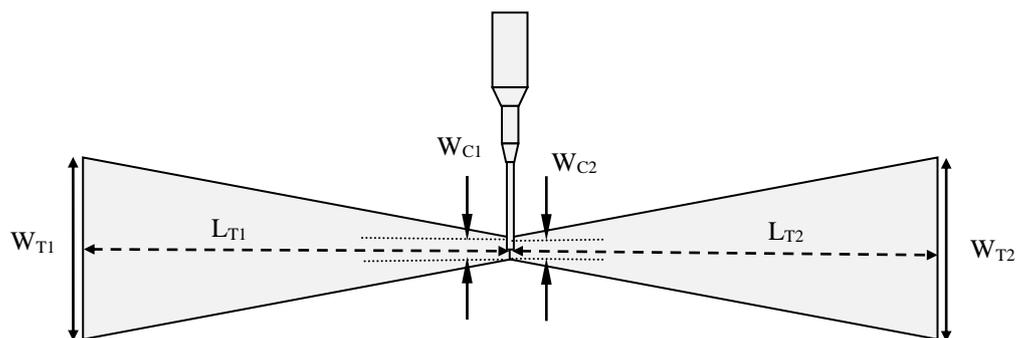


Figure III. 11. Géométrie de l'antenne. $W_{T1} = W_{T2} = 11.2884 \text{ mm}$, $W_{C1} = W_{C2} = 1.439 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2} = 27.9 \text{ mm}$.

La puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne est schématisée sur la figure III.12.

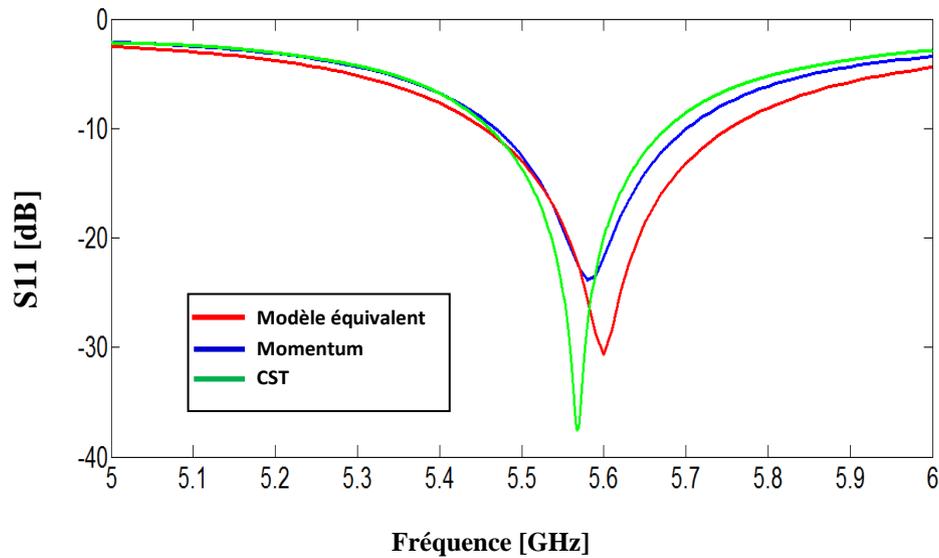


Figure III. 12. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.

On constate que l'antenne mono-bande couvre la bande de fréquence désirée avec une bande allant de [5.45 GHz-5.76 GHz], [5.46 GHz-5.71 GHz] et de [5.45 GHz-5.68 GHz] avec des pics résonants de -30.65 dB, -23.9 dB et de -37.57 dB aux fréquences de résonance 5.6 GHz, 5.58 GHz et 5.57 GHz obtenues respectivement par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la méthode d'intégration finie. La figure ci-dessous illustre le rapport d'onde stationnaire trouvé par les trois méthodes d'analyse.

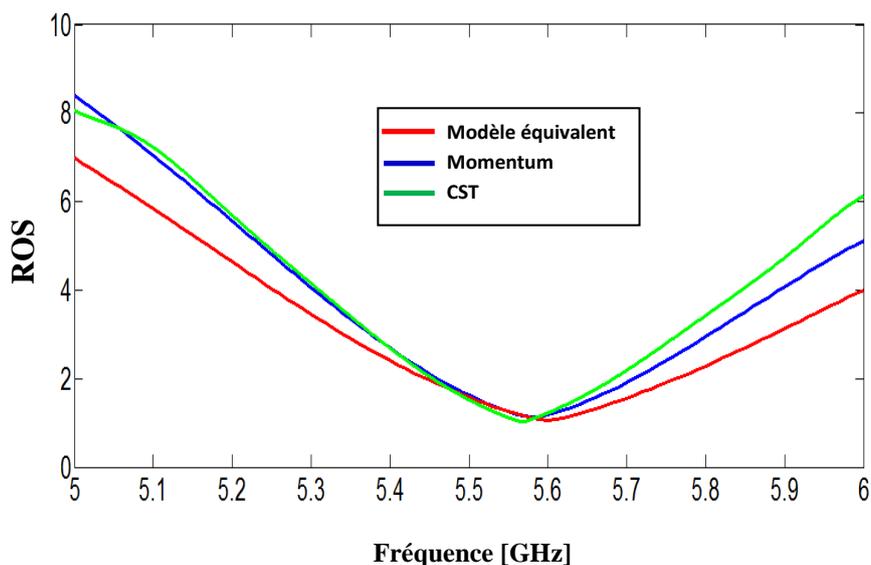


Figure III. 13. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne présentée sur la figure III. 11.

La concordance entre les méthodes est parfaite sur le ROS de l'antenne, on voit clairement sur la figure III.13 qu'elles sont au voisinage de l'unité au niveau de la fréquence de résonance. Les diagrammes de rayonnement en polaire et en 3D sont représentés respectivement dans les figures III.14 et III.15.

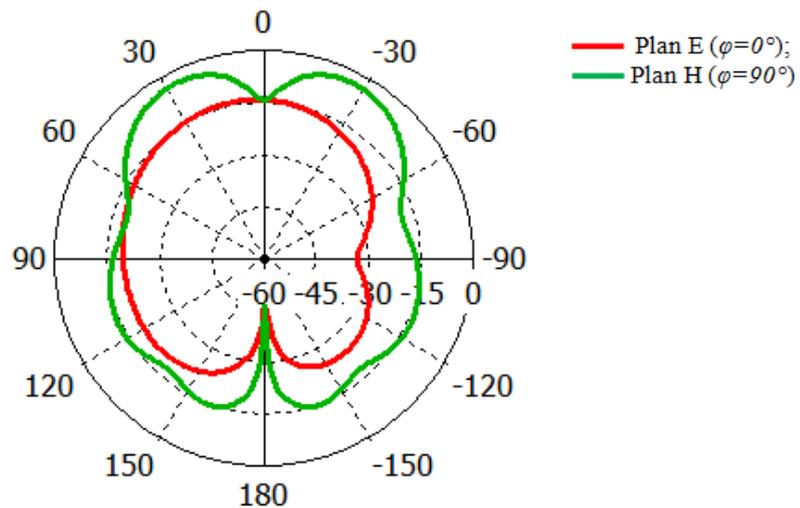


Figure III. 14. Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 5.65 \text{ GHz}$)

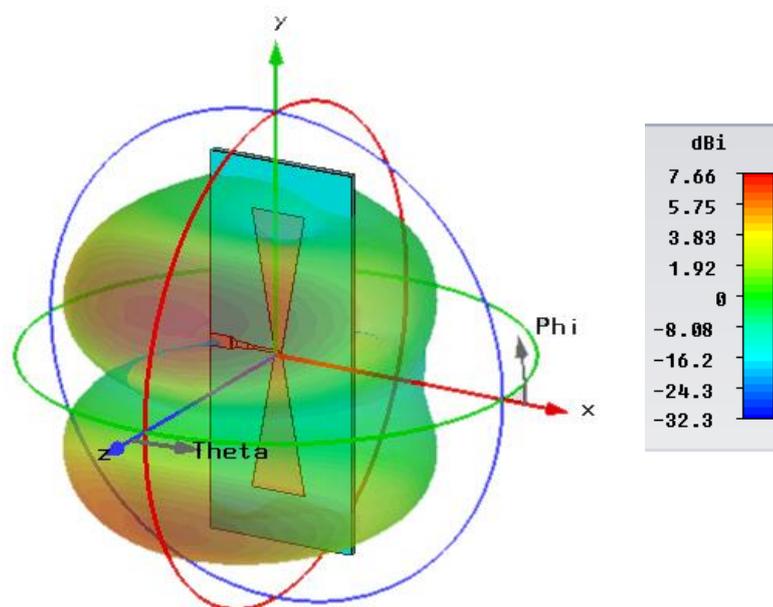


Figure III. 15. Diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne mono-bande. ($f = 5.65 \text{ GHz}$)

III. 2. 4. Antenne pour LTE 2300 : 2.3–2.4 GHz

Nous présentons ici et dans cette section une antenne pour l'application du LTE2300. Le masque de l'antenne mono-bande à deux éléments rayonnants est schématisé par la figure III. 16.

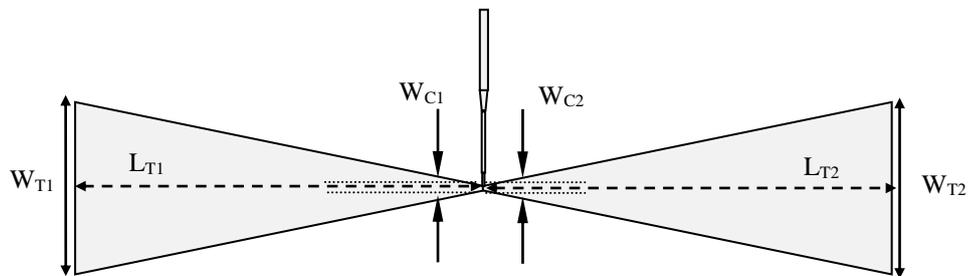


Figure III. 16. Géométrie de l'antenne. $W_{T1} = W_{T2} = 24.932 \text{ mm}$, $W_{C1} = W_{C2} = 0.895 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2} = 68.17 \text{ mm}$.

La simulation du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne est montrée dans la figure III. 17.

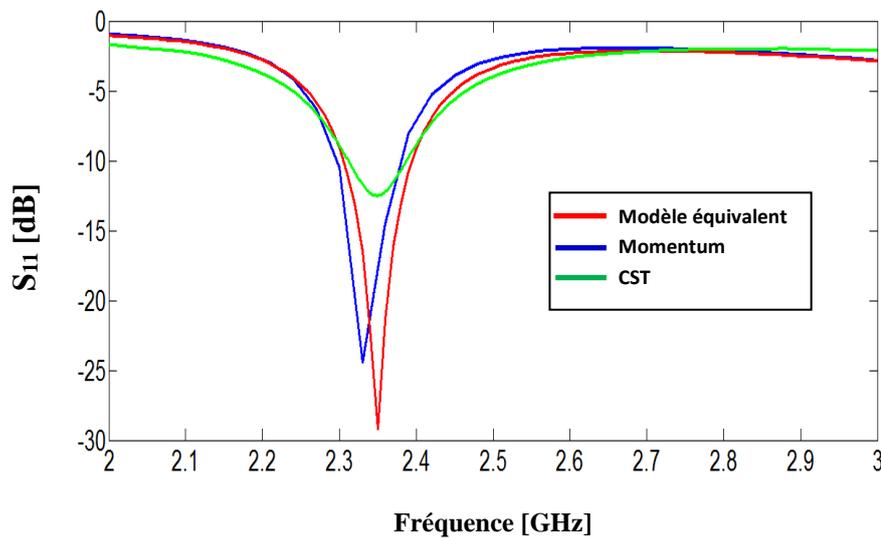


Figure III. 17. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne mono-bande pour LTE2300.

Pour un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à -10 dB , on note les bandes passantes ($\Delta f / f_0 = 4.25 \%$) couvrant la plage de fréquence $[2.3 \text{ GHz}-2.4 \text{ GHz}]$, 3.85% couvrant la

plage de fréquence [2.29 GHz-2.38 GHz] et 3.83 % de couvrant la plage de fréquence [2.3 GHz-2.39 GHz]. Le rapport d'onde stationnaire de l'antenne est montré sur la figure III. 18.

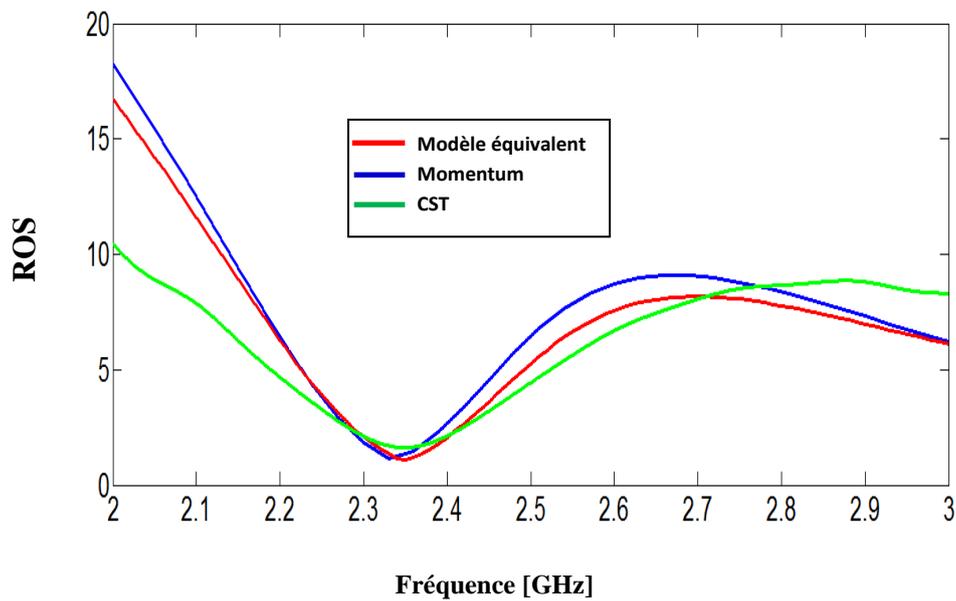


Figure III. 18. Rapport d'onde stationnaire obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.

Nous présentons dans les figures III. 19 et III. 20 les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire dans les différents plans à la fréquence 2.35 GHz.

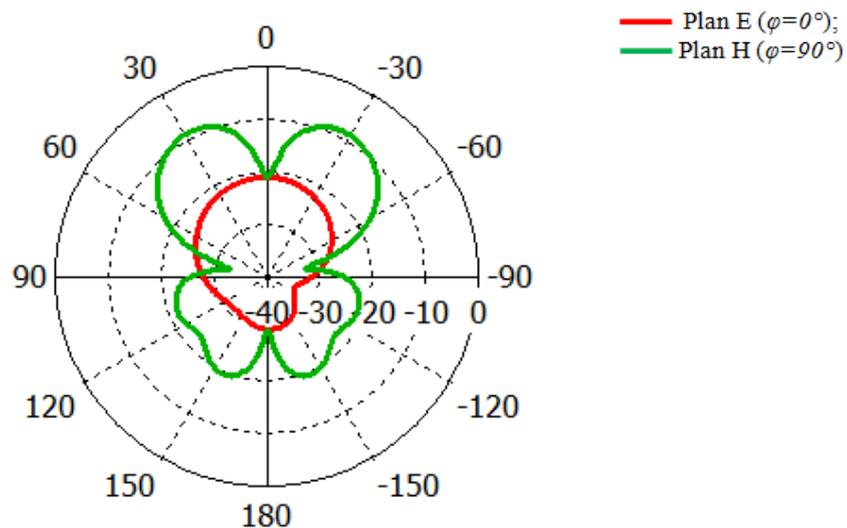


Figure III. 19. Diagramme de rayonnement en polaire ($f = 2.35$ GHz).

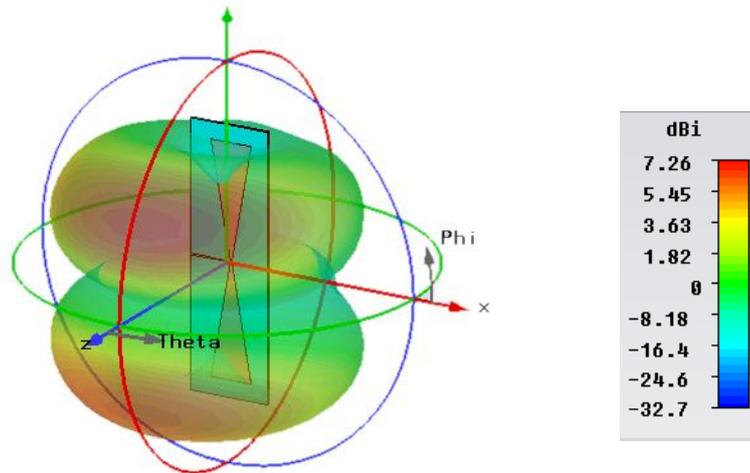


Figure III. 20. Diagramme de rayonnement en 3D ($f = 2.35 \text{ GHz}$).

III. 3. Antennes bi-bandes

III. 3. 1. Antenne pour Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz

Au cours de cette section, des antennes bi-bandes pour les applications : Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz seront développées en utilisant le modèle équivalent. Nous présentons ici la possibilité d'adaptation de notre modèle avec ce genre d'antennes bi-bandes. Nous gardons ici les paramètres physiques que celles des antennes présentées lors des sections précédentes.

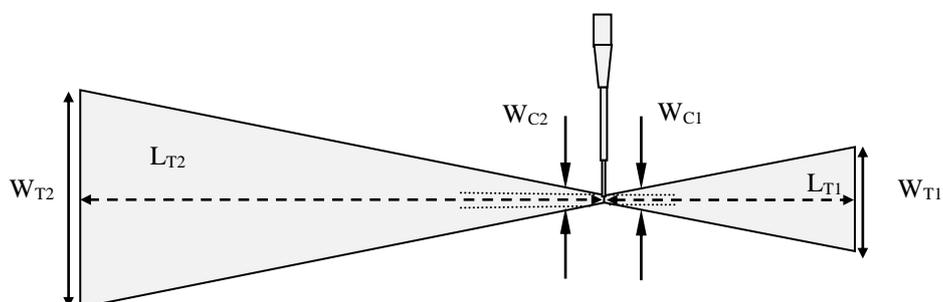


Figure III. 21. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=12.399 \text{ mm}$, $W_{C1}= 0.852 \text{ mm}$, $L_{T1}=32.74 \text{ mm}$, $W_{T2}=24.935 \text{ mm}$, $W_{C2}= 0.852 \text{ mm}$, $L_{T2}=68.28 \text{ mm}$.

La simulation du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne bi-bande est montrée dans la figure III. 22.

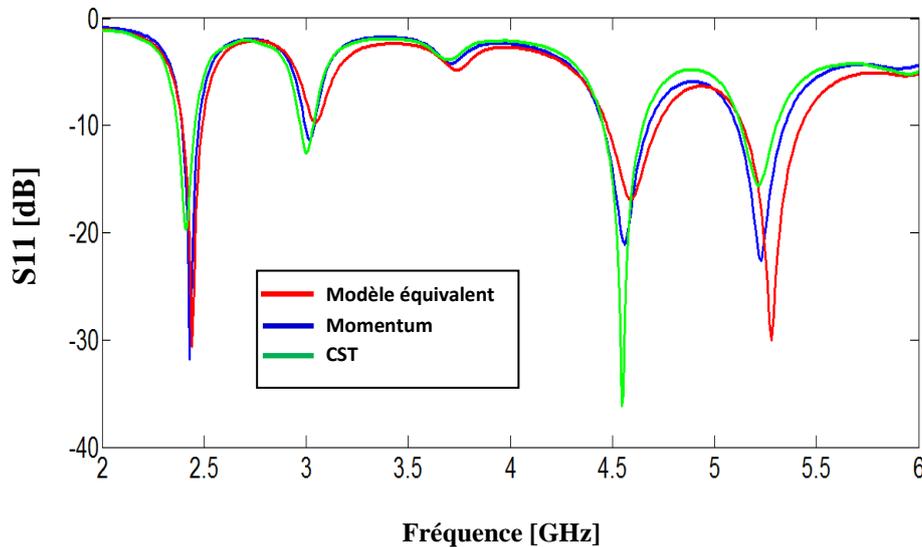


Figure III. 22. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne bi-bande.

Les bandes de fréquence opérationnelles de cette antenne bowtie obtenus par la méthode de la ligne de transmission sont les deux bandes (2.39–2.49 GHz) et (5.13–5.43 GHz), le pic correspond à la fréquence de résonance dans la bande Bluetooth est de l'ordre de -30.66 dB avec une bande passante de 4.1 % ($S_{11} < -9.54$ dB), et celui qui correspond à la fréquence de résonance dans la bande WLAN (U-NII low band) est de l'ordre de -30 dB avec une bande de 5.68 %. les deux bandes obtenus par la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST sont respectivement: pour Bluetooth (2.39–2.48 GHz), (2.36–2.465 GHz) et pour WLAN (5.10–5.36 GHz), (5.11–5.32 GHz). Ceci confirme de bons résultats obtenus en termes d'adaptation par la méthode de la ligne de transmission.

Sur la figure III.23, on schématise le rapport d'onde stationnaire ROS. D'après cette figure, on constate une très bonne concordance entre les trois méthodes, et le rapport d'onde stationnaire est inférieur à 2 au niveau des fréquences de résonance.

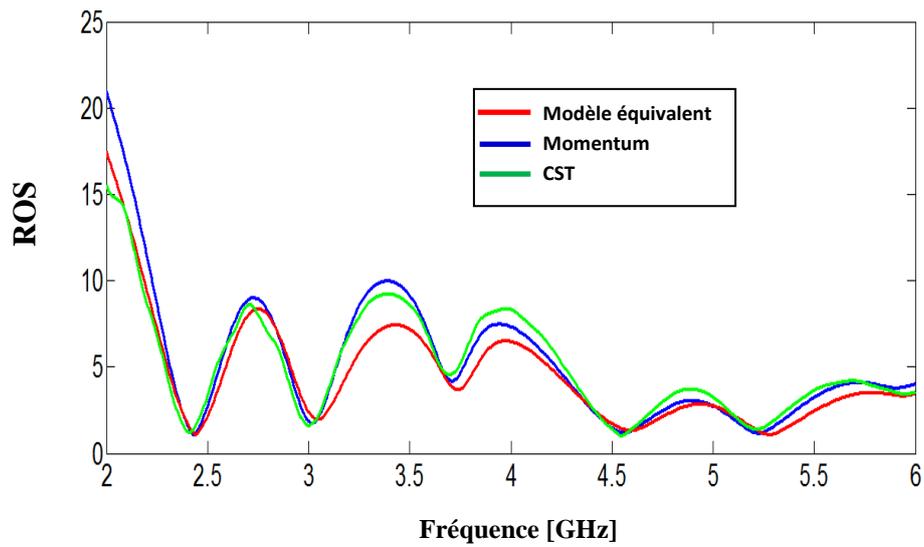


Figure III. 23. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne bowtie bi-bande.

Nous présentons successivement sur les figures III. 24 et III. 25 le diagramme de rayonnement en trois dimensions et en polaire à la fréquence 2.44 GHz et à la fréquence 5.25 GHz.

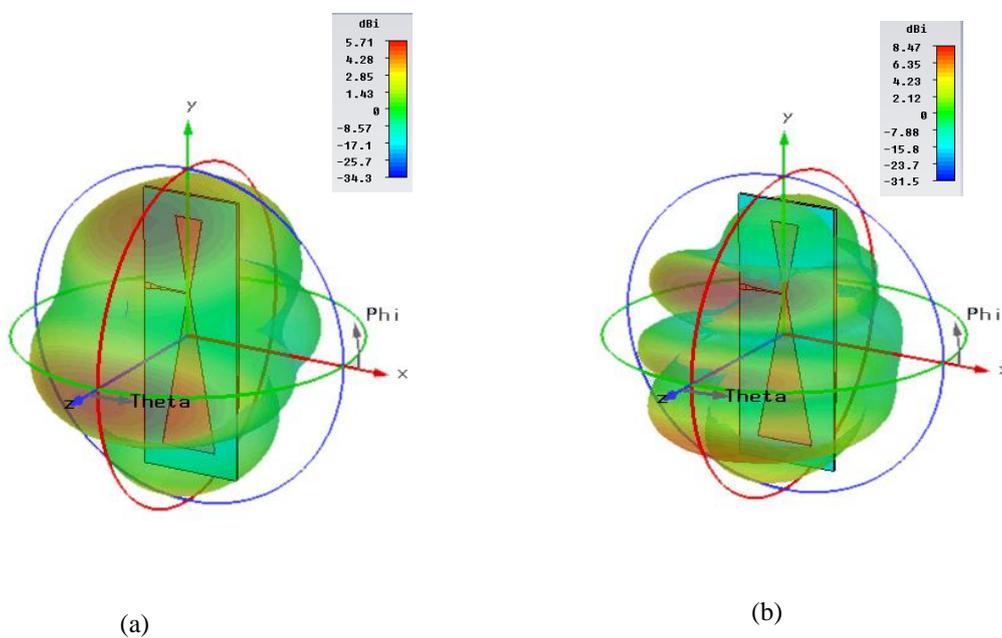


Figure III. 24. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$.

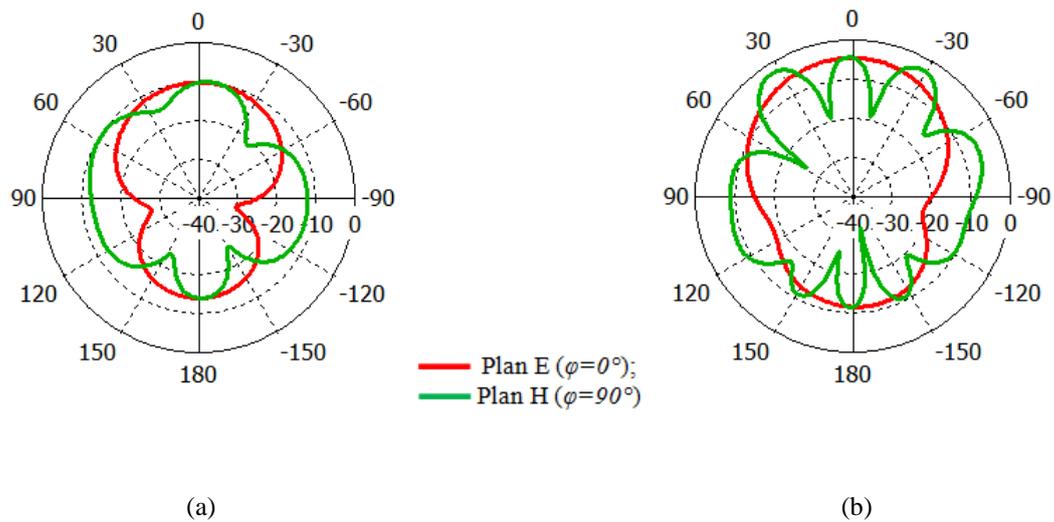


Figure III. 25. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$.

III. 3. 2. Antenne pour Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz

Une autre antenne bi-bande pour Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz sera optimisée et conçue par le biais du modèle équivalent. Le masque de l'antenne proposée est présenté sur la figure ci-dessous.

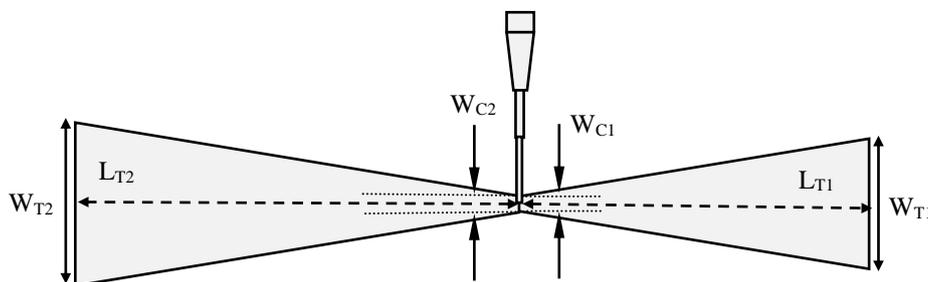


Figure III. 26. Géométrie de l'antenne. $W_{T1} = 12.03 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.43 \text{ mm}$, $L_{T1} = 30.06 \text{ mm}$, $W_{T2} = 14.885 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.434 \text{ mm}$, $L_{T2} = 38.14 \text{ mm}$.

Sur les figures III.27, III.28, III .29, III .30 on présente respectivement la puissance réfléchie, le rapport d'ondes stationnaires, le diagramme de rayonnement en 3D et en polaire.

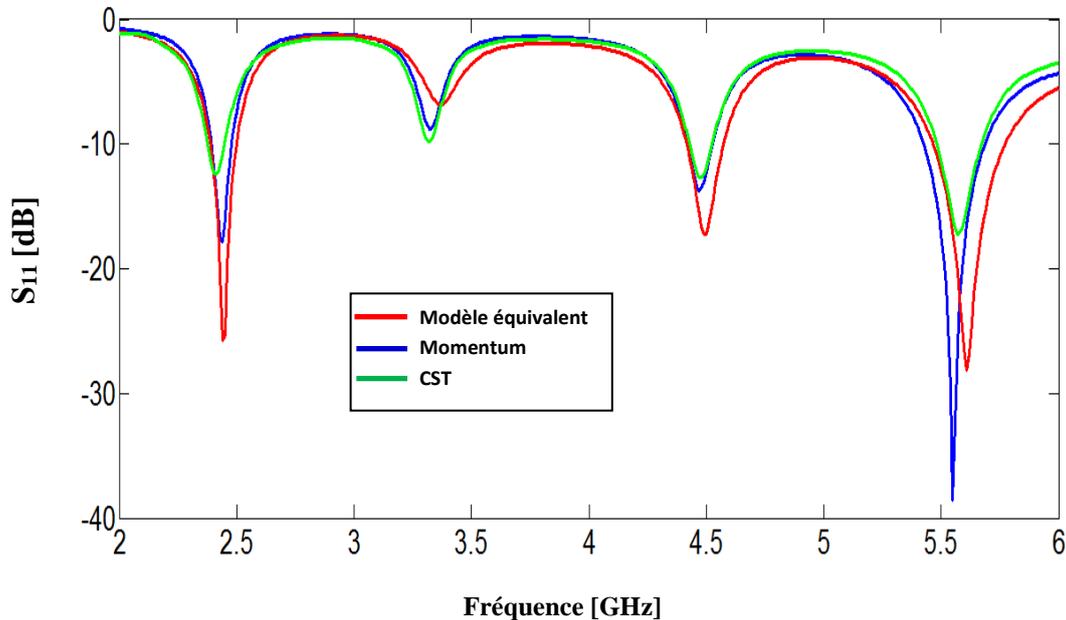


Figure III. 27. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne bi-bande.

Selon la figure III.27 on voit bien que l'antenne bowtie résonne à deux fréquences pour les trois méthodes utilisées. Pour MLT: $f_0 = 2.44$ GHz et $f_0 = 5.61$ GHz, avec les bandes respectivement de 110MHz, [2.39 GHz–2.50 GHz] (soit $\Delta f/f_0 = 4.5\%$) et de 330 MHz, [5.46 GHz–5.79 GHz] (soit $\Delta f/f_0 = 5.88\%$), pour MOM : $f_0 = 2.44$ GHz et $f_0 = 5.55$ GHz, avec les bandes respectivement de 90MHz, [2.39 GHz–2.48 GHz] (soit $\Delta f/f_0 = 3.68\%$) et de 270 MHz, [5.42 GHz–5.69 GHz] (soit $\Delta f/f_0 = 4.86\%$) et pour TIF : $f_0 = 2.41$ GHz et $f_0 = 5.58$ GHz, avec les bandes respectivement de 80 MHz, [2.37 GHz–2.45 GHz] (soit $\Delta f/f_0 = 3.31\%$) et de 210 MHz, [5.47 GHz–5.68 GHz] (soit $\Delta f/f_0 = 3.76\%$).

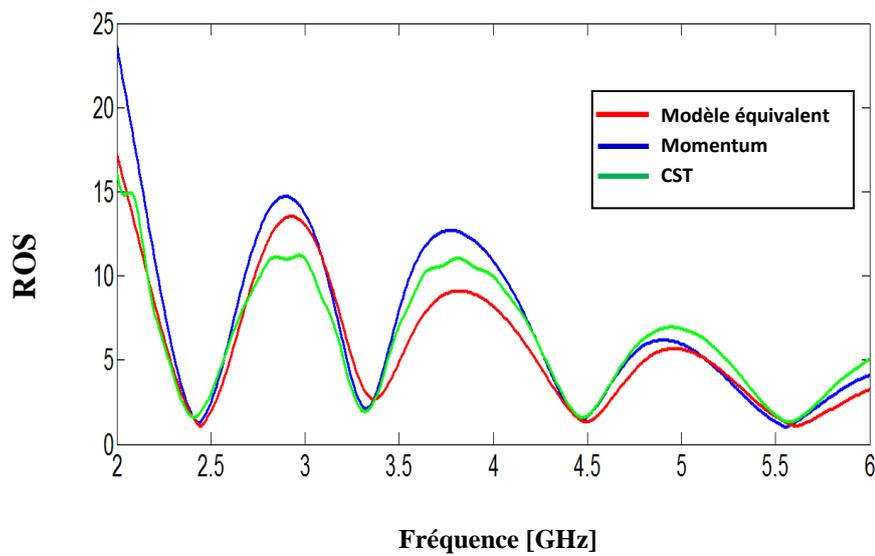


Figure III. 28. Le rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

D'après la figure III.28, on remarque qu'aux deux fréquences de résonance, les courbes s'approchent de l'unité, ce qui implique que le rapport d'onde stationnaire à l'entrée de cette antenne est inférieur à 2 à la résonance, alors en déduit que l'antenne est bien adaptée. Nous présentons dans les figures III. 29 et III. 30 les diagrammes de rayonnement en 3D et polaire dans les différents plans à la fréquence 2.44 GHz et 5.59 GHz.

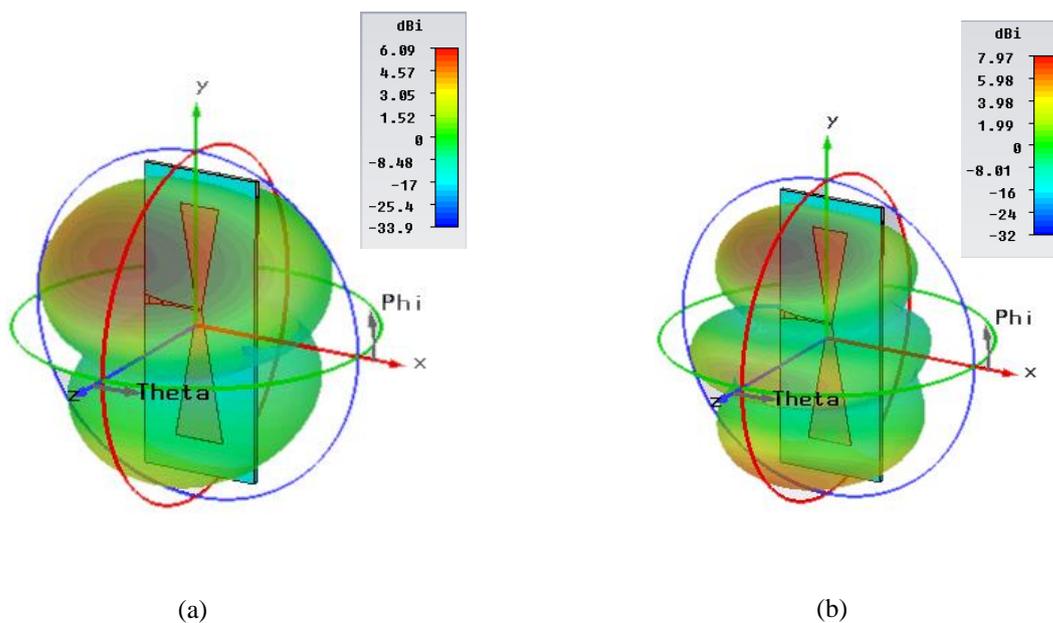


Figure III. 29. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.59 \text{ GHz}$.

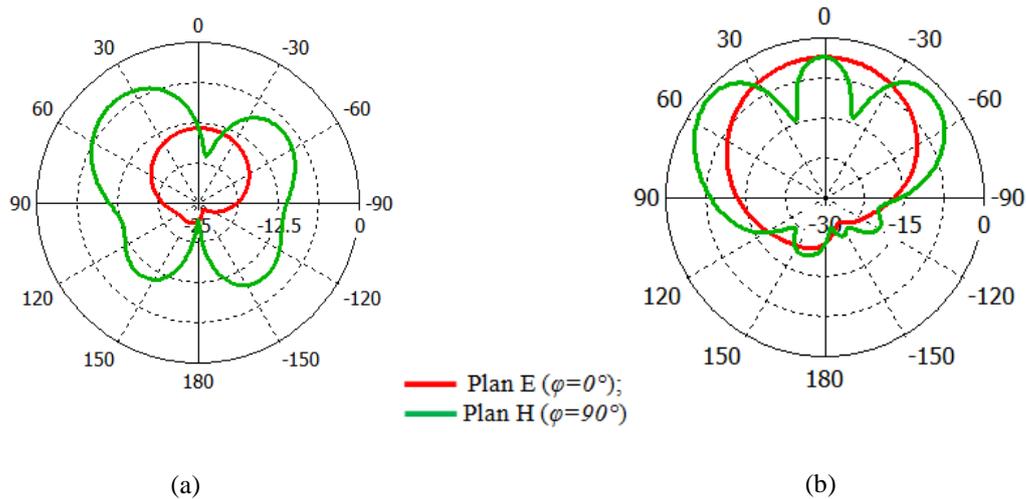


Figure III. 30. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.59 \text{ GHz}$.

III. 3. 3. Antenne pour Bluetooth : 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII High band): 5.725–5.852 GHz

Nous présentons ici une autre antenne capable d'opérer dans les bandes Bluetooth : 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII High band): 5.725–5.852 GHz. Le masque de cette antenne est présenté sur la figure ci-dessous.

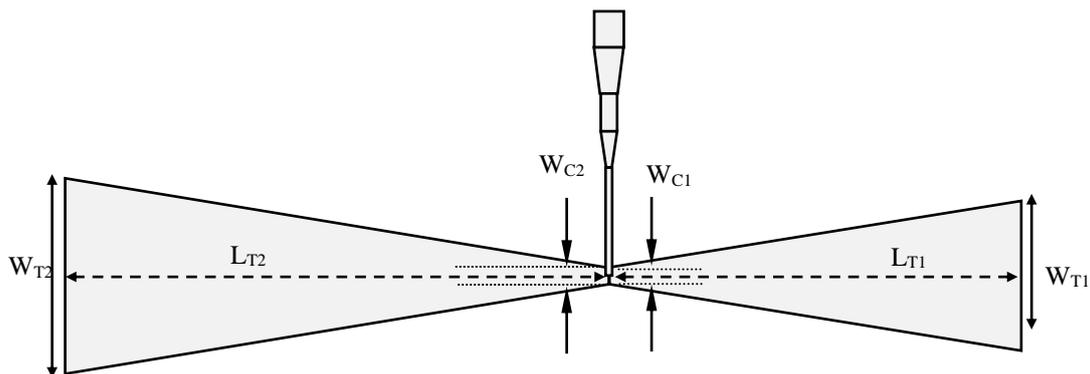


Figure III. 31. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=11.547 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.414 \text{ mm}$, $L_{T1}=28.73 \text{ mm}$, $W_{T2}=14.853 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.414 \text{ mm}$, $L_{T2}=38.11 \text{ mm}$.

Les simulations du coefficient de réflexion et du rapport d'onde stationnaire de l'antenne sont montrées dans la figure III. 32 et III.33.

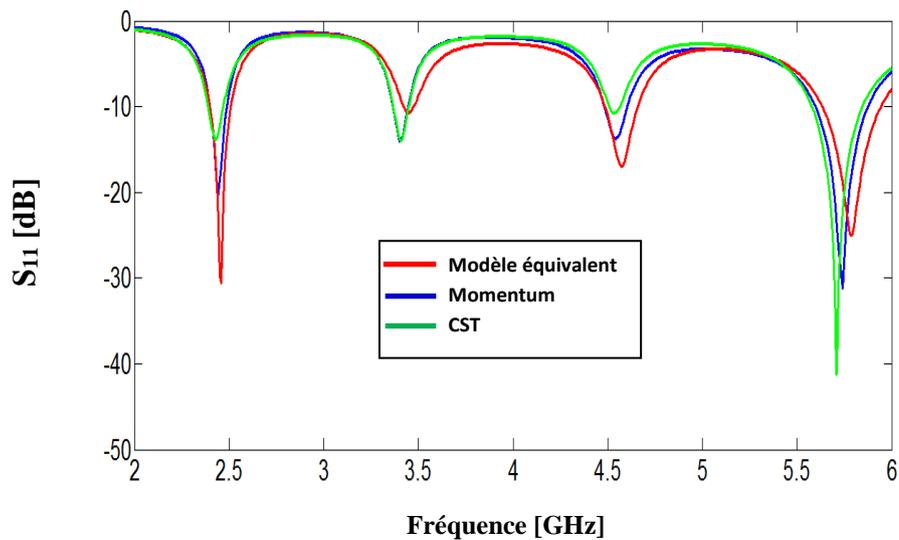


Figure III. 32 Coefficient de réflexion de l'antenne bi-bande.

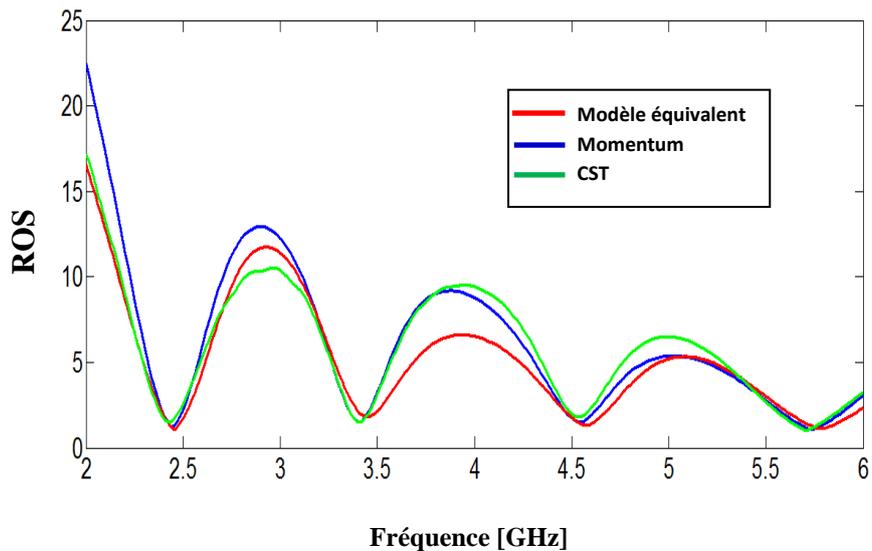


Figure III. 33. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne bi-bande.

D'après les Figure III. 32 et Figure III. 33, on voit bien que cette antenne est bien adaptée pour fonctionner à deux fréquences par les trois méthodes utilisées: par le modèle MLT les fréquences de résonance trouvées sont: 2.46 GHz et 5.79 GHz avec des coefficients de réflexion respectivement de -30.58 dB et -25.04 dB, par la méthode MOM on a trouvé aux fréquences 2.44 GHz et 5.74 GHz des pics respectivement de -20.83 dB et -31.26 dB et par la technique TIF, les deux résonances sont à 2.43 GHz et 5.71 GHz avec des pics respectivement

de -13.78 dB et -41.1dB. Le ROS est entre 1 et 1.5 pour les fréquences de résonance des trois méthodes. Les caractéristiques de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne pour les deux fréquences de résonance sont présentés dans la figure III.34 et III.35. Nous remarquons que le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel.

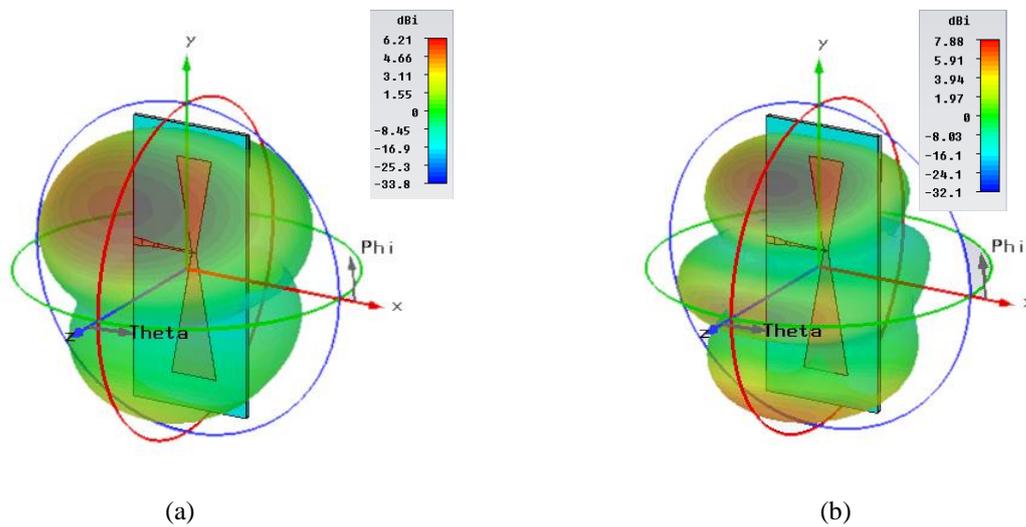


Figure III. 34. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.79 \text{ GHz}$.

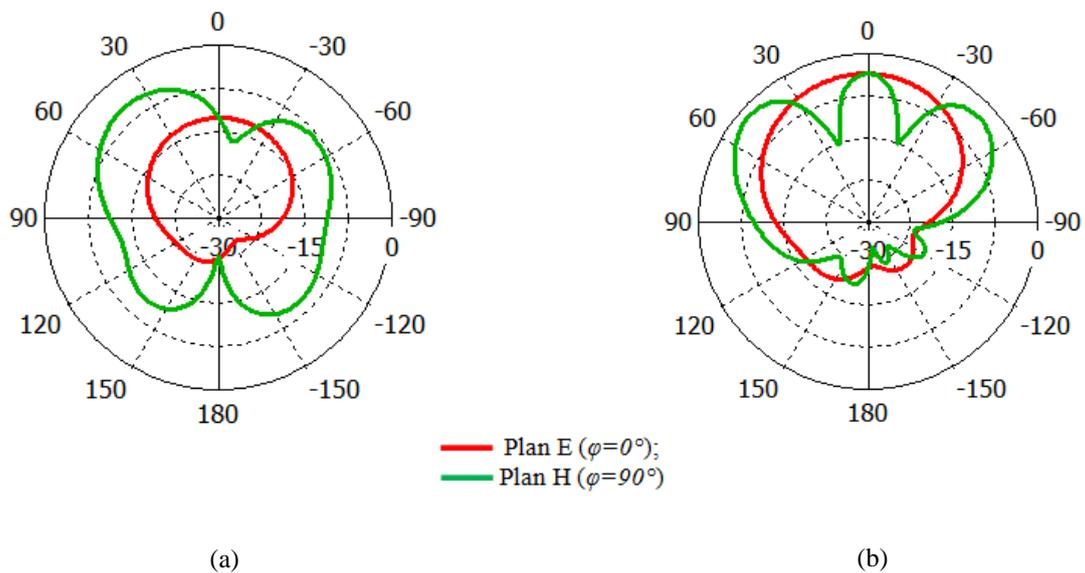


Figure III. 35. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.44 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.79 \text{ GHz}$.

III. 3. 4. Antenne pour WiMAX : 3.4–3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz

Dans cette section une antenne pour les applications WiMAX : 3.4–3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz est conçue. Le masque de l'antenne bi-bande à deux éléments rayonnants est schématisé par la figure III. 36.

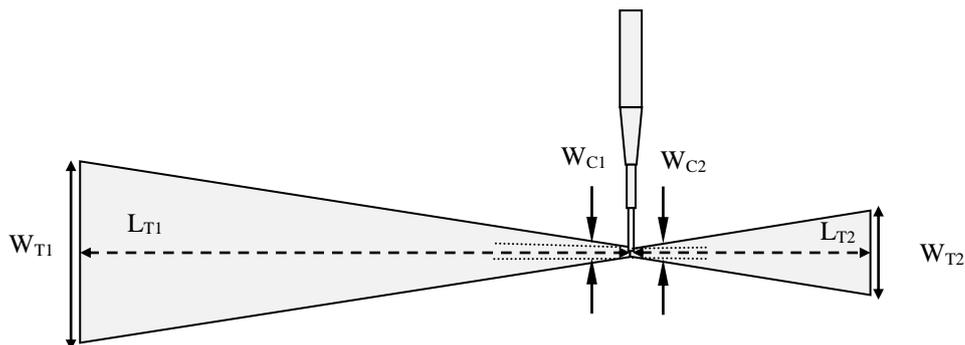


Figure III. 36. Géométrie de l'antenne. $W_{T1} = 23.12 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.303 \text{ mm}$, $L_{T1} = 61.88 \text{ mm}$, $W_{T2} = 10.802 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.303 \text{ mm}$, $L_{T2} = 26.94 \text{ mm}$.

Sur les figure III.37 et III.38 on trace le coefficient de réflexion S_{11} et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne bibande.

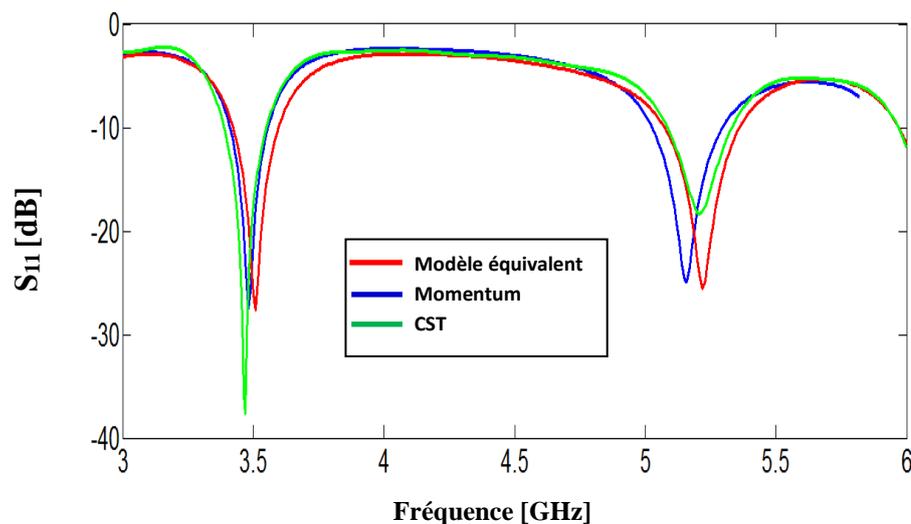


Figure III. 37. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne.

Ce résultat nous montre la présence d'une résonance autour des deux fréquences: 3.5 GHz et 5.25 GHz avec des niveaux du paramètre S11 respectivement de: -27.6 dB et -25.6 dB trouvé par le modèle MLT, -27.56 dB et -24.86 dB trouvé par la méthode MOM et -37.67 dB et -18.33 dB trouvé par la méthode TIF de CST.

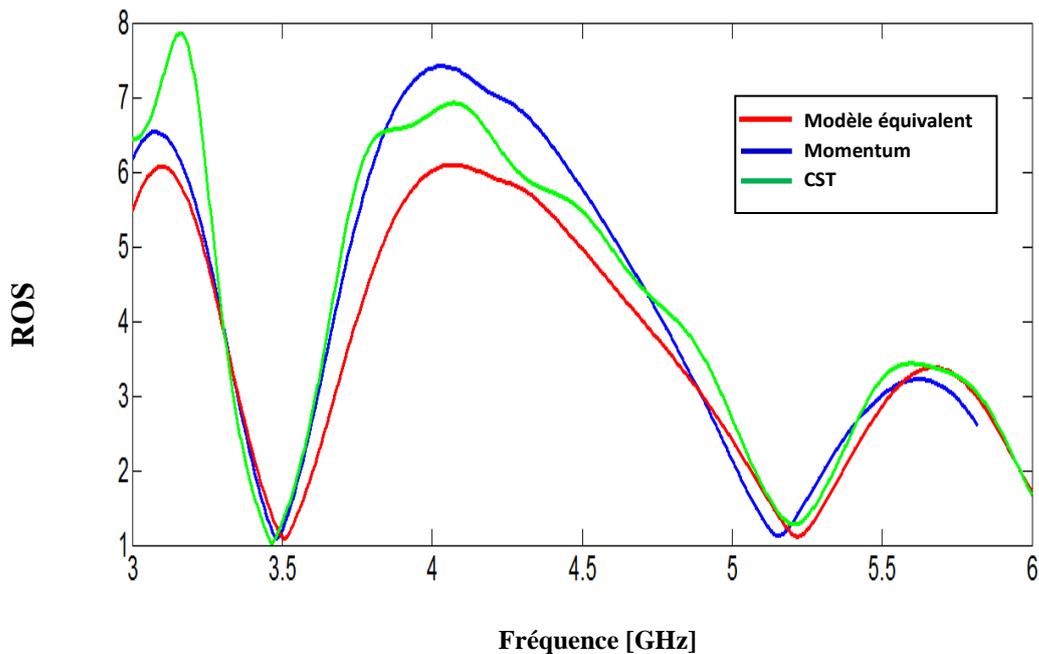


Figure III. 38. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne bi-bande.

Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire sont illustrés respectivement dans les figures III.39 et III.40. On observe que pour la fréquence de résonance inférieure, le rayonnement est omnidirectionnelle ; alors que pour la fréquence supérieure le diagramme de rayonnement présente des maximums dans des directions différentes.

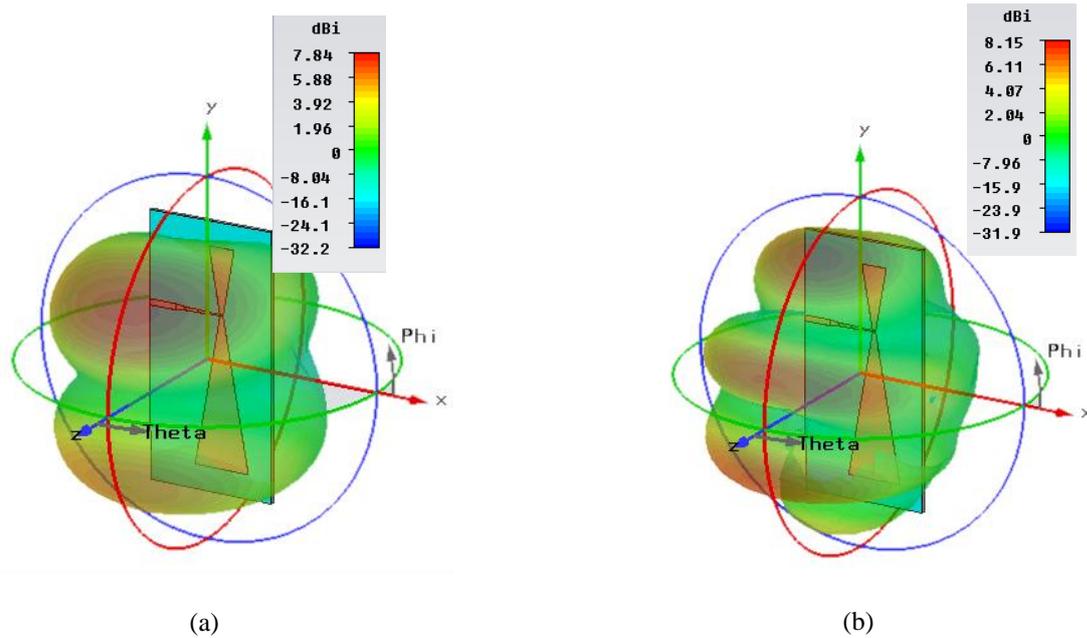


Figure III. 39. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 3.5 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$.

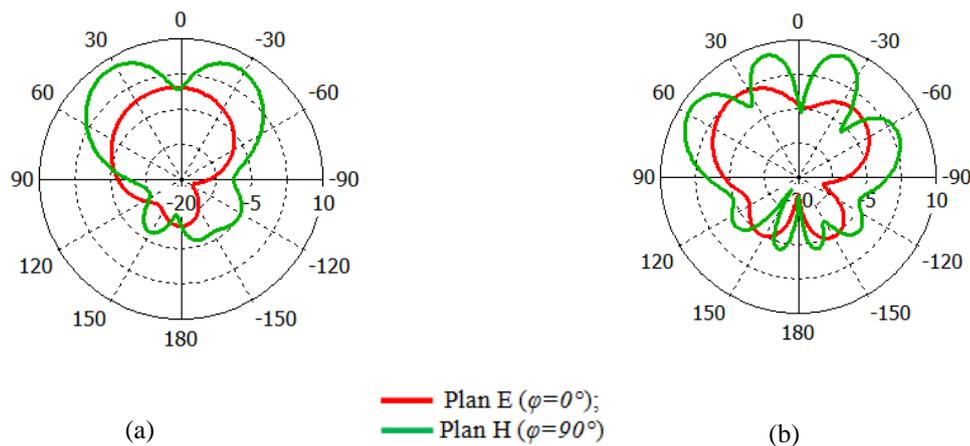


Figure III. 40. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 3.5 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$.

III. 3. 5. Antenne pour LTE 2300 : 2.3–2.4 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz

Maintenant nous exposons une antenne pour les applications LTE2300 : 2.3–2.4 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz à base d'élément rayonnant nœud-papillon. Il est important de signaler que cette antenne a été optimisée en employant le modèle équivalent. La géométrie de l'antenne est présentée sur la figure ci-dessous.

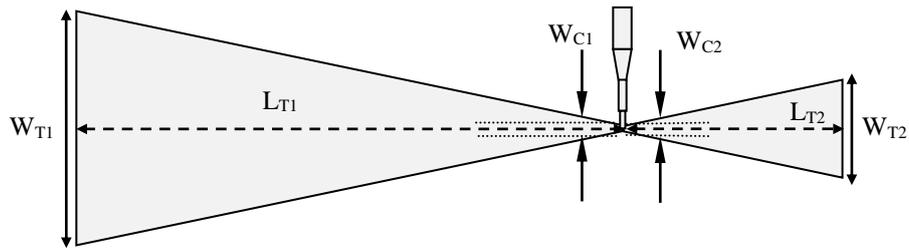


Figure III. 41. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 27.118 \text{ mm}$, $W_{C1}= 0.881 \text{ mm}$, $L_{T1}=74.39\text{mm}$, $W_{T2}=11.427 \text{ mm}$, $W_{C2}=0.881 \text{ mm}$, $L_{T2}=29.89 \text{ mm}$.

Les résultats du coefficient de réflexion en amplitude à l'entrée de l'antenne ainsi que le rapport d'onde stationnaire sont schématisés par la figure III. 42 et III.43.

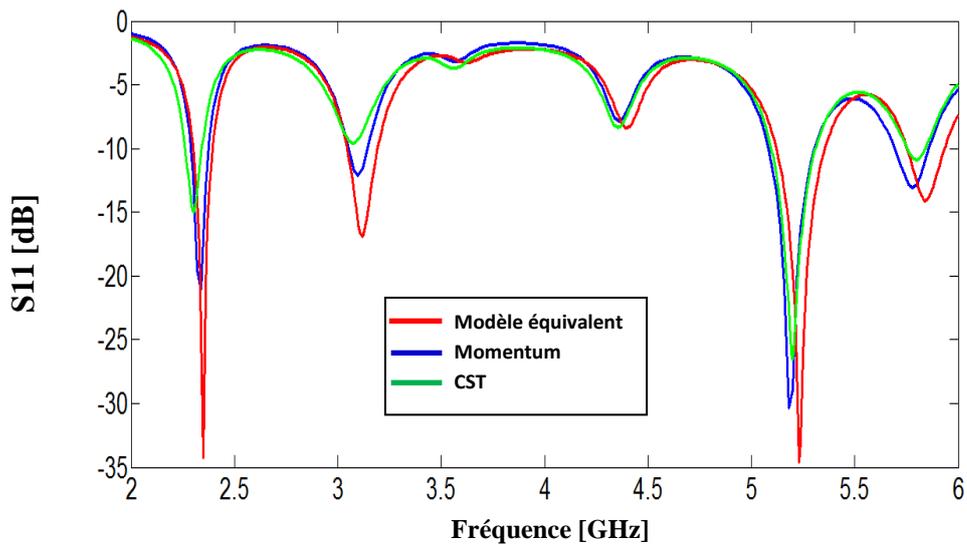


Figure III. 42. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.

On comparant les trois courbes montrées par la figure III.42, deux pics sont apparus. Le premier dans la bande passante 2.3–2.4 GHz à la fréquence 2.35 GHz et le second dans la bande passante 5.15–5.35 GHz à la fréquence 5.25 GHz. Ces deux fréquences correspondent respectivement aux deux normes LTE23 et WLAN (U-NII low band). Selon la figure III.43 on remarque bien que le ROS est au voisinage de l'unité au niveau des fréquences de résonance.

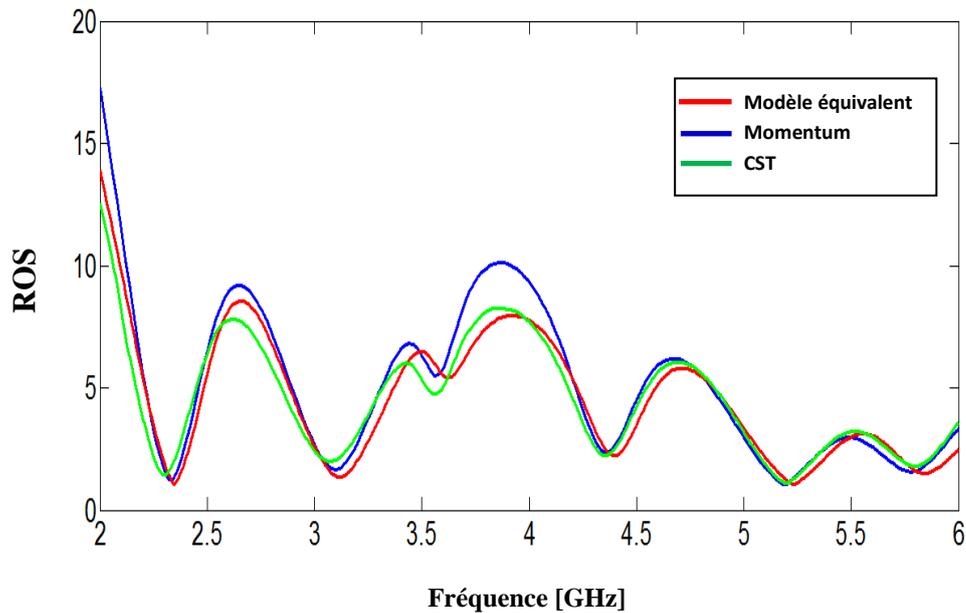


Figure III. 43. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.

Nous présentons dans les figures III. 44 et III. 45 les diagrammes de rayonnements dans les différents plans à la fréquence 2.35 GHz et 5.25 GHz.

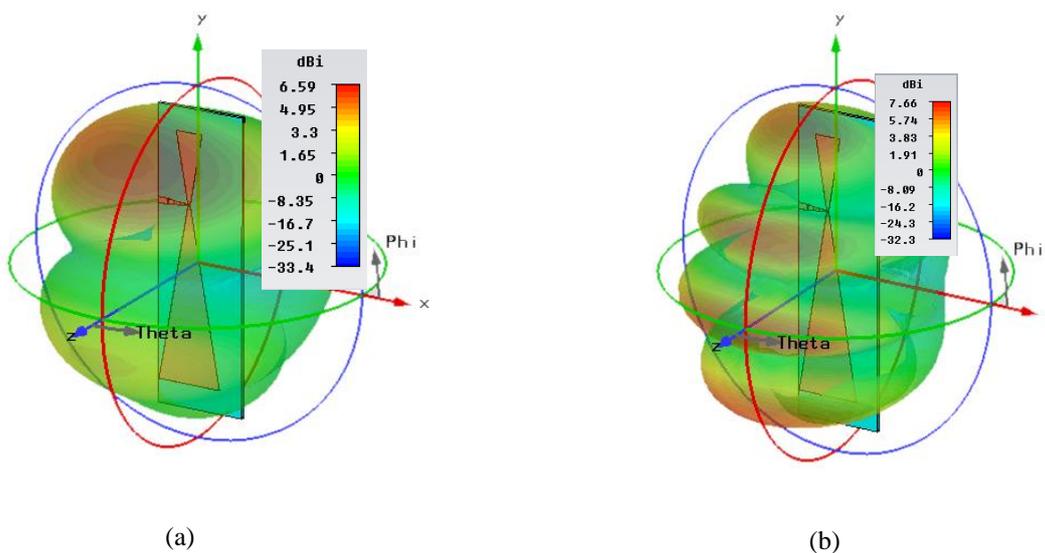


Figure III. 44. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.35$ GHz, (b) $f = 5.25$ GHz

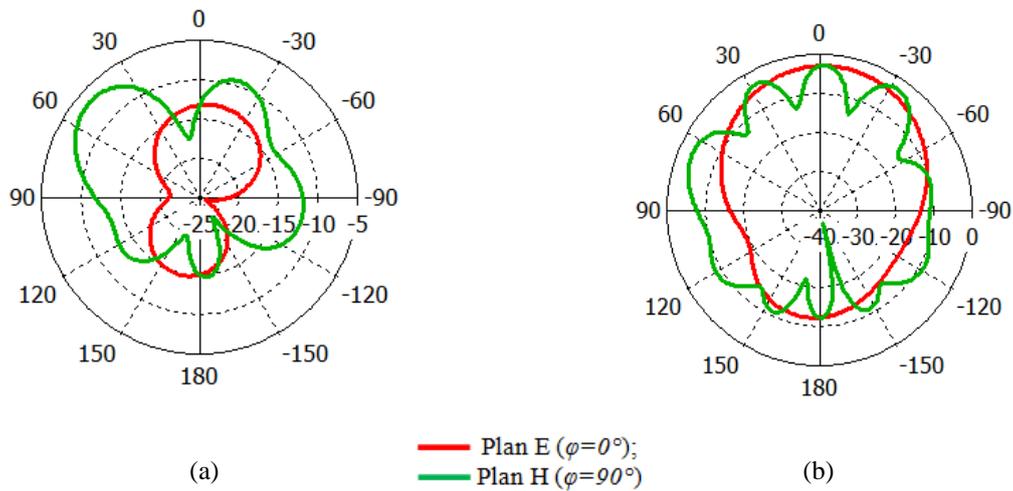


Figure III. 45. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.35 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.25 \text{ GHz}$.

III. 3. 6. Antenne pour LTE2300 : 2.3–2.4 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz

Cette antenne est conçue pour résonner à deux fréquences différentes à savoir $f_1=2.35 \text{ GHz}$ et $f_2=5.78 \text{ GHz}$. Son masque est exposé sur la figure ci-dessous.

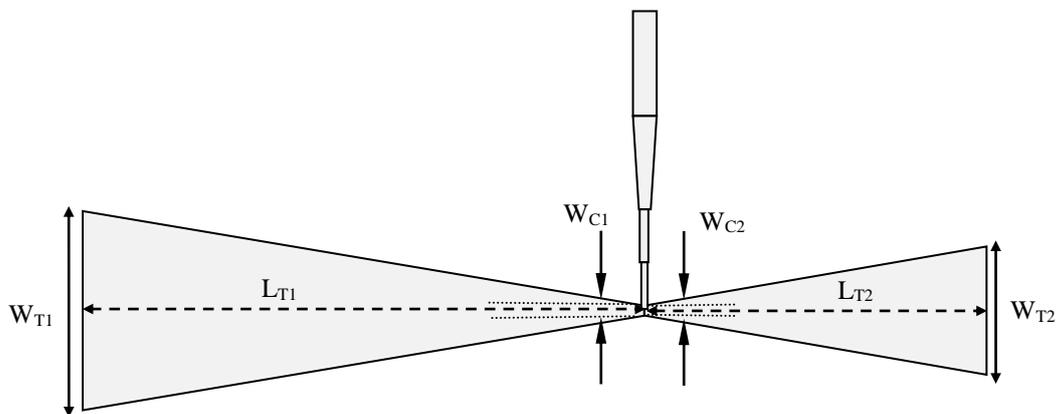


Figure III. 46. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=15.739 \text{ mm}$, $W_{C1}= 1.072 \text{ mm}$, $L_{T1}=41.57\text{mm}$, $W_{T2}= 9.985 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.072 \text{ mm}$, $L_{T2}=25.26 \text{ mm}$.

Le résultat simulé du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne bi-bande est donné par la figure III.47.

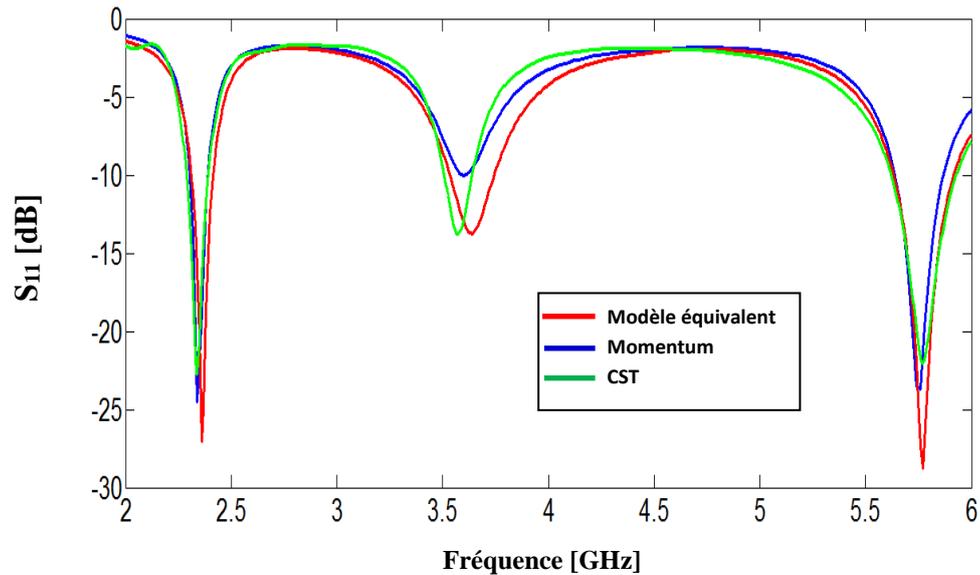


Figure III. 47. Puissance réfléchiée à l'entrée de l'antenne.

D'après la Figure III.47, nous observons une adaptation égale -27dB et -28.4 dB sur deux portions dans les deux bandes désirées allant respectivement de 2.3 à 2.42 GHz et 5.64–5.92 GHz abstenue par la méthode de la ligne de transmission. En comparant cette dernière avec la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST on trouve qu'ils sont en très bon accord. La figure si dessous montre le rapport d'onde stationnaire de l'antenne bi-bande.

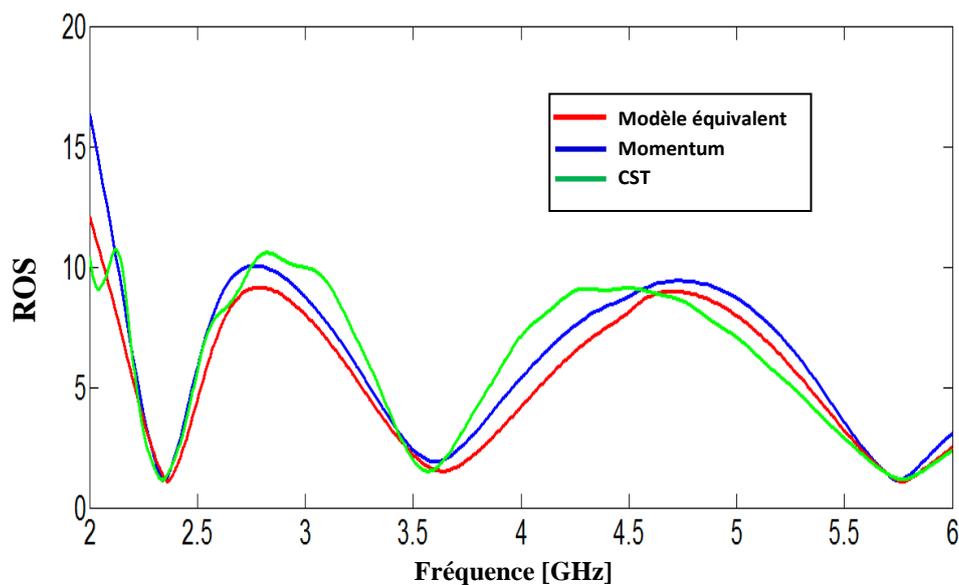


Figure III. 48. Puissance réfléchiée à l'entrée de l'antenne.

Les figures III. 49 et III. 50 montrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire dans les plans E ($\varphi=0$) et le H ($\varphi=90$).

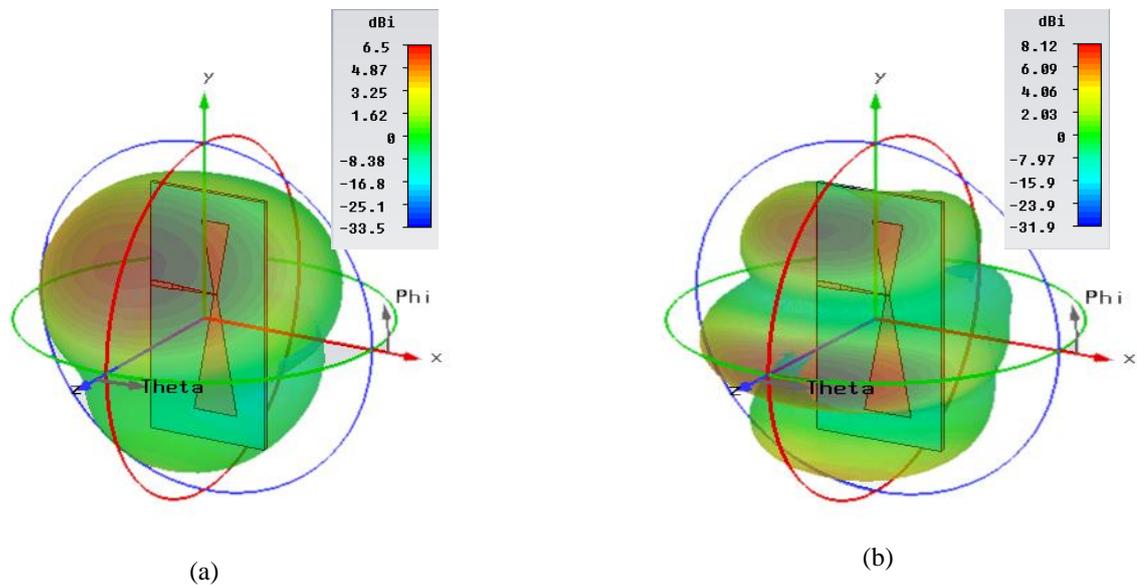


Figure III. 49. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.35 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.78 \text{ GHz}$.

D'après la figure si dessus on remarque que l'antenne est directive puisque la directivité est supérieure à 5 dans les deux fréquences de résonance.

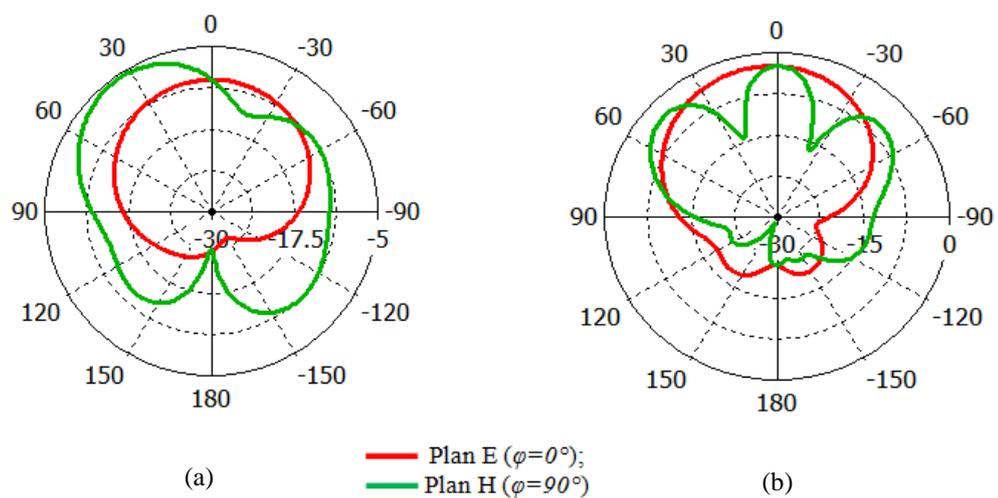


Figure III. 50. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.35 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.78 \text{ GHz}$.

III. 3. 7. Antenne pour LTE2500 : 2.5–2.69 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz

Cette antenne est conçue pour résonner à deux fréquences différentes à savoir $f_1=2.59$ GHz et $f_2=5.78$ GHz. Le masque est exposé sur la figure ci-dessous.

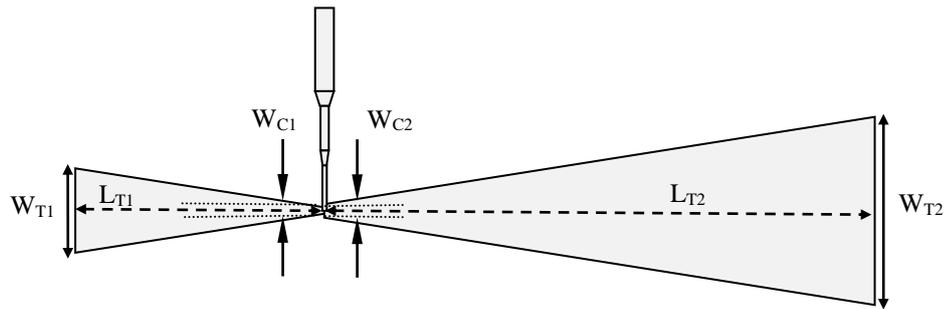


Figure III. 51. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 11.16$ mm, $W_{C1}= 0.993$ mm, $L_{T1}=28.84$ mm, $W_{T2}= 24.547$ mm, $W_{C2}= 1.881$ mm, $L_{T2}=64.26$ mm.

La simulation du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne est montrée dans la figure III. 52.

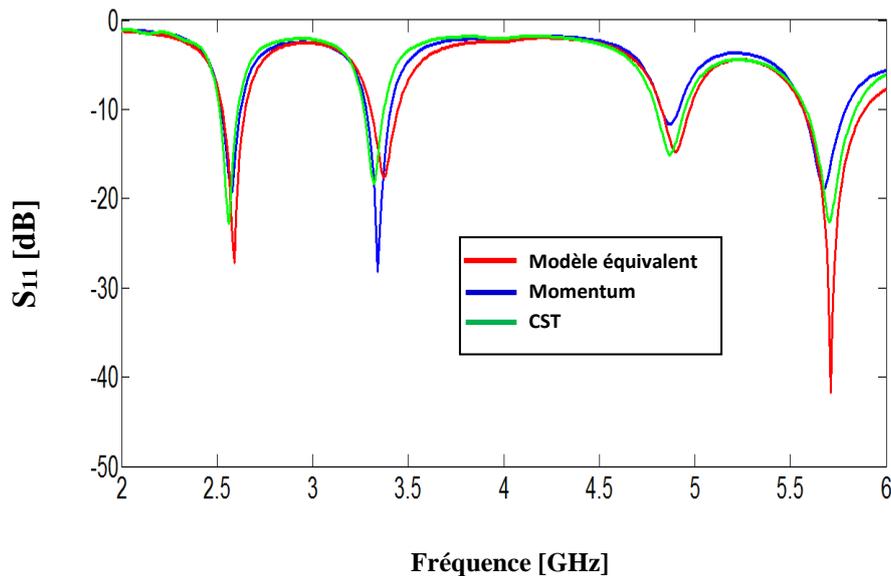


Figure III. 52. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne obtenu par la méthode de la ligne de transmission, la méthode des moments et la technique d'intégration finie.

Selon la figure III.52, nous pouvons remarquer qu'il existe deux pics de -27.19 dB et de -41.69 dB aux niveaux des deux fréquences de résonance respectivement $f_1=2.59$ GHz et $f_2=5.71$ GHz. La figure III.53 présente le rapport d'onde stationnaire ROS de l'antenne bi-bande.

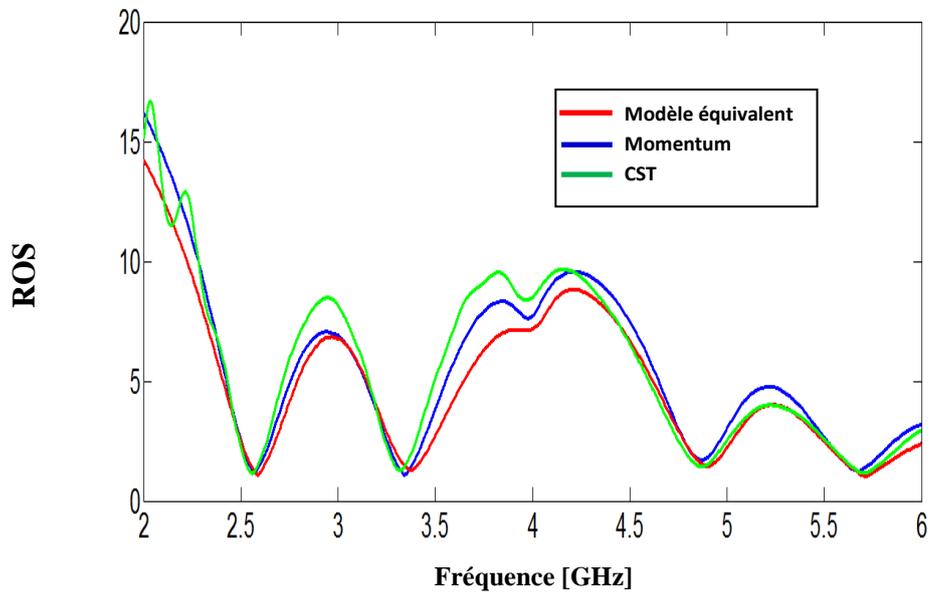


Figure III. 53. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Sur les figures III. 54 et III. 55, les diagrammes de rayonnements en 3D et en polaire pour les fréquences 2.59 GHz et 5.78 GHz sont présentés.

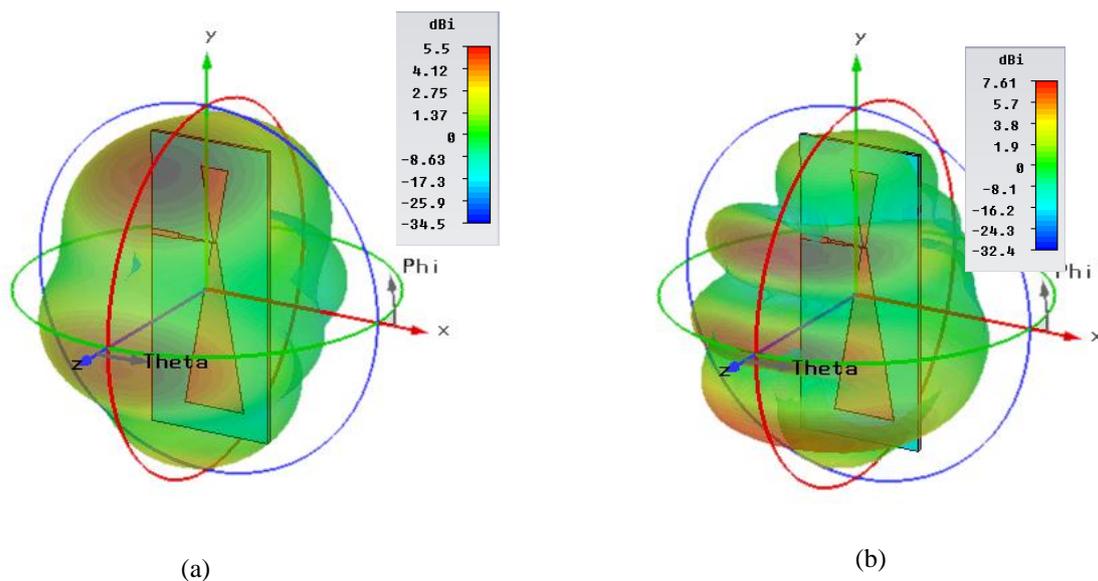


Figure III. 54. Diagramme de rayonnement en 3D, (a) $f = 2.59$ GHz, (b) $f = 5.78$ GHz.

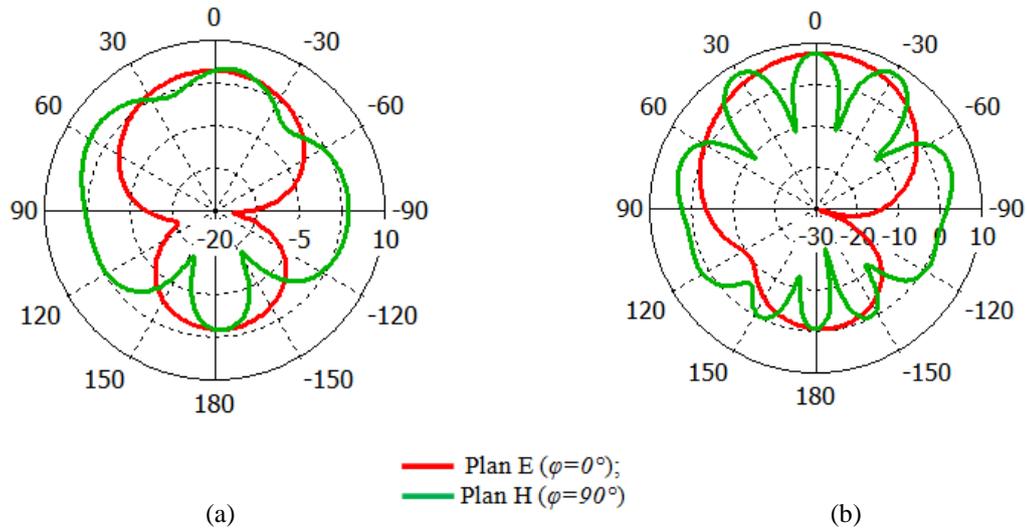


Figure III. 55. Diagramme de rayonnement en polaire, (a) $f = 2.59 \text{ GHz}$, (b) $f = 5.78 \text{ GHz}$.

III. 4. Antennes tri-bandes

Pour couvrir une troisième bande de fréquence il nous a fallu proposer l'ajout d'un autre taper à l'antenne précédente. Les éléments rayonnants sont imprimés sur la couche supérieure du substrat FR4 époxy d'épaisseur $h = 1.6 \text{ mm}$ et de permittivité relative $\epsilon_r = 4.47$. Dans la partie qui suit, nous allons présenter les antennes tri-bandes conçues pour les applications sans fil.

III. 4. 1. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz

Dans cette partie, nous allons concevoir plusieurs antennes tri-bandes opérants à trois fréquences de résonance. Les antennes tri-bandes proposées sont constituées de trois éléments rayonnants identiques imprimés sur la couche supérieure du substrat FR4 époxy d'épaisseur $h = 1.6 \text{ mm}$ et de permittivité relative $\epsilon_r = 4.47$. L'antenne proposé est estimée pour opérer pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz.

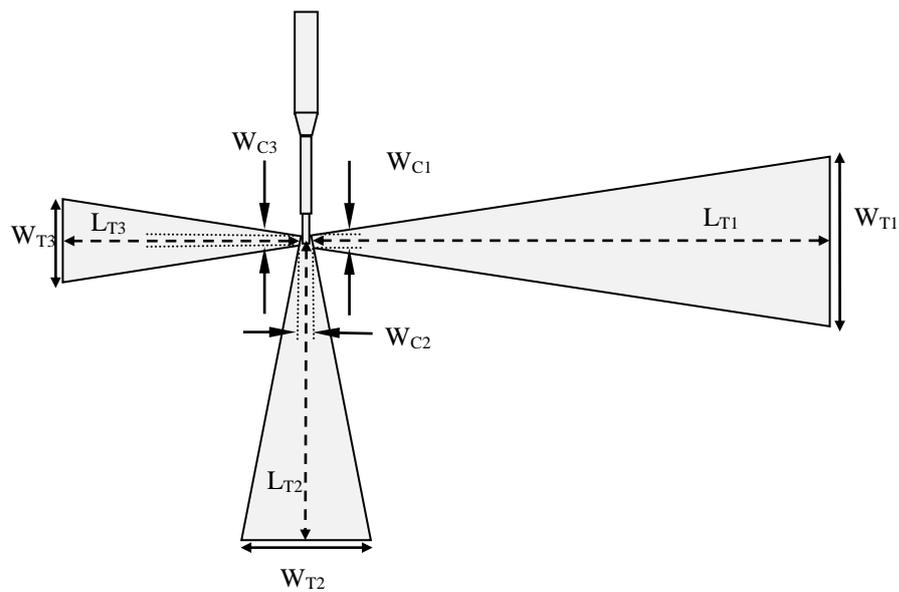


Figure III. 56. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=23.250 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.433 \text{ mm}$, $L_{T1}=61.88 \text{ mm}$, $W_{T2}=15.863 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.624 \text{ mm}$, $L_{T2}=40.38 \text{ mm}$, $W_{T3}=11.423 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.376 \text{ mm}$, $L_{T3}=28.50 \text{ mm}$.

Sur la figure III.57, on présente le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

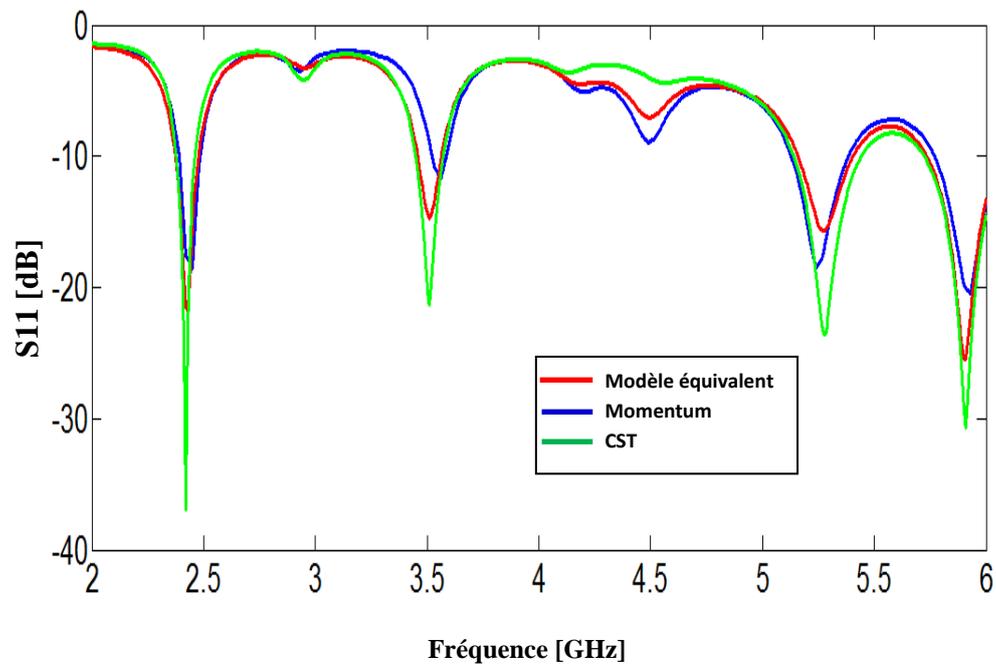


Figure III. 57. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne.

La figure III.57 indique que l'antenne bowtie résonne à trois fréquences dans les bandes de fréquence désirées allant de [2.37 GHz- 2.48 GHz], [3.45 GHz- 3.57 GHz] et [5.15 GHz- 5.42 GHz] avec des pics de résonance respectivement égaux à: -21.7 dB, -14.7 dB et -15.69 dB obtenus par la méthode MLT, à: -18.55 dB, -11.78 dB et -18.5 dB obtenus par la méthode MOM et à: -36.88 dB, -20.64 dB et -23.6 dB obtenus par la technique TIF du CST. En comparant les trois méthodes utilisées on trouve un petit décalage au niveau de la seconde bande par rapport à la méthode MOM, on peut déduire que les trois courbes sont en très bonne concordance. La figure III.58 illustre le rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par les trois méthodes d'analyse. On constate qu'aux niveaux des fréquences de résonance le ROS est inférieur à 2.

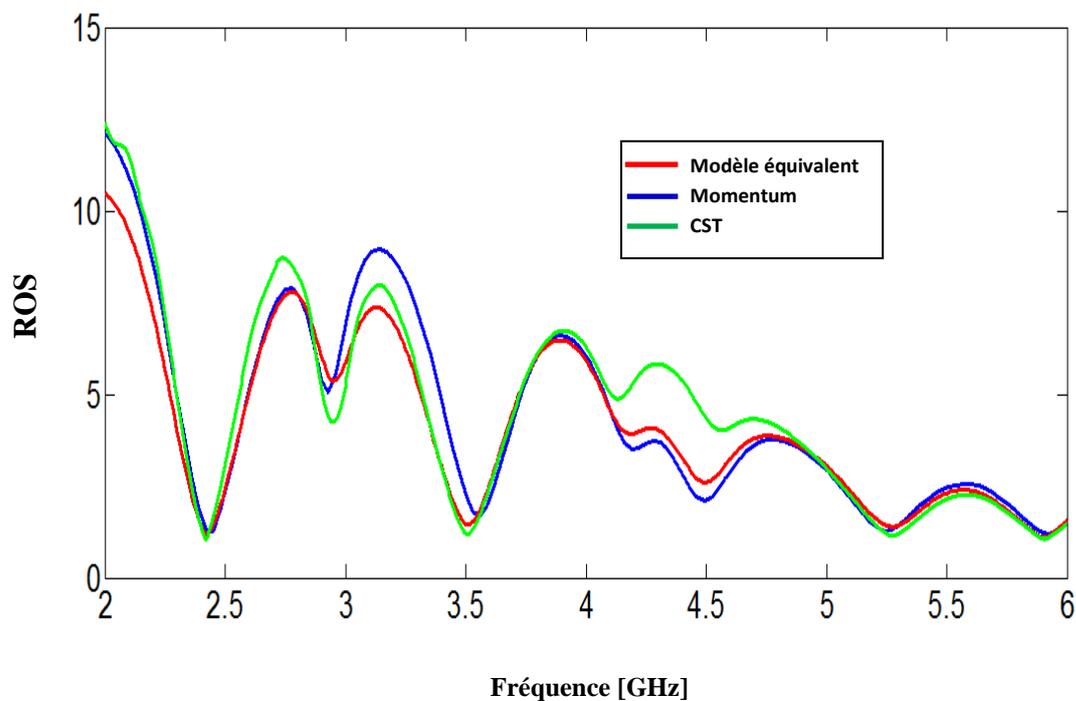


Figure III. 58. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les figures III. 59 et III. 60 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.44 GHz, 3.49 GHz et 5.25 GHz.

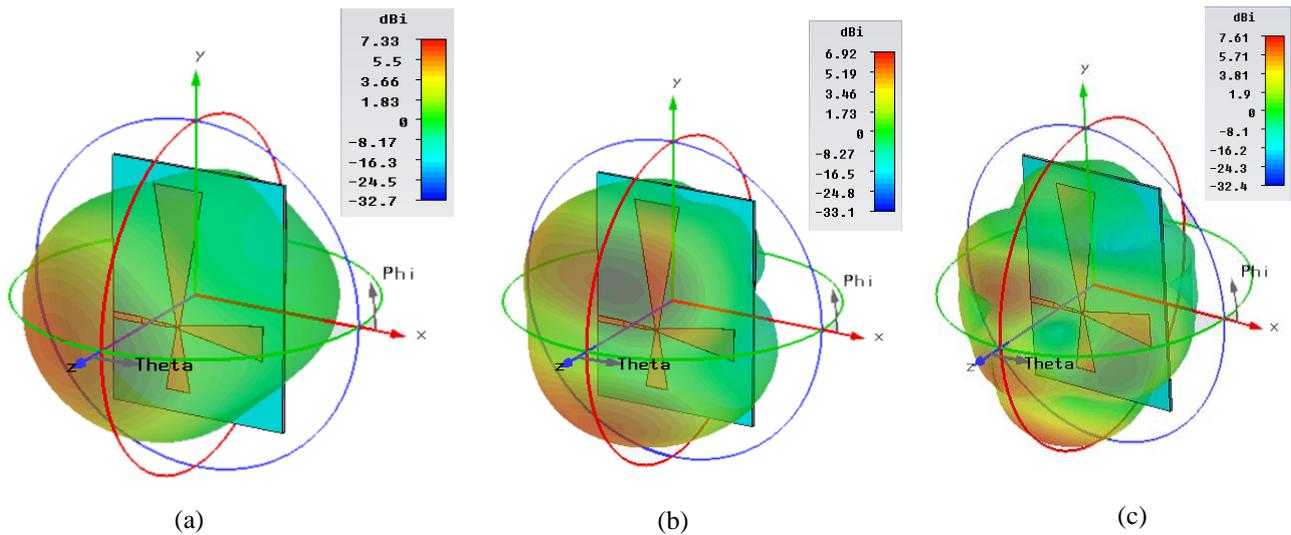


Figure III. 59. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.49$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

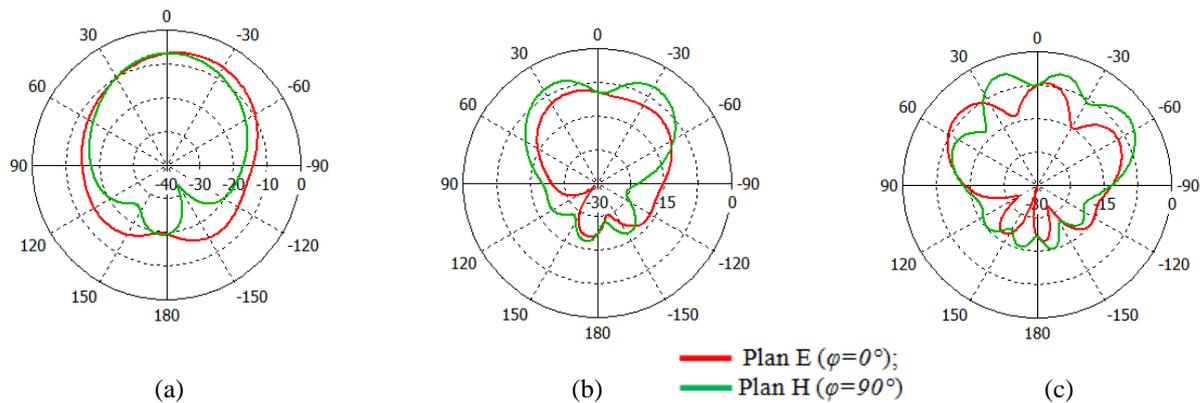


Figure III. 60. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.49$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

III. 4. 2. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45-5.73 GHz

Dans cette section, nous présentons une antenne tri-bande capable d'opérer à trois bandes de fréquence qui sont : Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45-5.73 GHz. La géométrie de cette antenne est schématisée sur la figure ci-dessous.

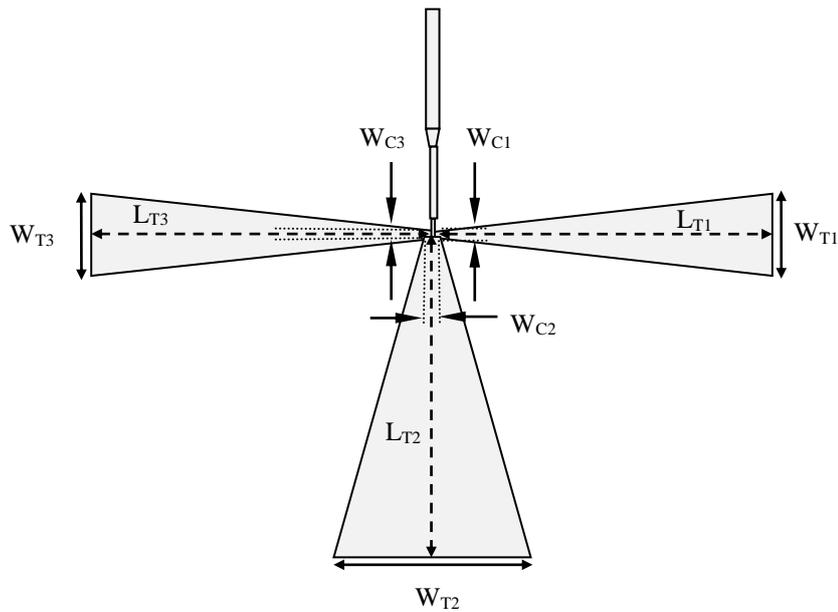


Figure III. 61. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=10.526 \text{ mm}$, $W_{C1}=0.924 \text{ mm}$, $L_{T1}=27.22 \text{ mm}$, $W_{T2}=15.667 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.372 \text{ mm}$, $L_{T2}=40.52 \text{ mm}$, $W_{T3}=10.753 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.145 \text{ mm}$, $L_{T3}=27.25 \text{ mm}$.

La simulation du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne et son rapport d'onde stationnaire sont montrés dans les figures III. 62 et III. 63 dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

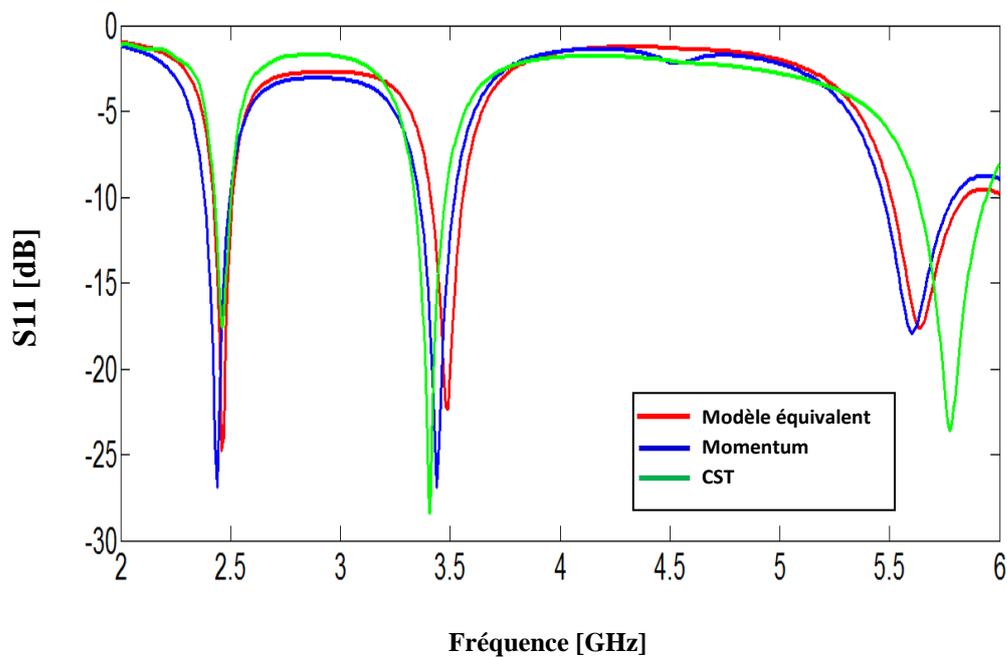


Figure III. 62. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

D'après la simulation, des réflexions inférieures à -10 dB sont observées dans les bandes de fréquence pour les trois méthodes utilisées allant de 2.4-2.5 GHz, de 3.4-3.6 GHz et de 5.45-5.73 GHz. Les différents pics obtenus sont de l'ordre de -26.92 dB, -26.9 dB et -17.88 dB par le modèle de la ligne de transmission, de l'ordre de -26.7 dB, -22.35 dB et -17.62 dB par Momentum, et de l'ordre de -17.57 dB, -28.36 dB et -23.56 dB. Ces bandes correspondent respectivement aux applications Bluetooth, WiMAX et WLAN (U-NII mid band). Ces résultats valident le modèle utilisé pour la conception de notre antenne.

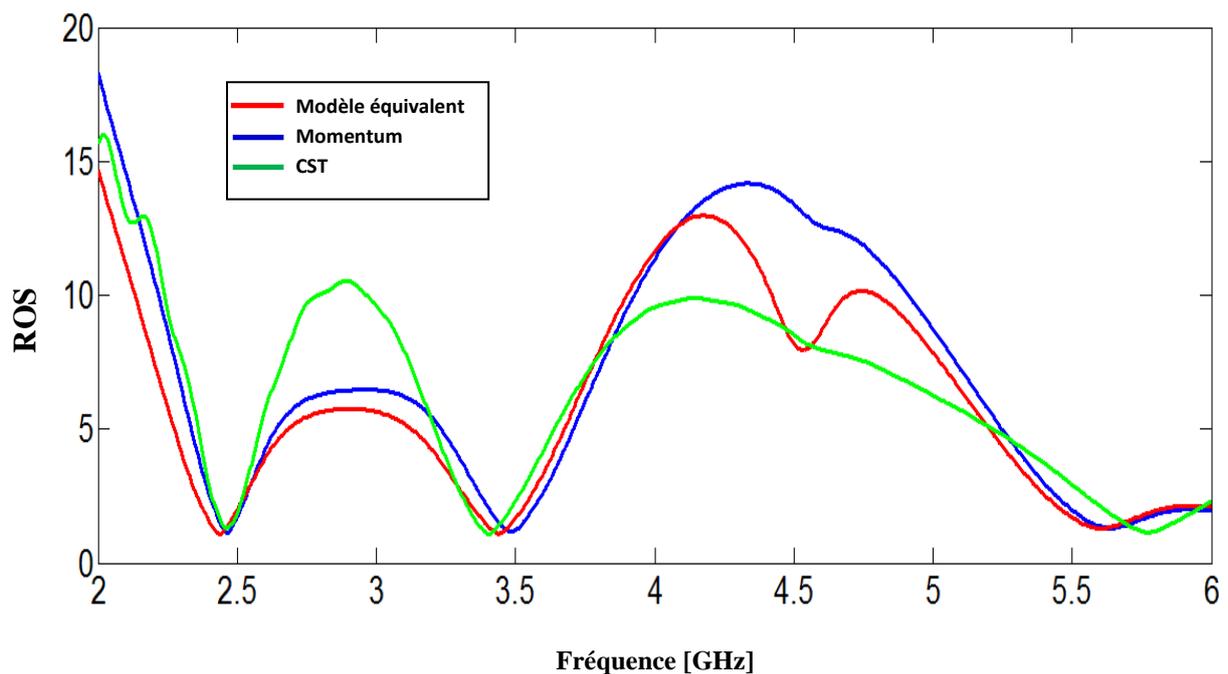


Figure III. 63. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.44 GHz, 3.5 GHz et 5.6 GHz sont présentés sur les figures III.64 et III.65.

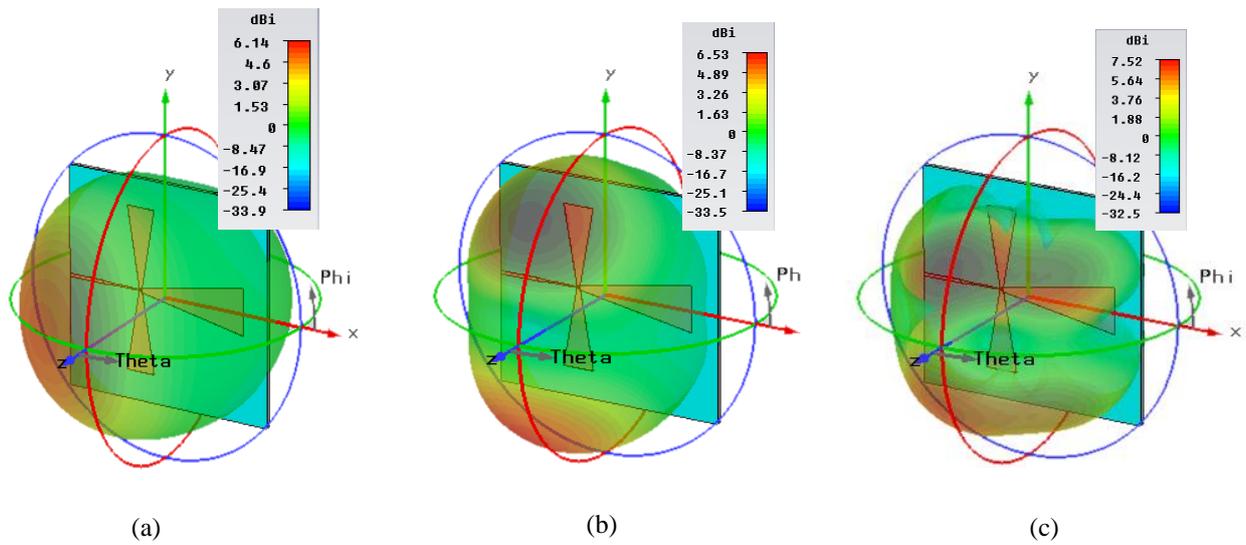


Figure III. 64. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
 (a) ($f= 2.43$ GHz) ; (b) ($f= 3.49$ GHz) et (c) ($f= 5.6$ GHz).

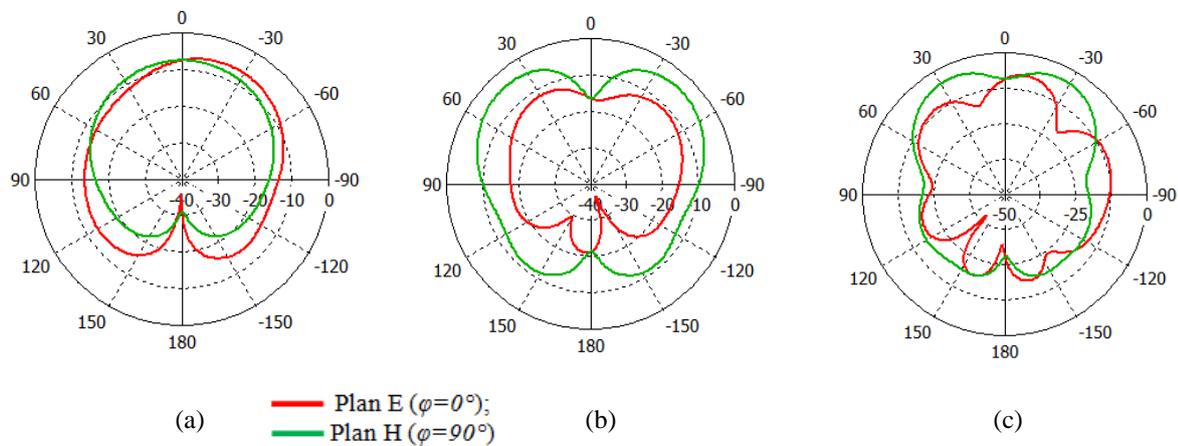


Figure III. 65. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.43$ GHz) ; (b) ($f= 3.49$ GHz) et (c) ($f= 5.6$ GHz).

III. 4. 3. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz

Dans cette section, nous présentons une antenne tri-bande opérant à trois bandes de fréquence qui sont : Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high

band): 5.725–5.852 GHz. La géométrie de cette antenne est schématisée sur la figure ci-dessous.

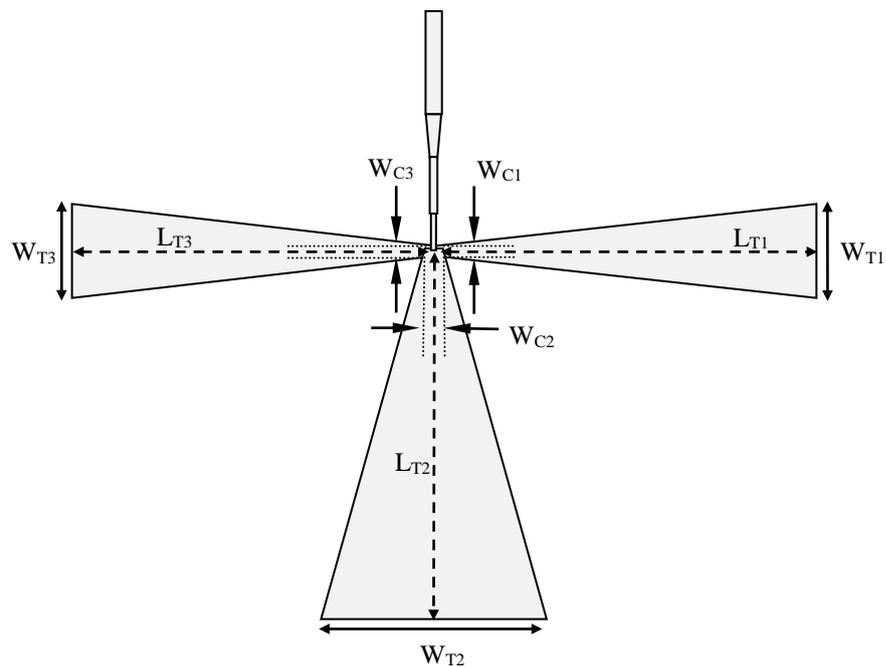


Figure III. 66. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=10.518\text{ mm}$, $W_{C1}=0.952\text{ mm}$, $L_{T1}=27.11\text{ mm}$, $W_{T2}=15.808\text{ mm}$, $W_{C2}=1.604\text{ mm}$, $L_{T2}=40.27\text{ mm}$, $W_{T3}=10.157\text{ mm}$, $W_{C3}=1.134\text{ mm}$, $L_{T3}=25.58\text{ mm}$.

Sur la figure III.67, on présente le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

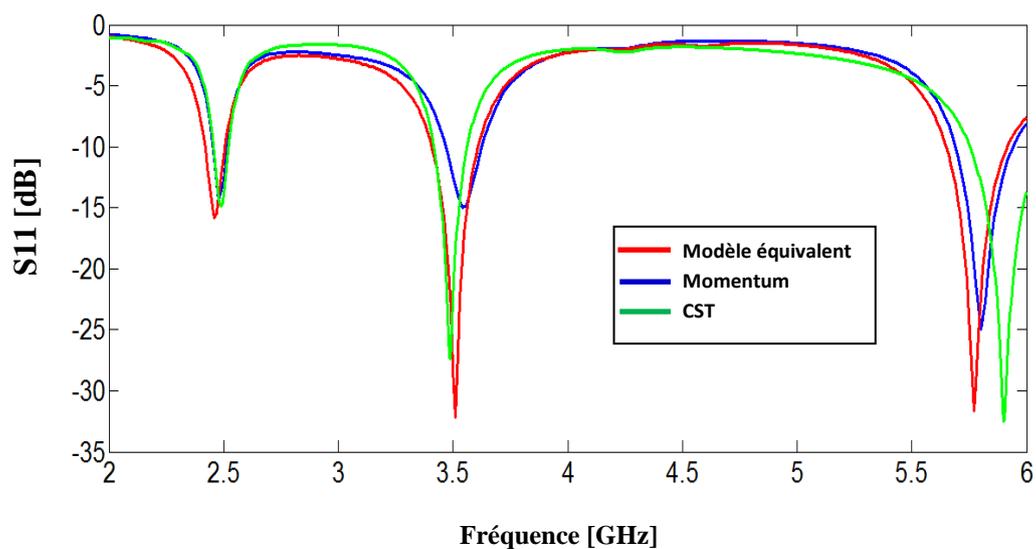


Figure III. 67. Coefficient de réflexion simulés l'antenne bowtie tri-bande.

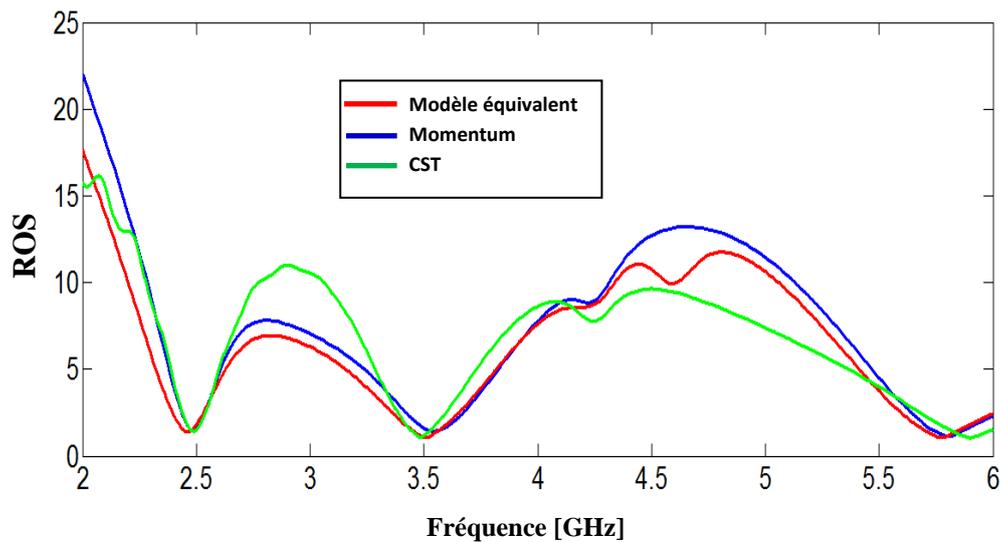


Figure III. 68. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

D'après les figure III.67 et III. 68, nous avons remarqué que l'antenne étudiée a un fonctionnement tri-bande puisqu'il y a trois pics de résonance inférieur à -9.54 GHz, ainsi qu'une similitude entre les trois courbes au niveau de la bande de fréquence étudiée (entre 2 GHz et 6 GHz). Les figures III. 69 et III. 70 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.44 GHz, 3.5 GHz et 5.79 GHz.

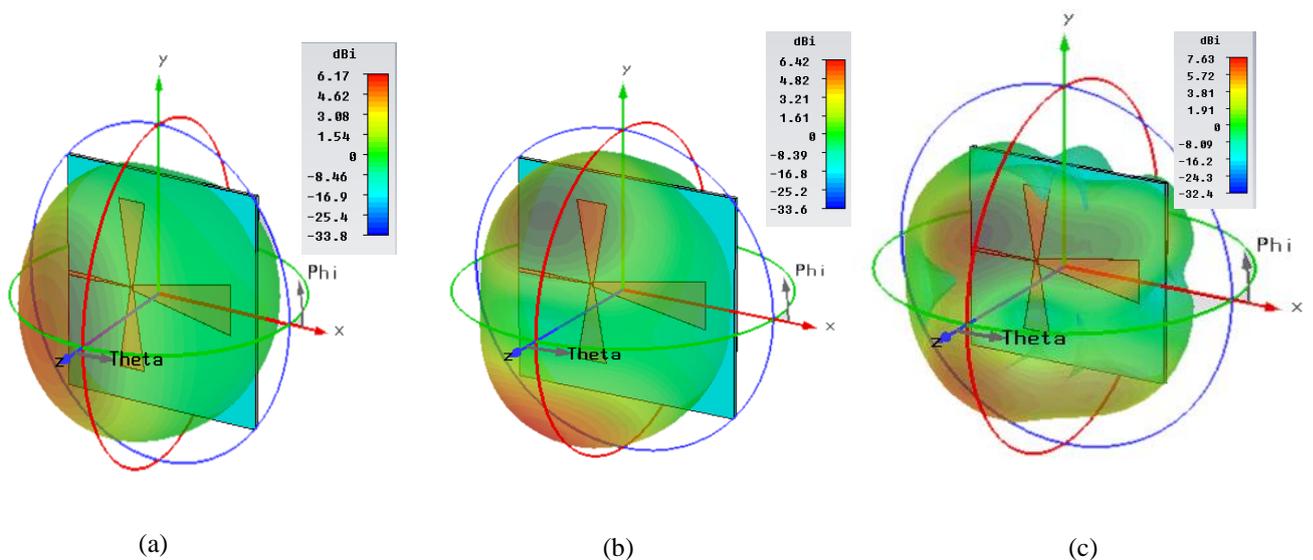


Figure III. 69. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.

(a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

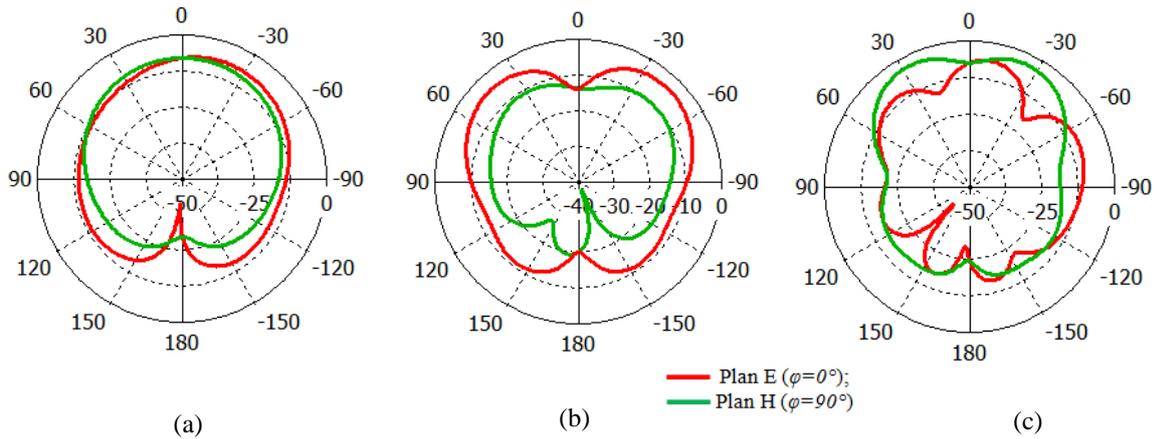


Figure III. 70. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

III. 4. 4. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WLAN (U-NII low band): 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725–5.852 GHz

Ici, nous allons essayer de concevoir une antenne de type nœud papillon capable d'opérer aux normes Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WLAN (U-NII low band): 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725–5.852 GHz. Le modèle équivalent a été employé afin de faciliter l'optimisation et l'adaptation à ces bandes de fréquence. Le masque de cette antenne est illustré sur la figure ci-dessous.

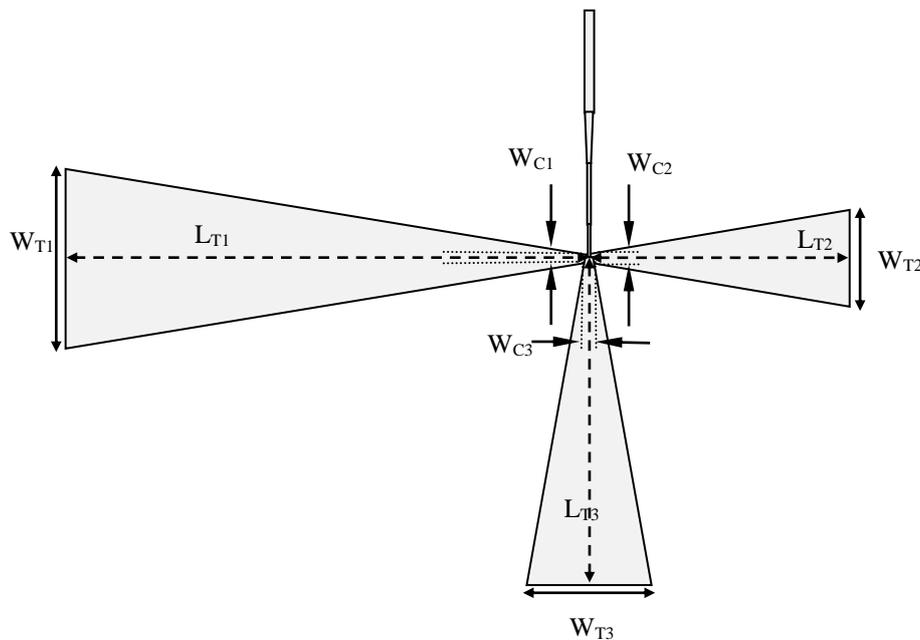


Figure III. 71. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}=22.329$ mm, $W_{C1}=0.922$ mm, $L_{T1}=60.68$ mm, $W_{T2}=11.906$ mm, $W_{C2}=1.205$ mm, $L_{T2}=30.34$ mm, $W_{T3}=15.001$ mm, $W_{C3}=0.851$ mm, $L_{T3}=40.12$ mm.

Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne est montré sur la figure III. 72 dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

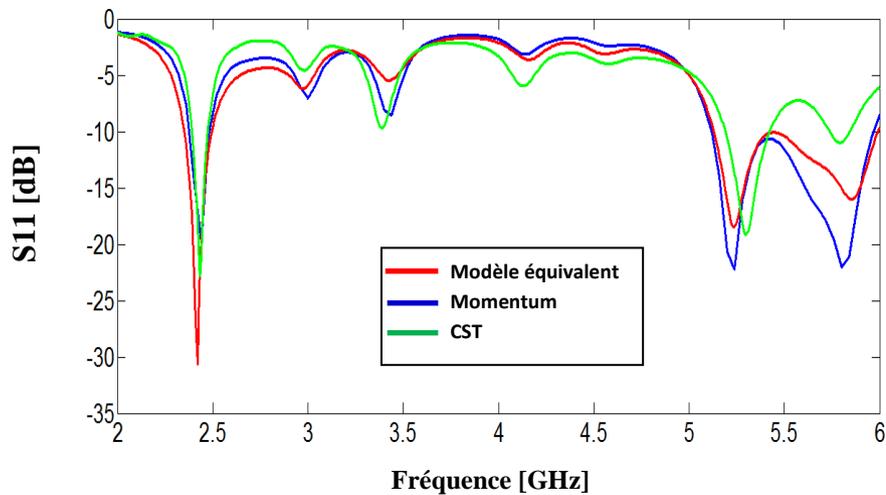


Figure III. 72. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne tri-bande alimentée par ligne microruban.

Le coefficient de réflexion montré par figure III.72 de l'antenne reflète une bonne adaptation aux fréquences de résonance car il est inférieur de -10 dB, un caractère tri-bande est trouvé sur cette antenne dont les bandes de fréquence couvertes sont: (2.4-2.484 GHz), (5.15-5.35 GHz) et (5.725–5.852 GHz). On comparant les trois courbes de la figure si dessus en constate qu'ils sont en très bonne concordance sauf qu'il y'ai un petit décalage au niveau de la troisième bande de fréquence par rapport à la technique d'intégration finie de CST. La figure III. 73 montre le rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

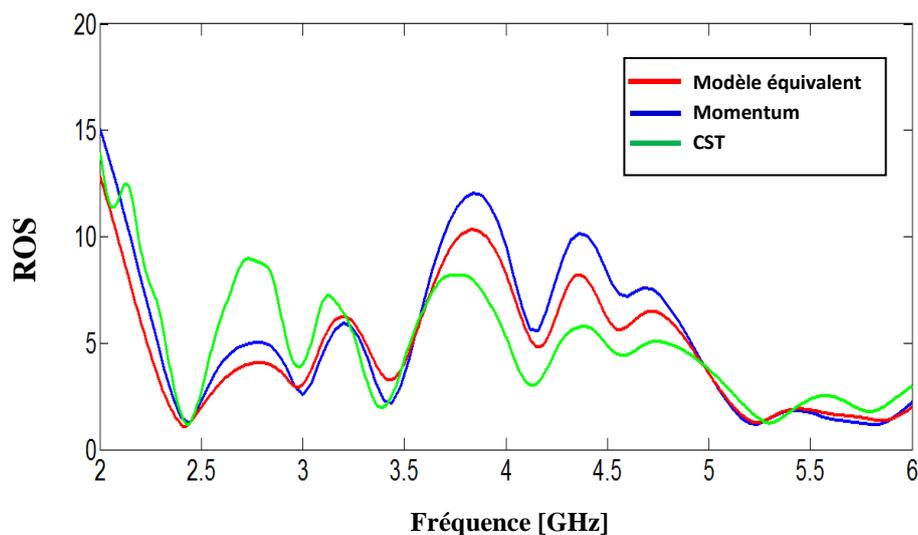


Figure III. 73. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Le rapport d'onde stationnaire est au voisinage de l'unité pour les trois méthodes utilisées pour la conception de l'antenne. Les figures III. 74 et III. 75 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.44 GHz, 5.25 GHz et 5.78 GHz.

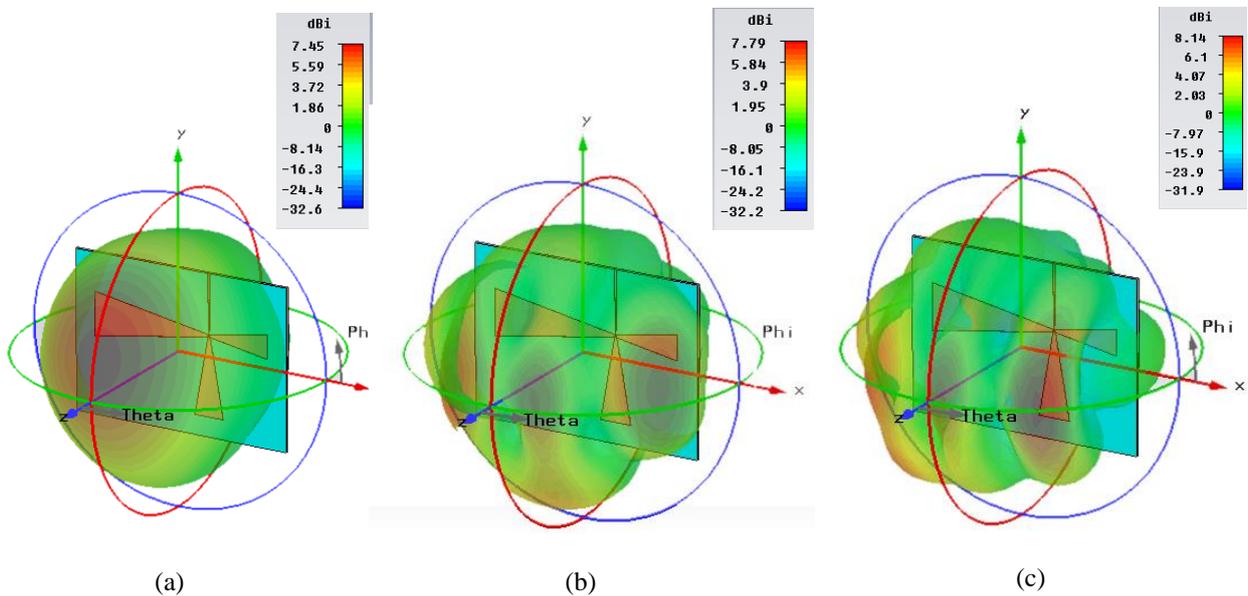


Figure III. 74. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne. (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 5.25$ GHz) et (c) ($f= 5.78$ GHz).

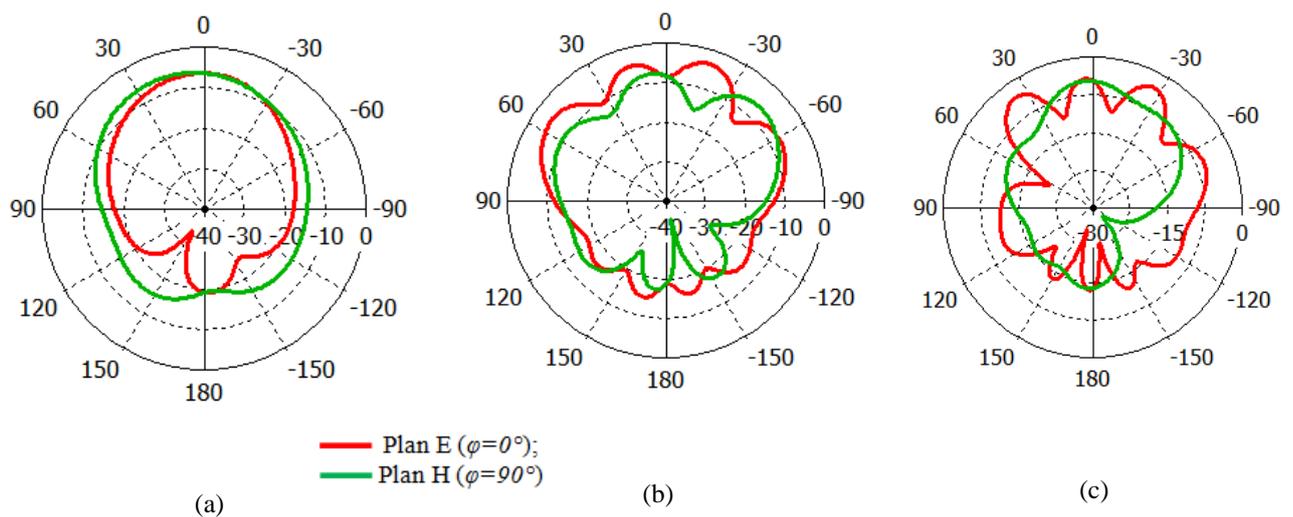


Figure III. 75. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne. (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 5.25$ GHz) et (c) ($f= 5.78$ GHz).

III. 4. 5. Antenne pour WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band): 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725–5.852 GHz

Dans cette section de ce chapitre, nous continuons dans la conception et la validation de notre modèle équivalent proposé par la conception de plusieurs topologies d'antennes tri-bandes destinées aux applications sans fil. Ici, nous optimisons notre antenne afin de pouvoir opérer dans les normes : WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band): 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725–5.852 GHz. L'antenne est alimentée par une ligne quart d'ondes dont l'impédance d'entrée est de 50 Ohms. La géométrie de cette antenne est illustrée sur la figure ci-dessous.

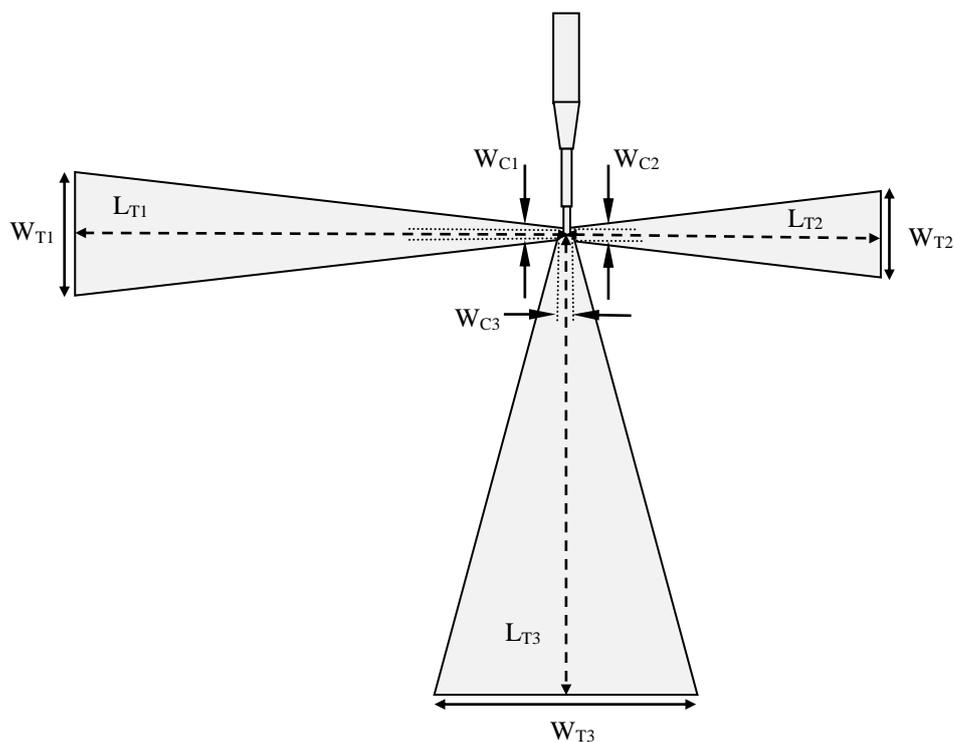


Figure III. 76. Géométrie de l'antenne. $W_{T1} = 16.624 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.407 \text{ mm}$, $L_{T1} = 43.16 \text{ mm}$, $W_{T2} = 11.525 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.920 \text{ mm}$, $L_{T2} = 27.22 \text{ mm}$, $W_{T3} = 22.877 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.059 \text{ mm}$, $L_{T3} = 61.88 \text{ mm}$.

La figure III.77 représente le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence. Cependant la figure III.78 illustre le ROS de l'antenne bowtie tri-bande.

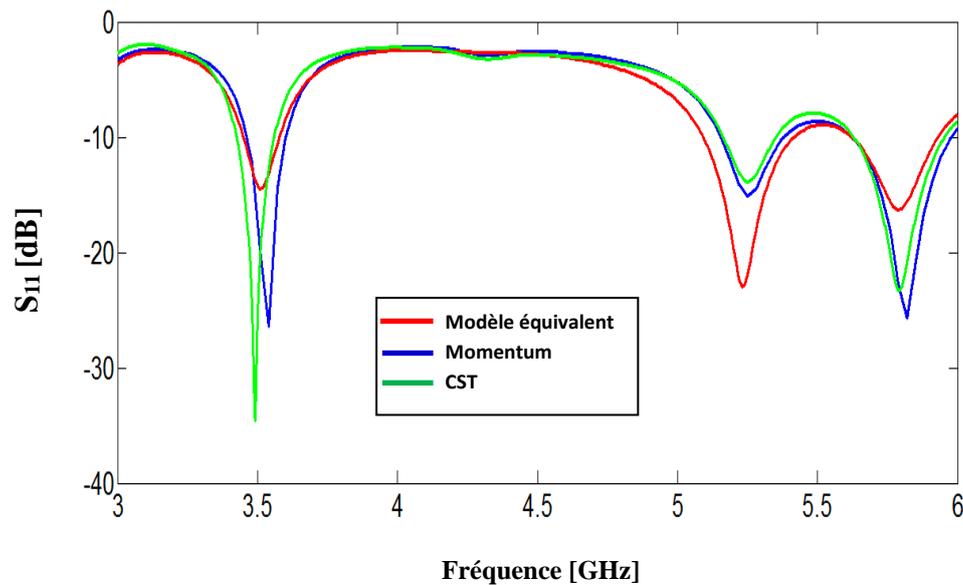


Figure III. 77. Puissance réfléchiée à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie de CST.

D'après cette figure, les pics correspondants aux trois fréquences de résonance dans les bandes (3.4-3.6 GHz), (5.15-5.35 GHz) et (5.725–5.852 GHz), sont respectivement de l'ordre de -14.53 dB, -23 dB et -16.3 B obtenus par le modèle électrique équivalent, de l'ordre de -26.39 dB, -15.11 dB et -25.7 B obtenus par la méthode des moments de Momentum et de l'ordre de -34.62 dB, -13.86 dB et -23.27 dB obtenus par la technique d'intégration finie de CST. On constate bien la similitude entre les trois courbes pour les différentes méthodes utilisées. Ceci confirme les bons résultats obtenus en termes d'adaptation.

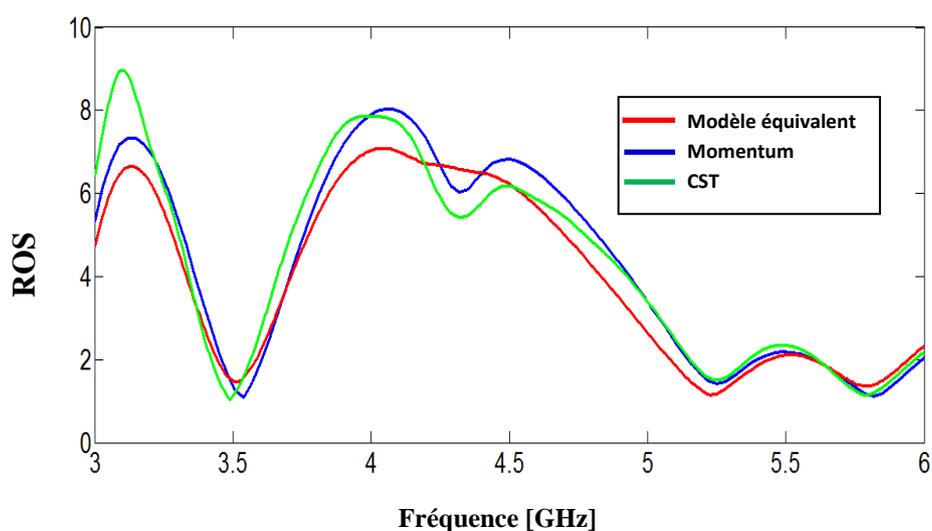


Figure III. 78. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les résultats obtenus par le modèle électrique équivalent sont en bon accord avec ceux trouvés par la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST. Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie tri-bande sont donnés par la figure III.79 et III.80.

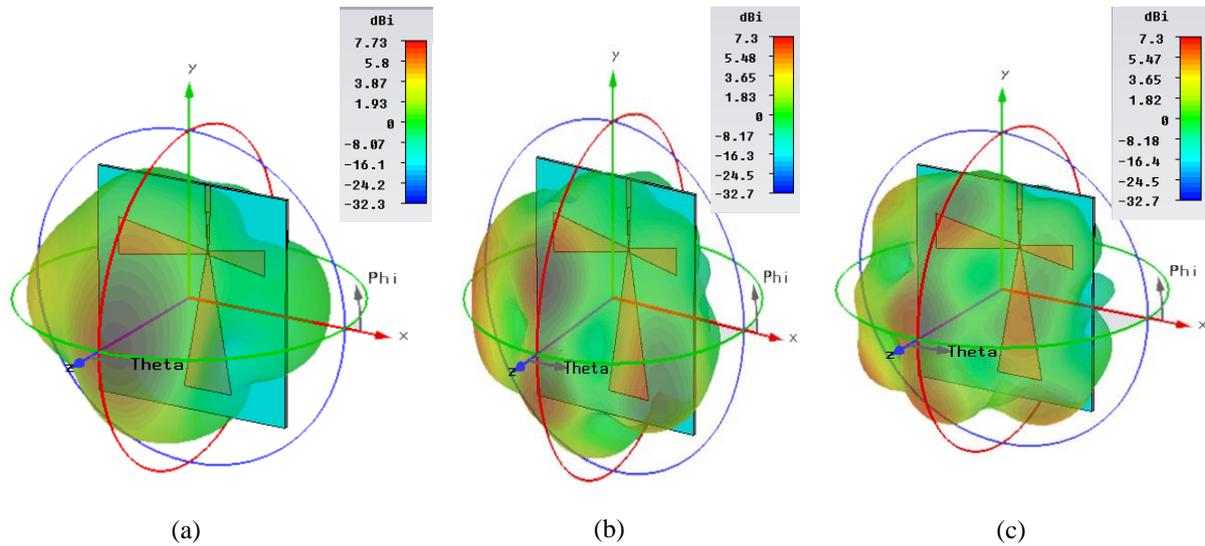


Figure III. 79. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
 (a) ($f= 3.5$ GHz) ; (b) ($f= 5.25$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

D'après la figure III.79 on constate un rayonnement omnidirectionnel pour la majorité des résonances.

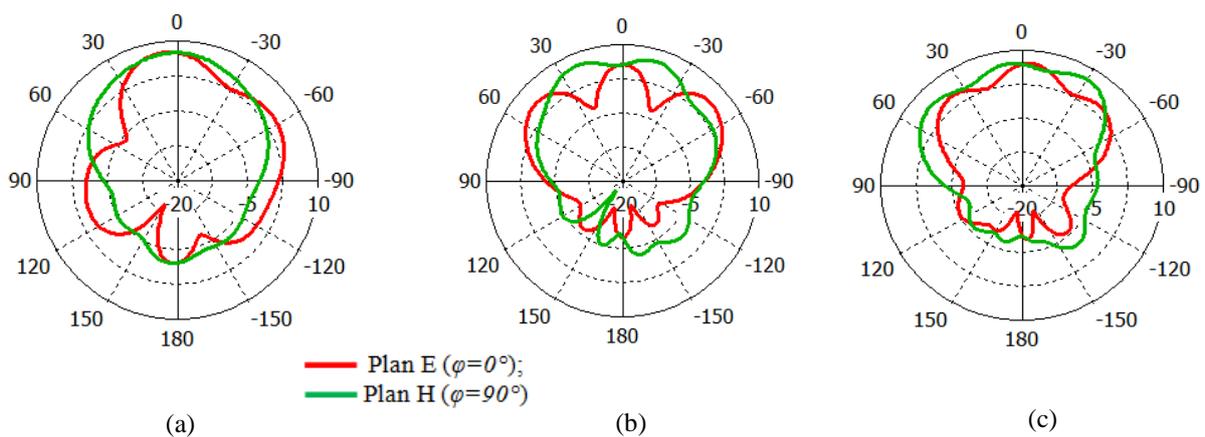


Figure III. 80. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 3.5$ GHz) ; (b) ($f= 5.25$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

III. 4. 6. Antenne pour LTE2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz

En employant le modèle équivalent déjà présenté lors du chapitre II, nous présentons le masque sur la figure ci-dessous une antenne pour les normes : LTE23 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz. L'antenne est alimentée par une ligne d'impédance d'entrée de 50 Ohm.

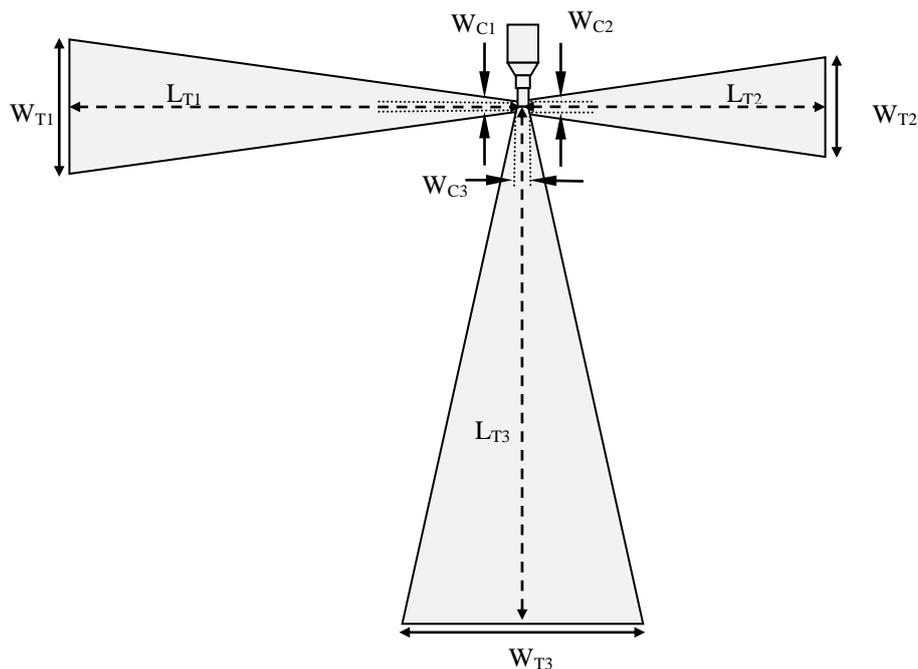


Figure III. 81. Géométrie de l'antenne. $W_{T1} = 16.529 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.165 \text{ mm}$, $L_{T1} = 43.56 \text{ mm}$, $W_{T2} = 11.837 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.642 \text{ mm}$, $L_{T2} = 28.89 \text{ mm}$, $W_{T3} = 22.967 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.466 \text{ mm}$, $L_{T3} = 60.97 \text{ mm}$.

Sur la figure III.82, on présente les coefficients de réflexion à l'entrée de l'antenne dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz obtenus respectivement par le modèle équivalent, la méthode des moments de simulateur Momentum d'Agilent Software et la méthode d'intégration finie du simulateur CST Microwave Studio.

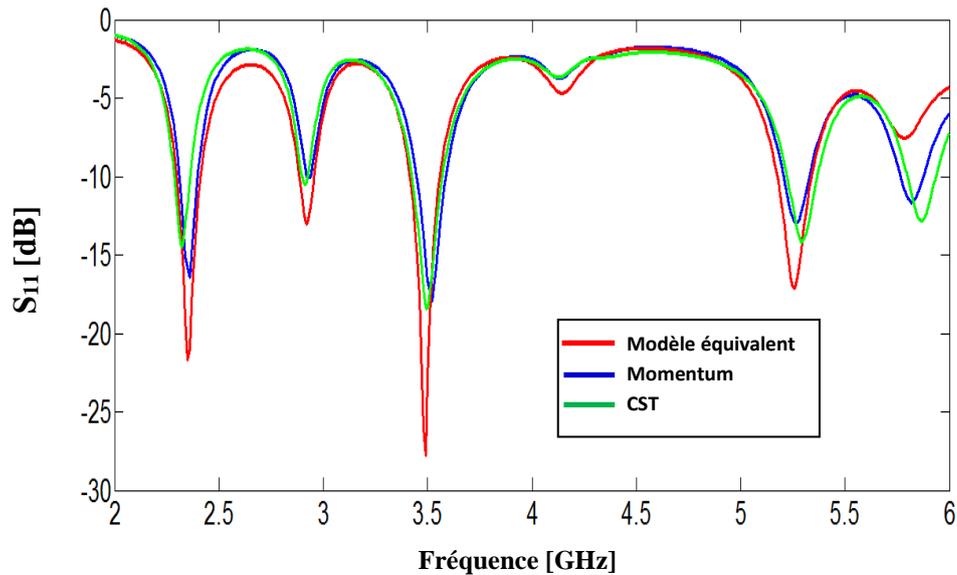


Figure III. 82. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

La simulation montre que l'adaptation de l'antenne est assurée à -10 dB pour les trois méthodes dans les bandes (2.3-2.4 GHz), (3.4-3.6 GHz) et (5.15-5.35 GHz) avec des pics respectivement de l'ordre -21.73 dB, -27.9 dB et -17.13 dB obtenus par la méthode de la ligne de transmission, de l'ordre -16.41 dB, -17.9 dB et -13 dB obtenus par la méthode des moments de Momentum et de l'ordre -14.47 dB, -18.37 dB et -14.1 dB obtenus par la méthode d'intégration finie, ce qui prouve la validité de cette dernière. La figure III.83 présente le rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

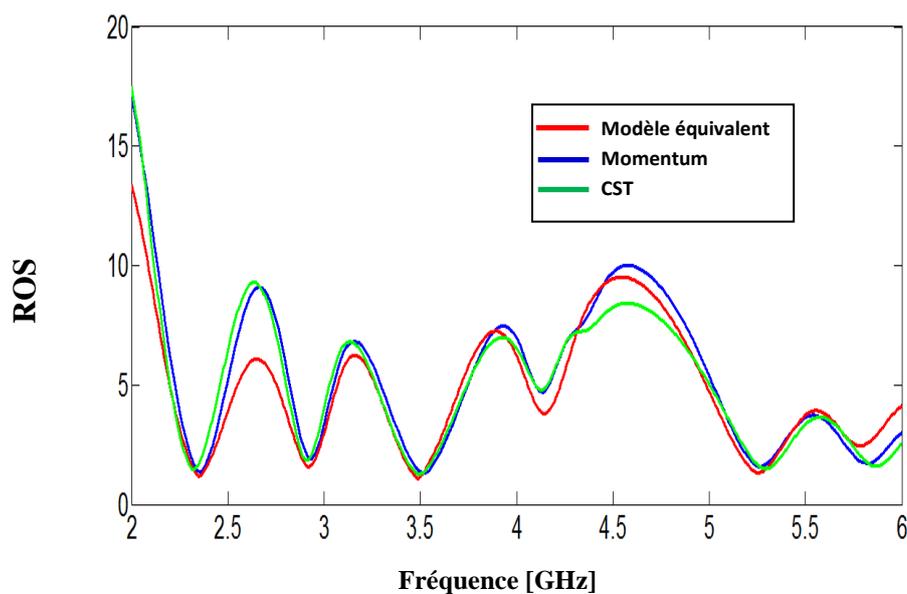


Figure III. 83. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.

Les figures III. 84 et III. 85 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.35 GHz, 3.5 GHz et 5.25 GHz.

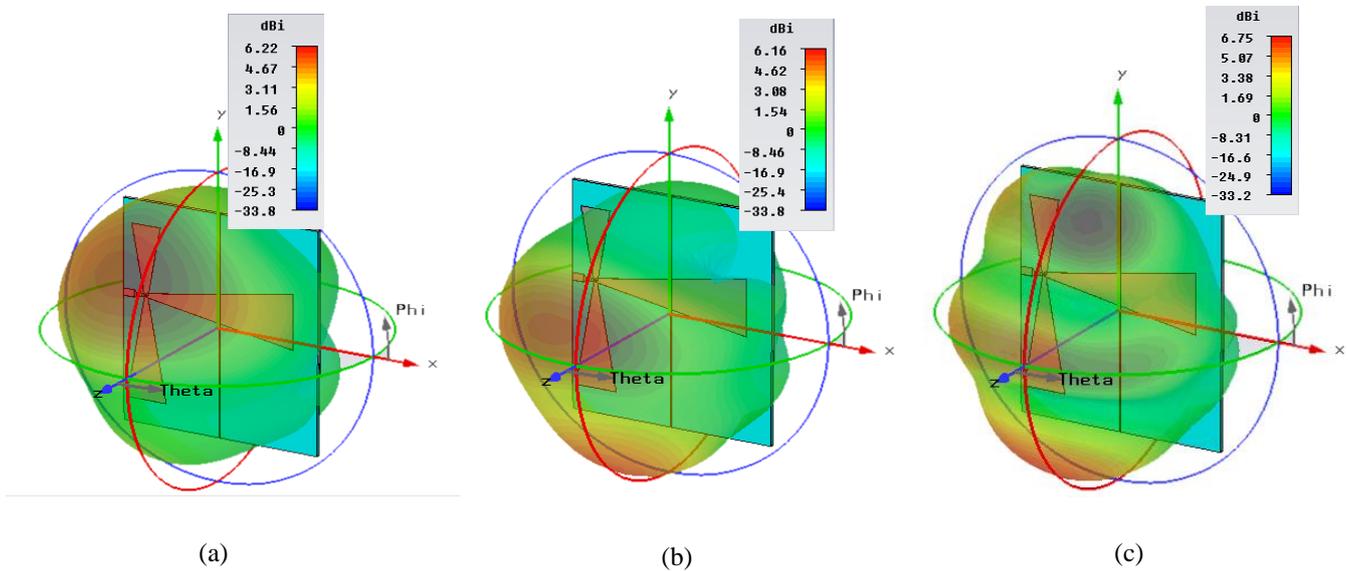


Figure III. 84. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.

(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

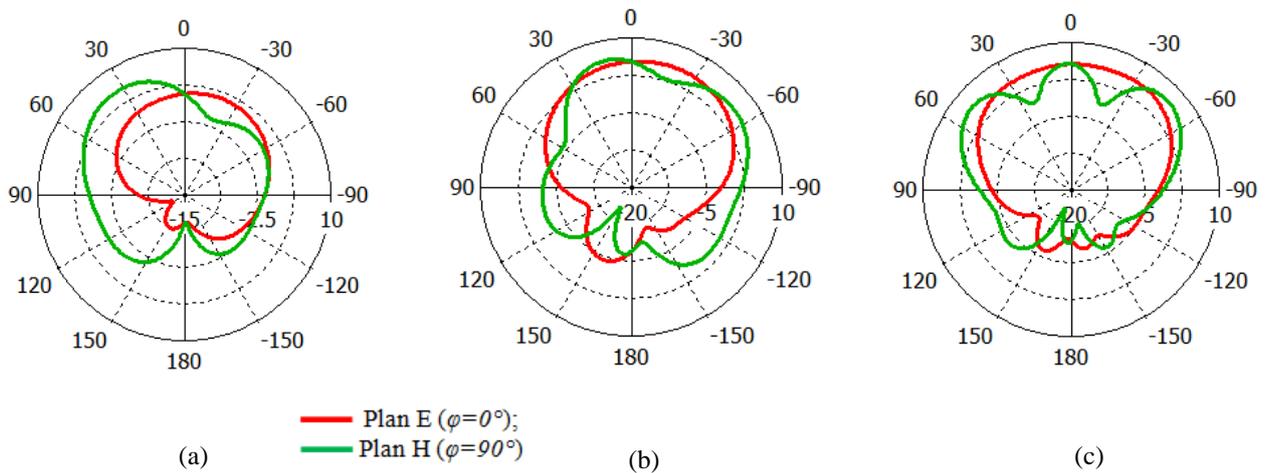


Figure III. 85. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.

(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

III. 4. 7. Antenne pour LTE 2300 :2.3-2.4 GHz, WiMAX :3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII High band) : 5.725-5.852 GHz

Au cours de cette phase, une antenne pour LTE2300 (2.3-2.4 GHz), WiMAX (3.4-3.6 GHz) et WLAN (U-NII High band (5.725-5.852 GHz)) a été développée afin de permettre un fonctionnement optimal dans ces bandes de fréquence. Bien entendu, le modèle équivalent a été largement employé afin d'optimiser cette antenne dans un temps record et permettre d'atteindre les performances souhaitées.

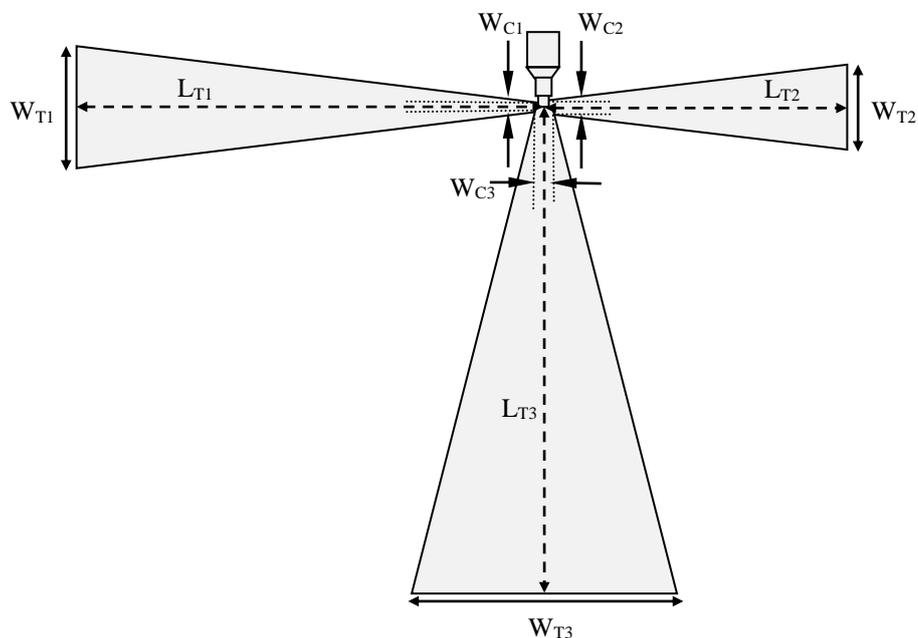


Figure III. 86. Géométrie de l'antenne. $W_{T1} = 16.257 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.161 \text{ mm}$, $L_{T1} = 42.79 \text{ mm}$, $W_{T2} = 11.385 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.578 \text{ mm}$, $L_{T2} = 27.79 \text{ mm}$, $W_{T3} = 24.151 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.466 \text{ mm}$, $L_{T3} = 60.35 \text{ mm}$.

Sur la figure III.87, nous schématisons les coefficients de réflexion à l'entrée de l'antenne dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz obtenus respectivement par le modèle équivalent, la méthode des moments de simulateur Momentu d'Agilent Software et la méthode d'intégration finie du simulateurs CST Microwave Studio.

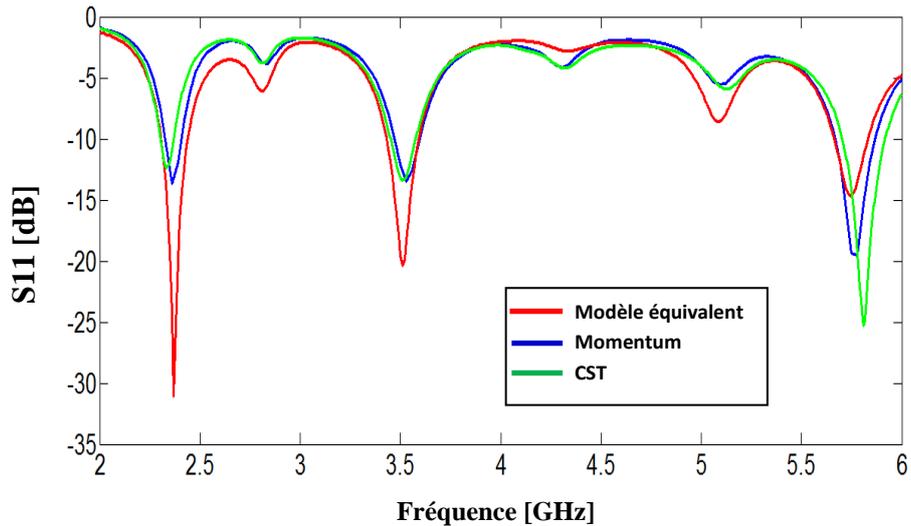


Figure III. 87. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

D'après la figure ci-dessus, on constate une meilleure adaptation. Les courbes obtenues par les méthodes utilisées présentent des atténuations de -10 dB au niveau des bandes de fréquence désirées allant de (2.3-2.4 GHz), (3.4-3.6 GHz) (5.725-5.852 GHz). On enregistre des niveaux de pics respectivement de l'ordre de -31.07 dB, -20.37 dB et -14.64 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de l'ordre de -13.7 dB, -13.46 dB et -19.49 dB obtenus par la méthode des moments de Momentum et de l'ordre de -12.31 dB, -13.31 dB et -24.76 dB obtenus par la méthode d'intégration finie. Ceci montre très bien la bonne adaptation de l'antenne. La courbe du Rapport d'onde stationnaire est illustrée sur la figure III.88.

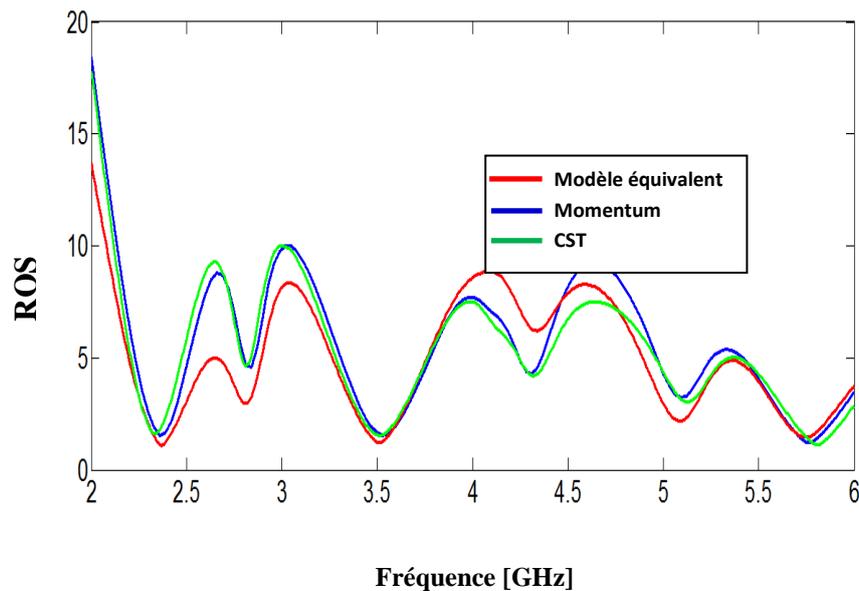


Figure III. 88. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments et la méthode d'intégration finie.

Le rapport d'onde stationnaire est de l'ordre de l'unité aux niveaux des fréquences de résonance. Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie tri-bande sont donnés par la figure III.89 et III.90.

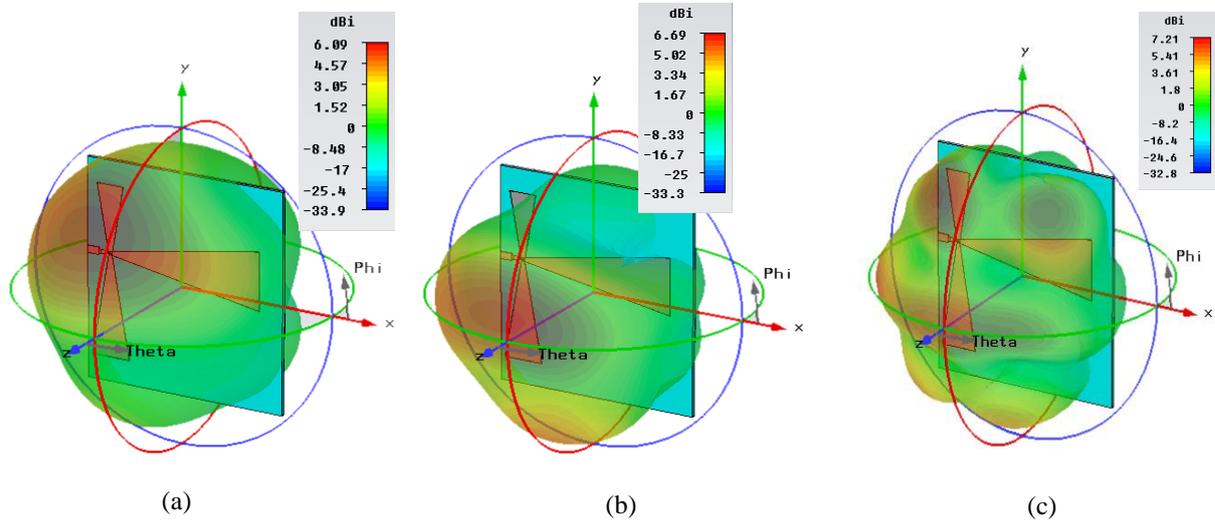


Figure III. 89. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.8$ GHz).

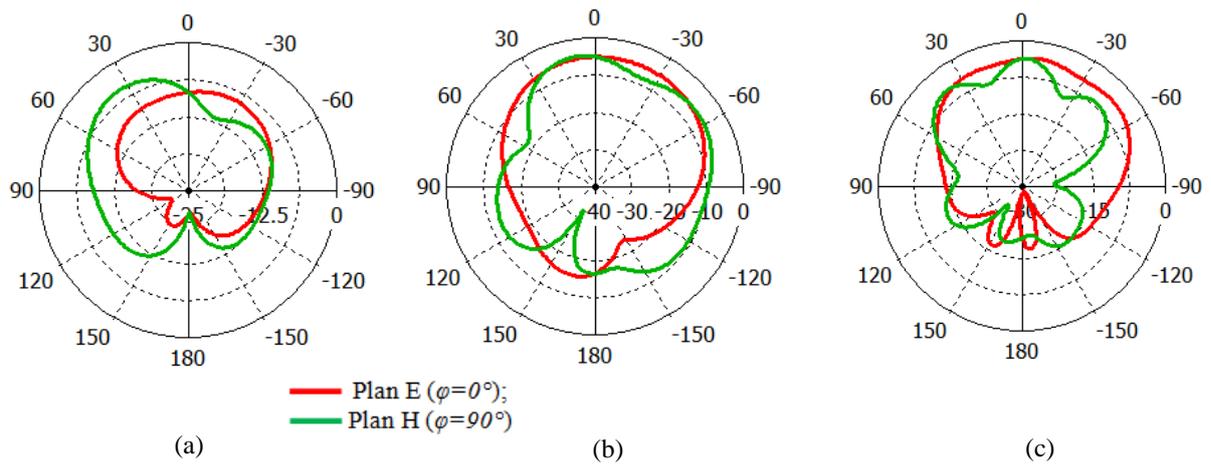


Figure III. 90. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.8$ GHz).

III. 4. 8. Antenne pour LTE2500: 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band): 5.725-5.852 GHz

Nous schématisons dans cette partie le masque de l'antenne tri-bande pour LTE25: 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band): 5.725-5.852 GHz optimisée via le modèle équivalent proposé.

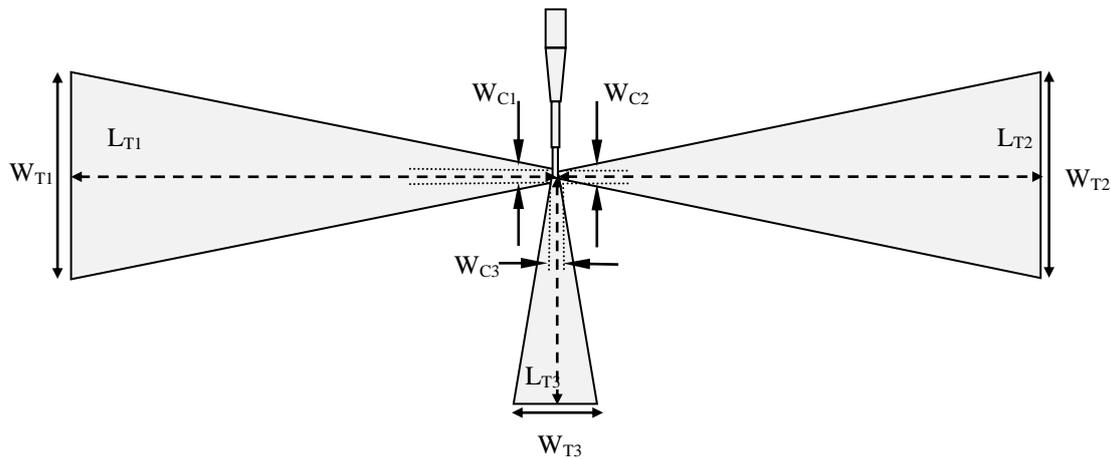


Figure III. 91. Géométrie de l'antenne. $W_{T1}= 24.625 \text{ mm}$, $W_{C1}= 1.739 \text{ mm}$, $L_{T1}=64.91\text{mm}$, $W_{T2}= 23.921 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.057 \text{ mm}$, $L_{T2}=64.86\text{mm}$, $W_{T3}= 10.798 \text{ mm}$, $W_{C3}= 1.375 \text{ mm}$, $L_{T3}=26.71 \text{ mm}$.

La puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne est schématisée sur la figure III.92 dans la gamme de fréquence entre 2 et 6 GHz.

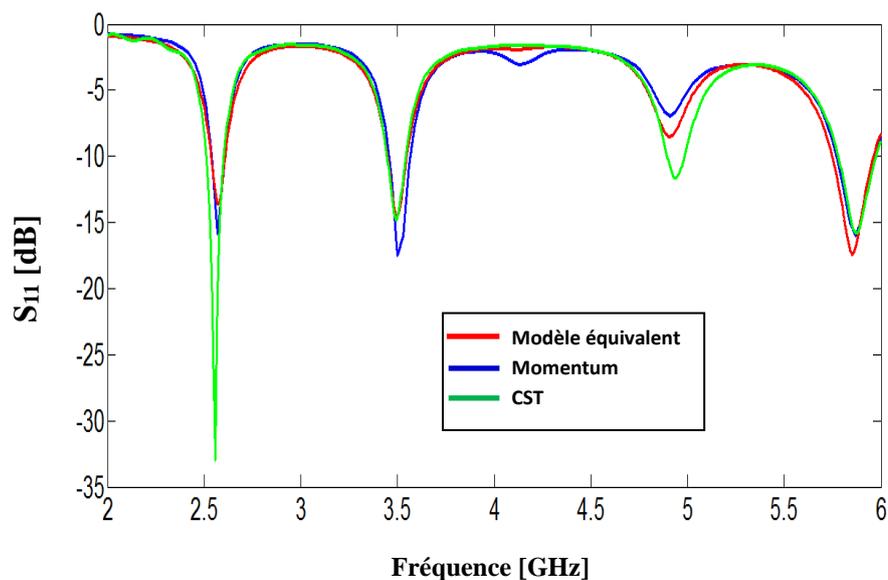


Figure III. 92. Coefficients de réflexion simulé de l'antenne bowtie tri-bande

Nous constatons que les bandes passantes sont globalement maîtrisées de (2.5-2.69 GHz), (3.4-3.6 GHz) et (5.725-5.852 GHz). L'adaptation de l'antenne constatée est au dessous de -10 dB pour les trois bandes de fréquence. On comparant les trois courbes obtenues par les trois méthodes utilisées on constate qu'il sont superposées ce qui déduit la validité du modèle électrique équivalent. Le rapport d'onde stationnaire de l'antenne est schématisé sur la figure III.93 dans la gamme de fréquence entre 2 et 6 GHz.

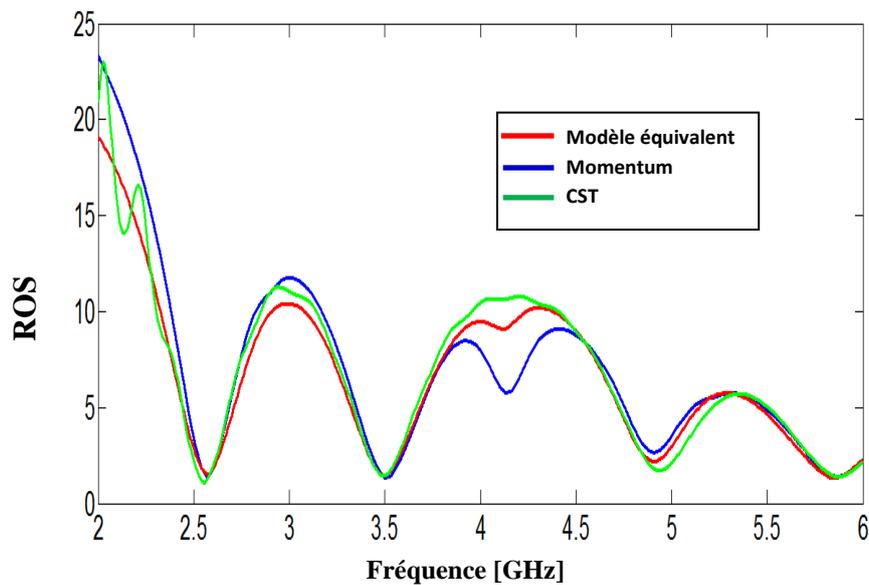


Figure III. 93. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne

En ce qui concerne le ROS de l'antenne présenté sur la figure ci-dessus, nous constatons qu'il est globalement inférieure à 2 pour les trois fréquences de fonctionnement. Nous présentons dans la figure III. 94 le diagramme de rayonnement en 3D à la fréquence 2.6 GHz, 3.5 GHz et 5.79 GHz.

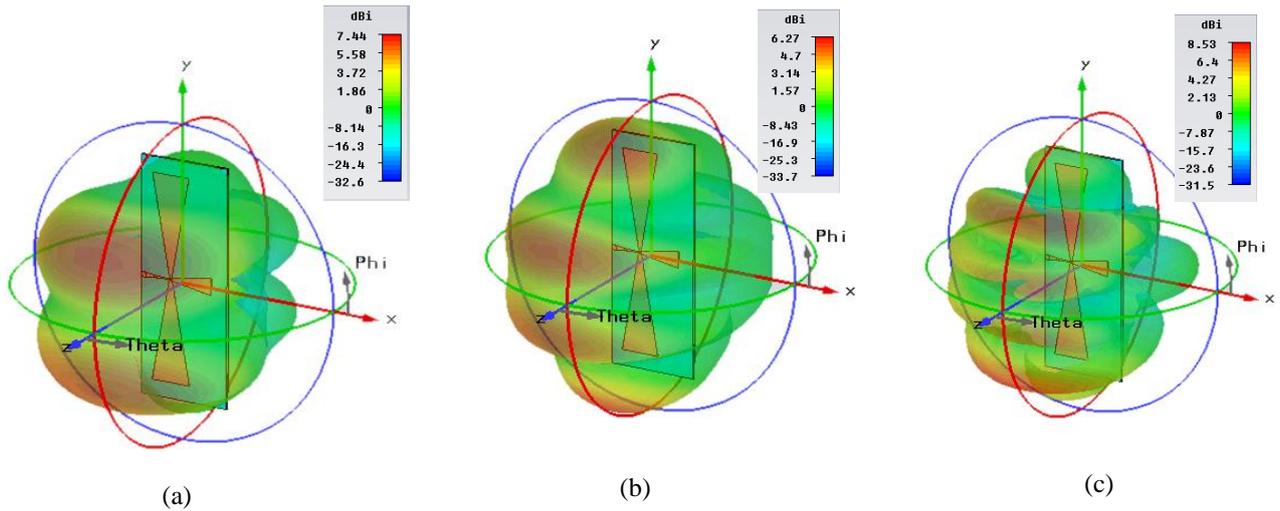


Figure III. 94. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
 (a) ($f= 2.6$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

La figure III.95 représente les diagrammes de rayonnement en polaire (plans E et H) de cette antenne pour trois fréquences de résonance.

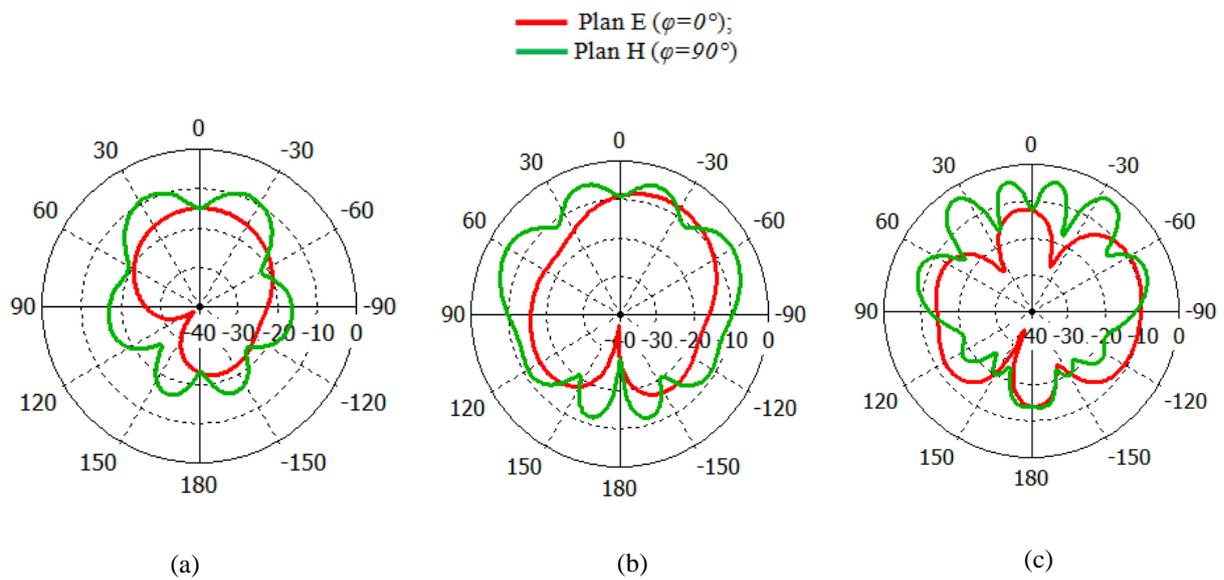


Figure III. 95. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.6$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

III. 5. Conclusions

Nous avons consacré ce chapitre à la simulation et à l'optimisation de plusieurs topologies d'antennes mono-bandes et multi-bandes pour les applications de Bluetooth, WIFI, WiMAX, LTE 2500 et LTE 2300. En utilisant le modèle équivalent proposé dans le chapitre II, nous avons pu montrer l'avantage de ce dernier pour la conception des structures capables de couvrir plusieurs bandes des standards sans fil qui s'étalent entre 2 GHz et 6 GHz. La technique d'alimentation utilisée est une alimentation directe par ligne microruban. Les résultats obtenus par le modèle équivalent sont similaires à ceux obtenus par la méthode des moments du simulateur Momentum d'Agilent software et la méthode d'intégration finie du simulateur CST Microwave studio. Le chapitre suivant sera réservé à l'application du modèle équivalent proposé pour la conception d'antennes multi-bandes alimentées par sonde coaxiale.

Chapitre IV

**Antennes Multi-Bandes Nœud papillon Alimentées
par Sondes Coaxiales**

IV. 1. Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons principalement aux antennes bowtie mono-bandes, double bandes et multi-bandes alimentées par sonde coaxiale de polarisation rectiligne pour les applications WIFI, Bluetooth, Mobile WiMAX et les différentes bandes de fréquences du LTE [4.11], de simples structures composées de deux ou plusieurs éléments rayonnants imprimés sur le substrat diélectrique FR4 de permittivité égale $\epsilon_r=4.47$ et d'une épaisseur de 1.6 mm . Afin de valider les résultats de simulation obtenus par le modèle électrique équivalent, ceux-ci seront comparés à ceux obtenus avec la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST. Les différentes antennes conçues peuvent être intégrées dans de nombreuses machines comme les laptops, les tablettes et les véhicules.

IV. 2. Antennes mono-bandes

L'antenne à double élément rayonnant a été conçue et optimisée en utilisant le logiciel de simulation électromagnétique ADS/MOMENTUM et CST MW Studio. Plusieurs configurations ont été conçues et optimisées pour valider notre étude.

IV. 2. 1. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.49 GHz

Dans cette section nous illustrons un exemple d'antenne Bowtie pour Bluetooth alimentée par sonde coaxiale. La figure IV.1, représente la structure de l'antenne simulée dans la bande de fréquence d'opération du système Bluetooth.

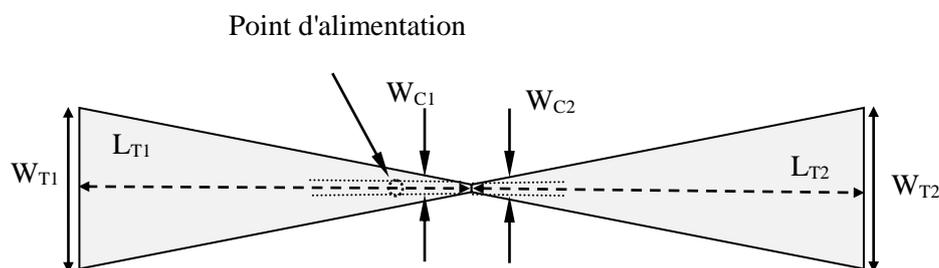


Figure IV. 1. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = W_{T2} = 24.219 \text{ mm}$, $W_{C1} = W_{C2} = 0.901 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2} = 66.33 \text{ mm}$.

Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne ainsi que son rapport d'onde stationnaire ont été schématisés sur la figure IV.2.

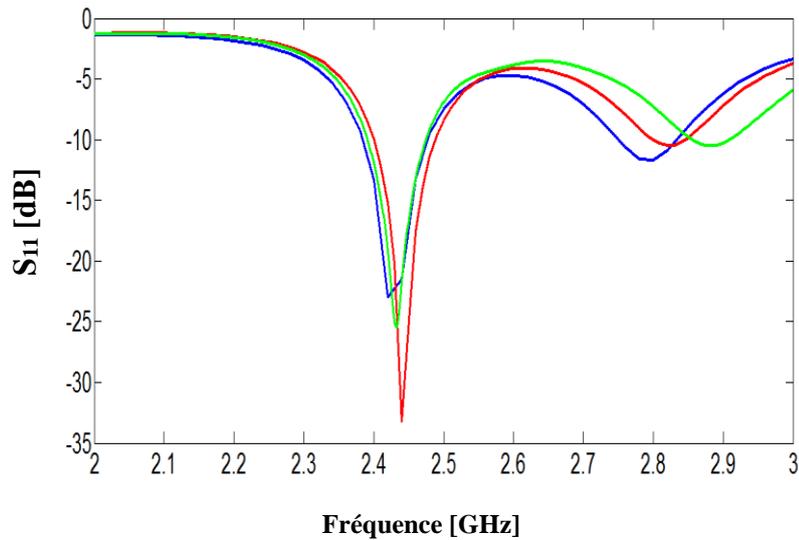


Figure IV. 2. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

Selon les figures IV.2 et IV.3 on constate que l'antenne fonctionne pour une seule bande de fréquence allant de 2.4 à 2.48 GHz, les pics enregistrés sont de l'ordre de -33.21 dB, -22.96 dB et -25.39 dB pour respectivement les trois méthodes utilisées: le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST. Le rapport d'onde stationnaire est inférieur à 2 le long de la bande de fréquence.

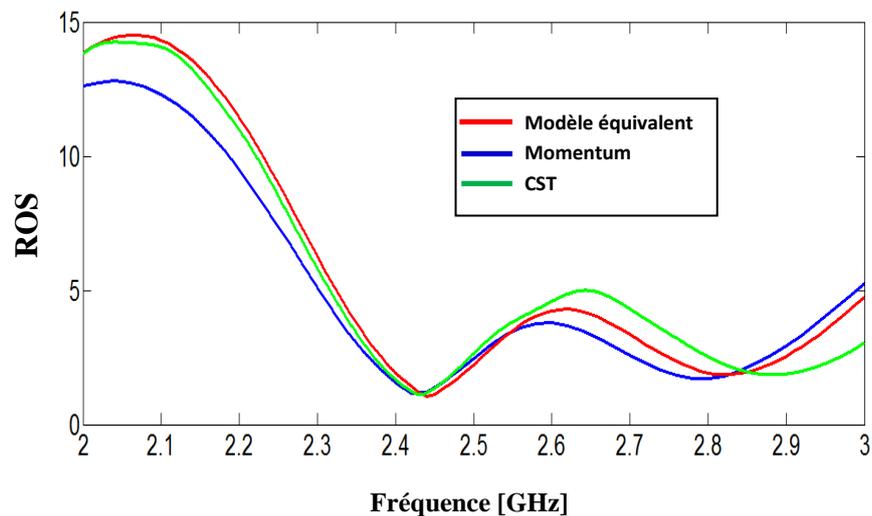


Figure IV. 3. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne Bluetooth.

Sur la figure IV.4 les diagrammes de rayonnement de l'antenne en 3D et dans les plans E ($\varphi = 0^\circ$) et H ($\varphi = 90^\circ$) à la fréquence 2.44 GHz sont présentés.

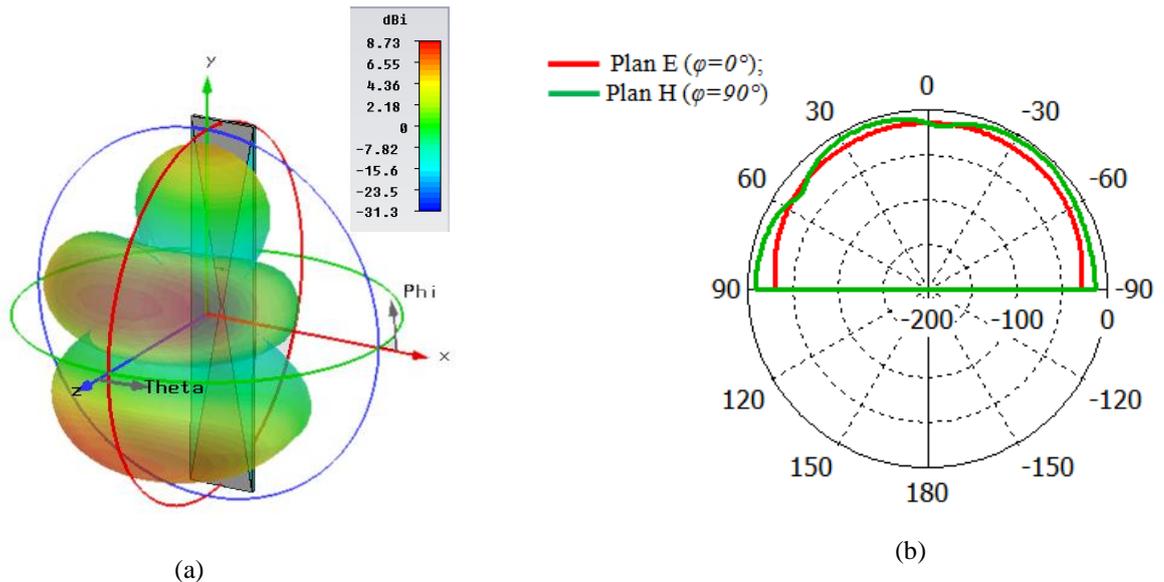


Figure IV. 4. Diagramme de rayonnement de l'antenne Bluetooth ($f = 2.44 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.

IV. 2. 2. Antenne pour WiMAX: 3.4-3.6 GHz

Dans cette section nous schématisons le masque de l'antenne sur la figure ci-dessous dédiée à l'application WiMAX opérant dans la gamme de fréquence entre 3.4 et 3.6 GHz. Cette antenne a été optimisée en employant le modèle équivalent de l'antenne mono-bande alimentée par sonde coaxiale.

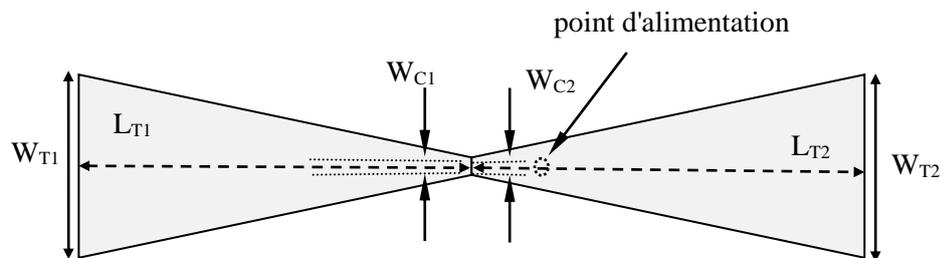


Figure IV. 5. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = W_{T2} = 17.801 \text{ mm}$, $W_{C1} = W_{C2} = 1.872 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2} = 45.37 \text{ mm}$.

Le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenus de la simulation dans la bande de fréquence WiMAX (3.4-3.6) GHz sont présentés sur la figure IV.6 et IV.7.

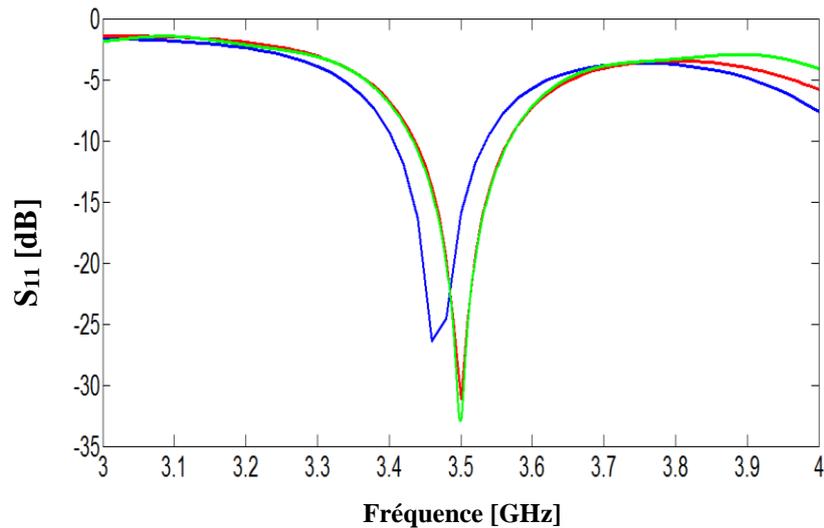


Figure IV. 6. Puissance réfléchiée à l'entrée de l'antenne WiMAX.

L'adaptation de l'antenne est inférieure à -10 sur la bande de fréquence désirée (3.4-3.6 GHz) pour les trois méthodes, avec des pics de résonance de l'ordre de: -31.2 dB, -26.45 dB et -35.7 dB obtenus respectivement par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et par la technique d'intégration finie de CST. On remarque un petit décalage au niveau de la fréquence de résonance par rapport à la méthode des moments de Momentum.

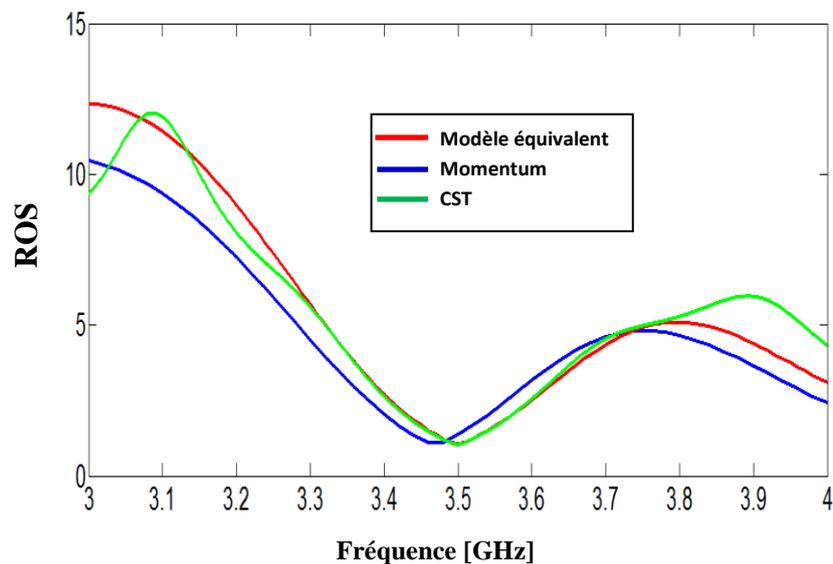


Figure IV. 7. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne WiMAX.

En comparant les trois courbes trouvées par les trois méthodes d'analyse on constate qu'ils sont en très bon accord, ce qui valide le modèle électrique équivalent.

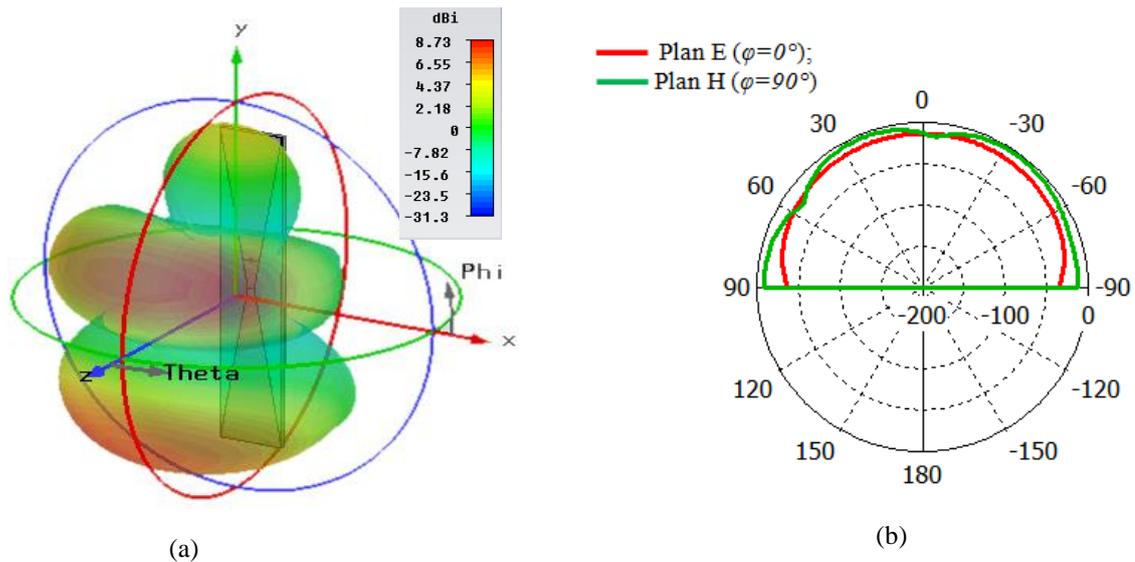


Figure IV. 8. Diagramme de rayonnement de l'antenne WiMAX ($f = 3.5 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.

IV. 2. 3. Antenne pour WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz

Parmi les applications sans fil, on trouve les standards WLAN, pour cela nous avons ciblé cette bande de fréquence dans cette section. Nous présentons le masque de l'antenne opérant dans l'intervalle des fréquences entre 5.15 et 5.35 GHz.

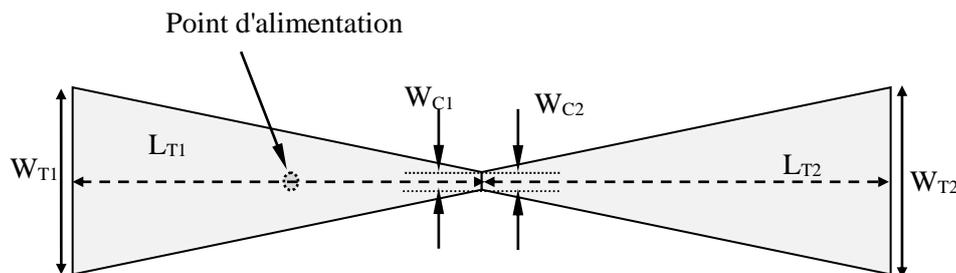


Figure IV. 9. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = W_{T2} = 11.796 \text{ mm}$, $W_{C1} = W_{C2} = 1.233 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2} = 29.94 \text{ mm}$.

Les largeurs des bandes passantes sont: BP = 260 MHz allant de (5.12 GHz- 5.38 GHz) trouvée par le modèle électrique équivalent, BP = 220 MHz allant de (5.1 GHz- 5.32 GHz) trouvée par la méthode des moments de Momentum, et une BP = 210 MHz allant de (5.16 GHz- 5.37 GHz) trouvée par la technique d'intégration finie de CST à la fréquence de résonance d'adaptation autour de ($f = 5.25 \text{ GHz}$) où le coefficient de réflexion $S_{11} = -10 \text{ dB}$

pour les trois méthodes d'analyse, comme montré dans la figure suivante qui représente l'évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

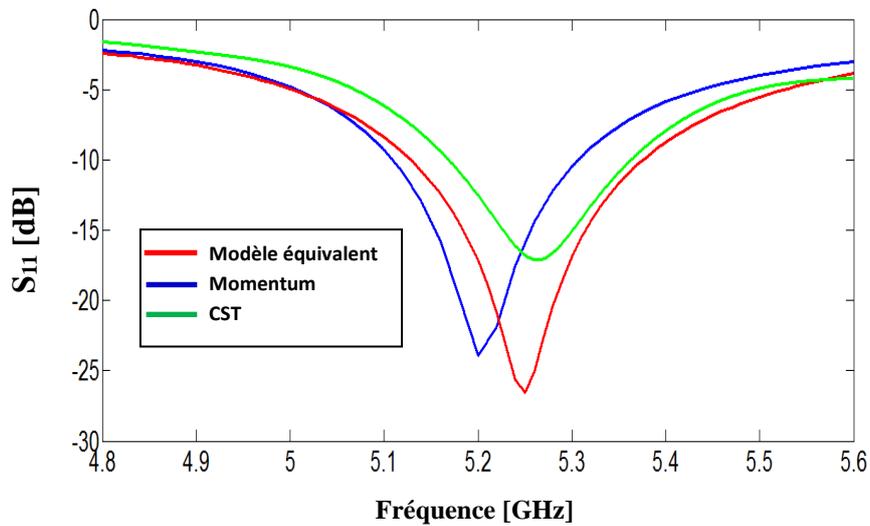


Figure IV. 10. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne.

Comme il est montré sur la figure IV.11, le rapport d'onde stationnaire est au voisinage de l'unité au niveau de la fréquence de résonance.

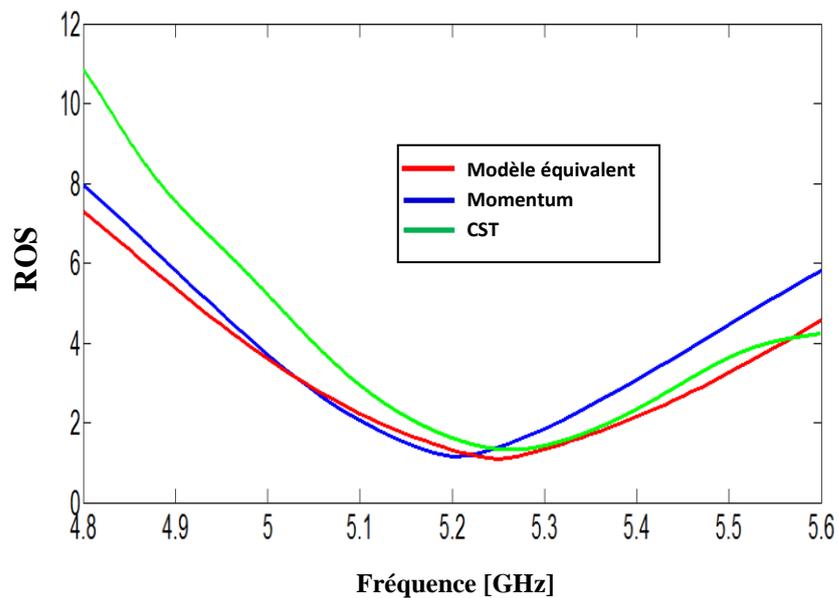


Figure IV. 11. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire sont représentés dans les figures IV.12.

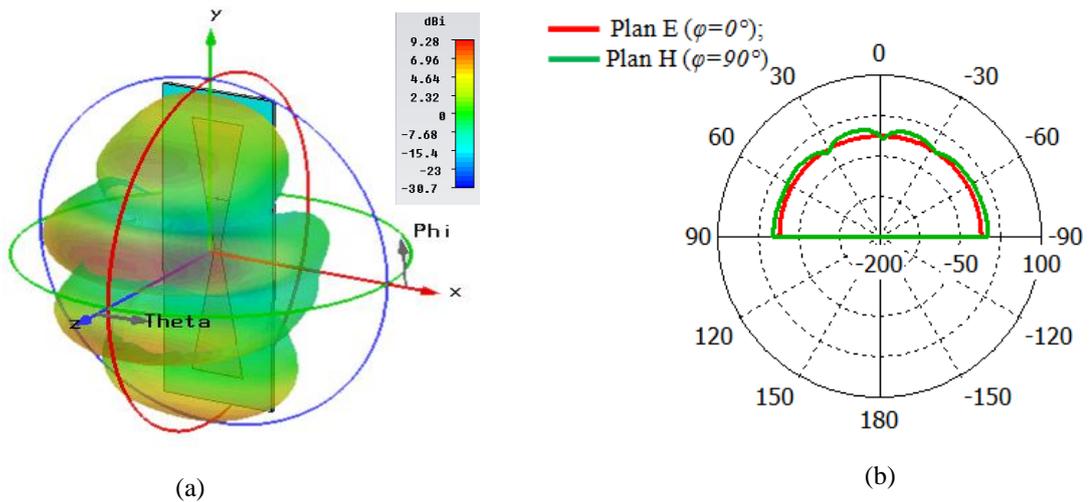


Figure IV. 12. Diagramme de rayonnement de l'antenne ($f = 5.25 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.

IV. 2. 4. Antenne pour WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz

Nous continuons à la validation du modèle proposé dédié aux antennes bowtie mono-bandes par la comparaison et la conception de nombreuses antennes opérants à différents standards de télécommunication. Dans cette section, une Antenne pour WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz à été optimisée et conçue par le biais du modèle équivalent. Sur la figure ci-dessous nous illustrons la géométrie de l'antenne après optimisation.

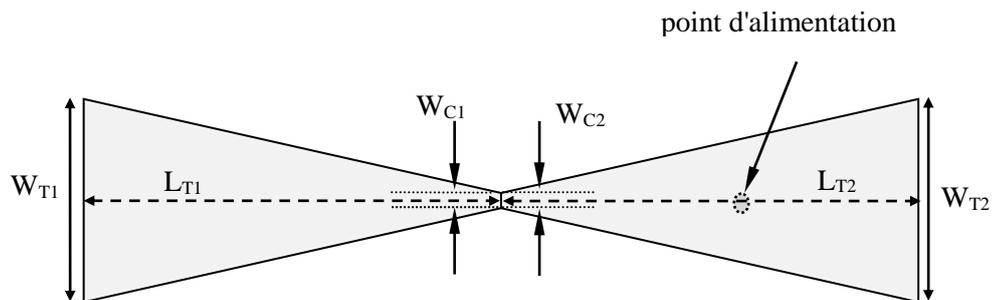


Figure IV. 13. Géométrie de l'antenne préposée. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = W_{T2} = 12.840 \text{ mm}$, $W_{C1} = W_{C2} = 0.933 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2} = 33.76 \text{ mm}$.

Sur les figures IV.14 et IV.15 on présente respectivement la puissance réfléchie ainsi que le rapport d'ondes stationnaire.

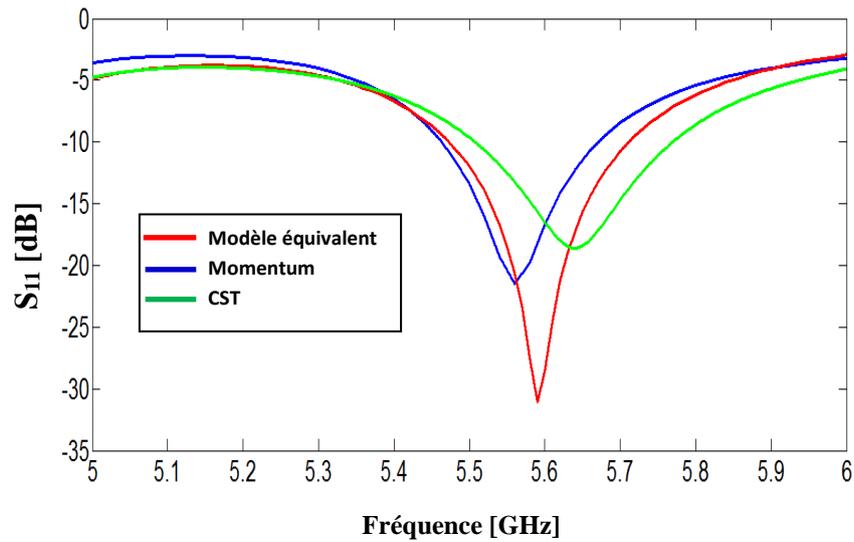


Figure IV. 14. La puissance réfléchie de l'antenne présentée sur la figure VI. 13.

Nous constatons sur le coefficient de réflexion de l'antenne sur la figure IV.14 que les fréquences de résonance sont autour de 5.59 GHz pour les trois méthodes d'analyse avec des pics respectivement de l'ordre de -31.03 dB à $f=5.59$ GHz, de -21.5 dB à $f=5.56$ GHz et de -18.56 à $f=5.63$ GHz obtenus par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie. La différence entre les valeurs de ces fréquences est très faible ce qui valide le modèle électrique équivalent.

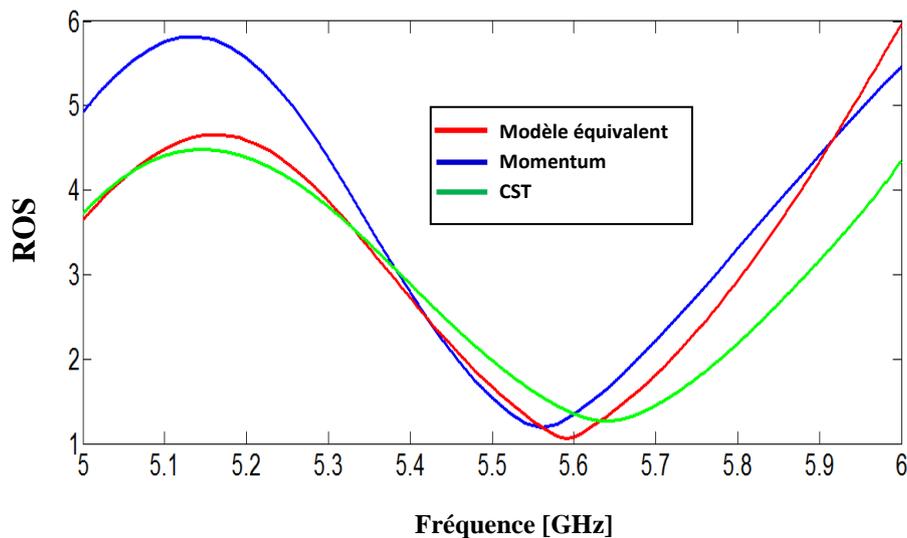


Figure IV. 15. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne présentée sur la figure VI. 13.

En utilisant respectivement le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST on a trouvé la valeur du ROS égale à 1.05, 1.18 et 1.26 aux fréquences de résonance, ce qui représente une bonne efficacité de l'antenne. La figure IV.16 représente le diagramme de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne mono-bande.

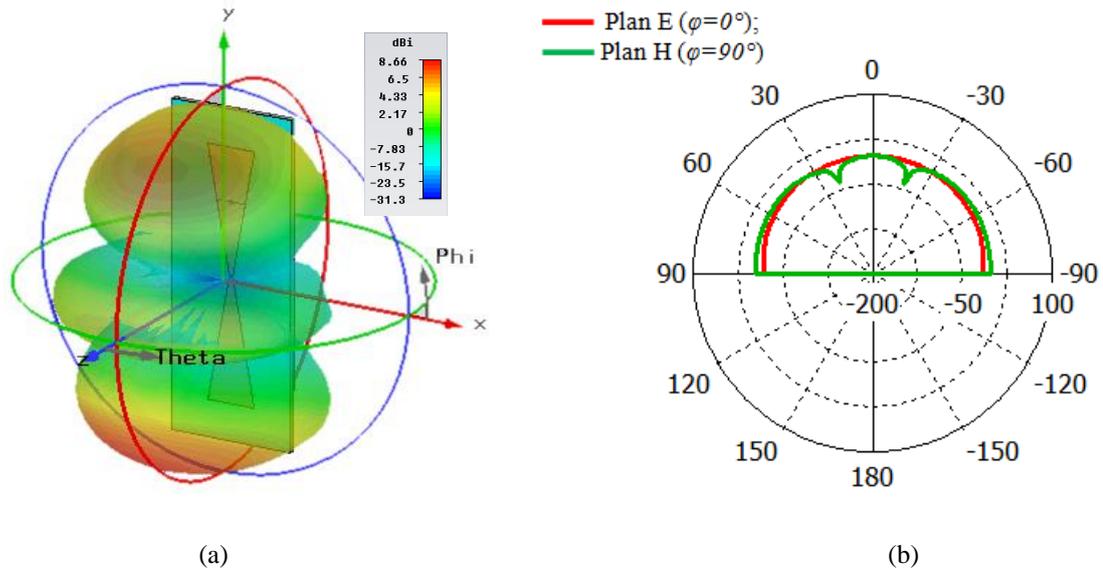


Figure IV. 16. Diagramme de rayonnement de l'antenne ($f = 5.59 \text{ GHz}$). (a) en 3D et (b) en polaire.

IV. 2. 5. Antenne pour LTE2300: 2.3–2.4 GHz

Au cours de cette section, une antenne destinée à l'application LTE2300 fonctionnant dans la gamme de fréquence 2.3–2.4 GHz sera optimisée et conçue en employant le modèle équivalent de l'antenne proposée. Le masque de l'antenne nœud-papillon est présenté sur la ci-dessous avec ces paramètres géométriques. Nous rappelons que cette antenne est alimentée via une sonde coaxiale dans le point est présenté sur la figure ci-dessous. Les deux éléments rayonnants sont identiques afin de permettre un fonctionnement mono-bande. Le dépôt métallique est imprimé sur la couche supérieure du substrat FR4 époxy d'épaisseur $h = 1.6 \text{ mm}$ et de permittivité relative $\epsilon_r = 4.47$.

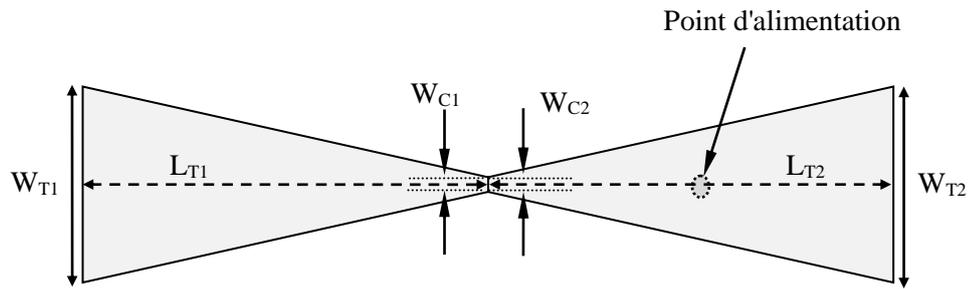


Figure IV. 17. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = W_{T2} = 18.149$ mm, $W_{C1} = W_{C2} = 1.392$ mm, $L_{T1} = L_{T2} = 47.5$ mm.

Le coefficient de réflexion montré par la figure IV.18 représente un caractère mono-bande. L'antenne utilisée reflète une bonne adaptation à la fréquence de résonance avec des pics respectivement de -26.64 dB, -29.25 dB et 36.99 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.

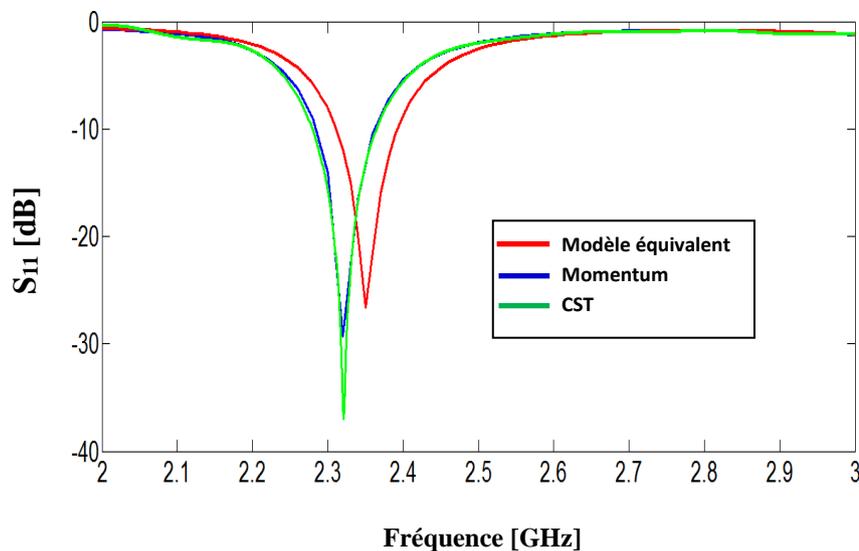


Figure IV. 18. Puissance réfléchie de l'antenne LTE2300.

Nous pouvons voir sur la Figure IV.19 le rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence qui varie de 2 GHz à 3 GHz.

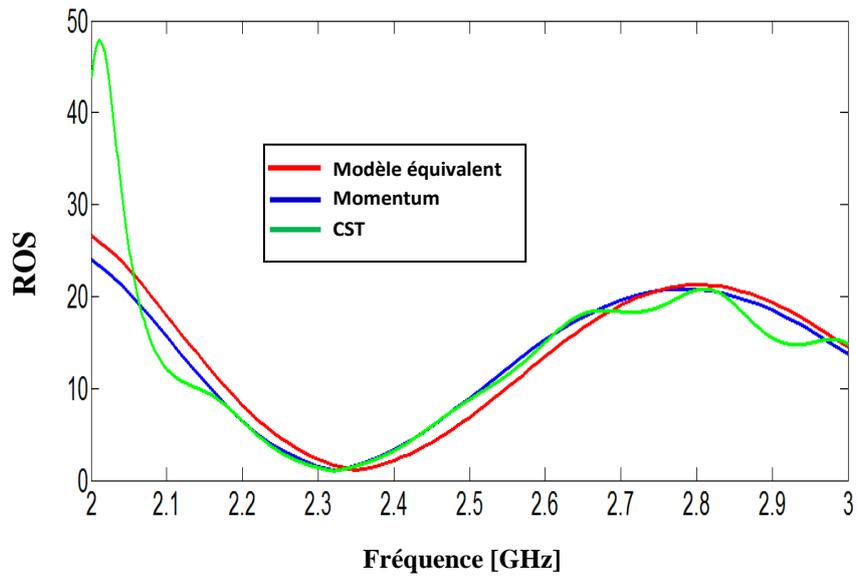


Figure IV. 19. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne LTE2300.

Aussi, on présente dans la figure IV.20 le diagramme de rayonnement en 3D et en polaire pour la fréquence de résonance 2.35 GHz, on remarque que l'antenne a un comportement omnidirectionnel dans les deux plans (E et H).

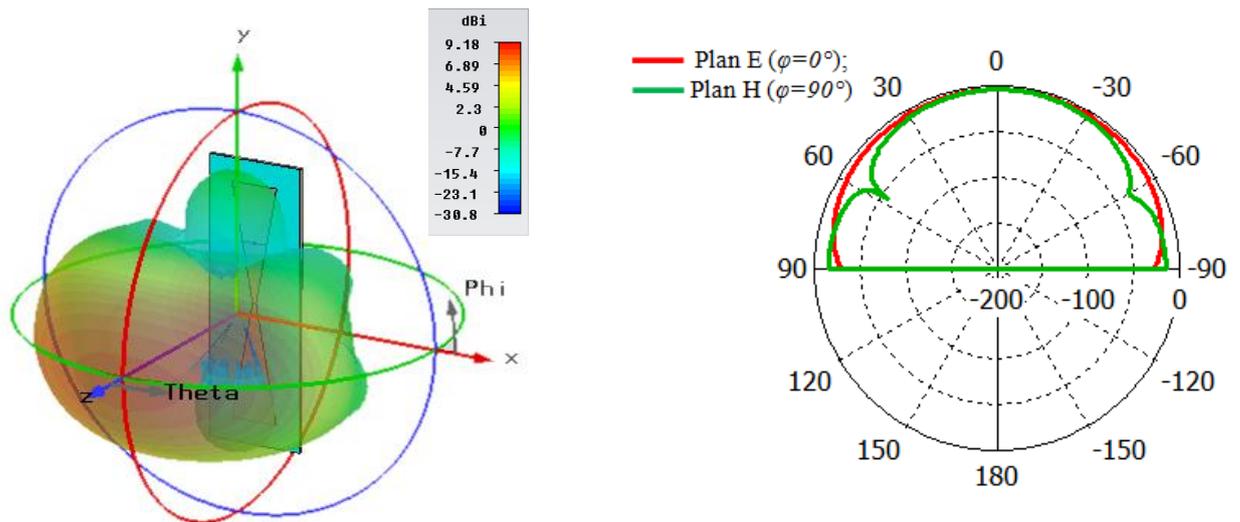


Figure IV. 20. Diagramme de rayonnement de l'antenne ($f=2.35$ GHz). (a) en 3D et (b) en polaire.

IV. 2. 6. Antenne pour LTE 2500: 2.5–2.69 GHz

Dans cette section nous allons présenter une antenne nœud-papillon permettant d'opérer dans la bande qui s'étend entre 2.5–2.69 GHz. Les paramètres physiques que celle des sections précédentes sont employées. La figure ci-dessous donne le masque de l'antenne optimisée pour LTE 2500.

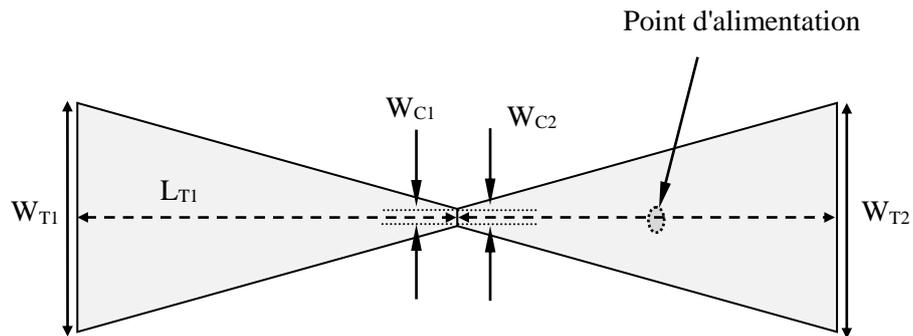


Figure IV. 21. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = W_{T2} = 16.897 \text{ mm}$, $W_{C1} = W_{C2} = 1.707 \text{ mm}$, $L_{T1} = L_{T2} = 43.07 \text{ mm}$.

Les figures IV.22 et IV.23 présentent respectivement la puissance réfléchie et le rapport d'ondes stationnaire de l'antenne LTE 2500.

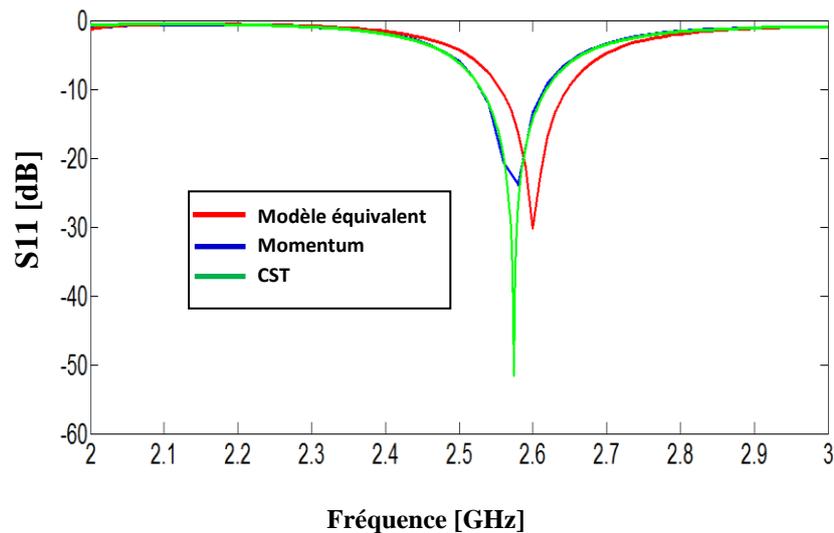


Figure IV. 22. La puissance réfléchie de l'antenne LTE 2500.

Nous constatons d'après la figure IV.22 que l'adaptation est inférieure à -20 dB autour de la fréquence de résonance $f=2.59$ GHz pour les différentes méthodes d'analyse.

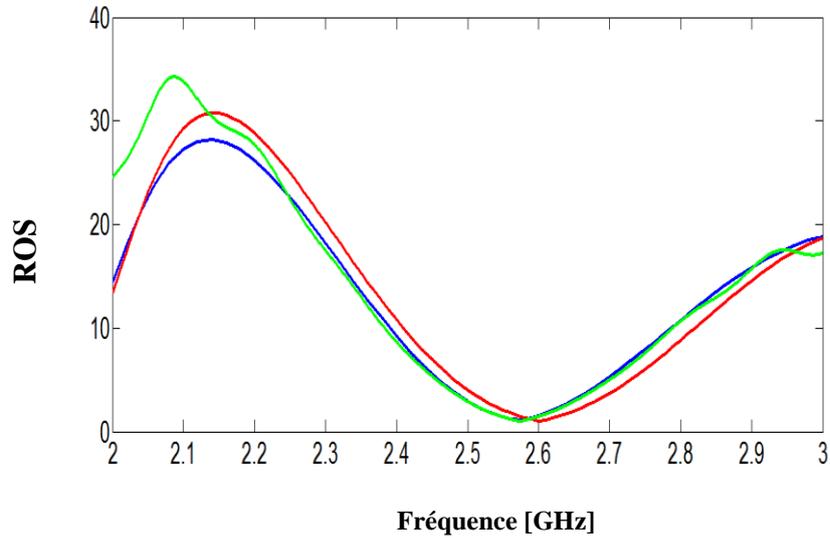


Figure IV. 23. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne LTE2500.

Le rapport d'onde stationnaire est inférieur à 2 au niveau de la fréquence de fonctionnement.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne tracé pour les différents plans à la fréquence $f=2.59$ GHz est représenté par la figure IV.24. Ce dernier donne un rayonnement omnidirectionnel, le résultat est bien visible sur le tracé en 3D.

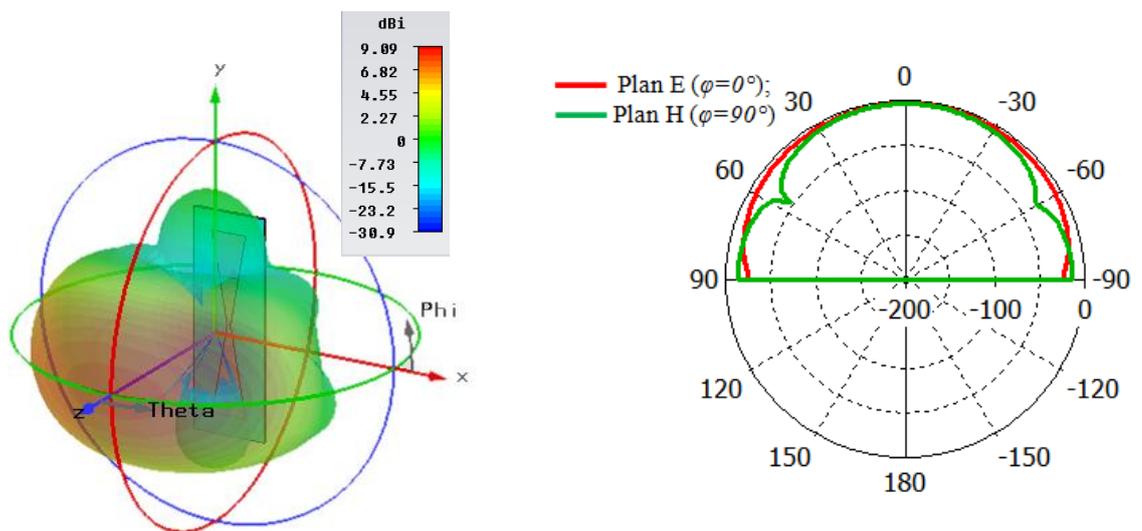


Figure IV. 24. Diagramme de rayonnement de l'antenne ($f=2.59$ GHz). (a) en 3D et (b) en polaire.

IV. 3. Antennes bi-bandes

Les antennes doubles bandes sont composées de deux éléments rayonnants de dimensions différentes ce qui donne un comportement bi-bande. Seulement les dimensions décident du sort du comportement de résonance de ces antennes. Un prototype a été réalisé afin de vérifier les performances de ces derniers et de comparer les fréquences de résonance trouvées en simulation.

IV. 3. 1. Antenne pour WLAN, BLUETOOTH (2.4–2.49 GHz) et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz

Le masque de l'antenne nœud papillon alimentée par sonde coaxiale couvrant la bande de fréquence WLAN, BLUETOOTH (2.4–2.49 GHz) et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz est illustré sur la figure ci-dessous, cette dernière se compose de deux éléments non identiques.

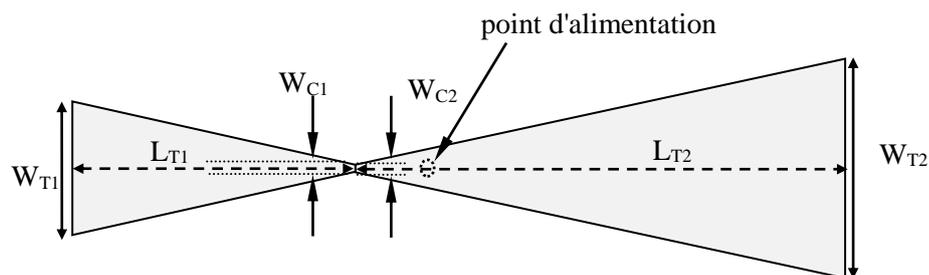


Figure IV. 25. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 14.118 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.148 \text{ mm}$, $L_{T1} = 36.78 \text{ mm}$, $W_{T2} = 23.594 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.148 \text{ mm}$, $L_{T2} = 63.66 \text{ mm}$.

La puissance réfléchie de l'antenne bi-bande est illustrée sur la figure IV.26.

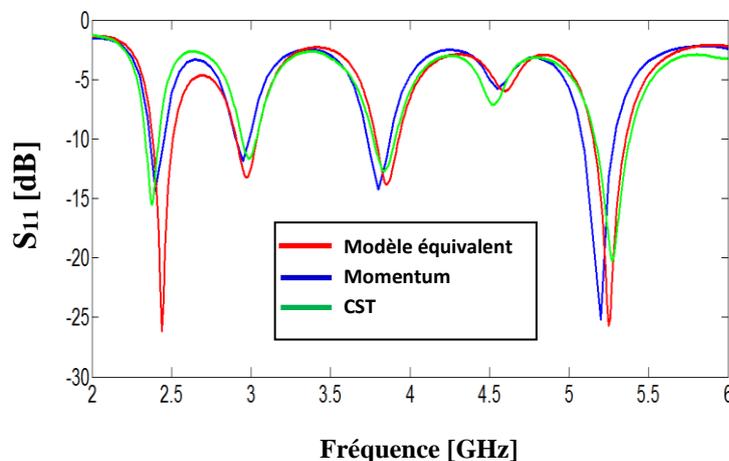


Figure IV. 26. La puissance réfléchie de l'antenne bi-bande

D'après la figure ci-dessus, la couverture des deux bandes de fréquences désirées est parfaite. On observe qu'à la fréquence de résonance de 2.44 GHz, le coefficient de réflexion est respectivement de -26.13 dB, -14.36 dB et -17.33 obtenu par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments et la technique d'intégration finie de CST. La deuxième fréquence de résonance observée est de 5.25GHz avec un coefficient de réflexion respectivement de -25.7 dB, -25.2 dB et -19.98 dB trouvé par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments et la technique d'intégration finie de simulateur CST Microwave studio. Le rapport d'onde stationnaire est présenté sur la figure IV. 27, on le constate inférieur a 2 aux niveaux des deux fréquences résonantes.

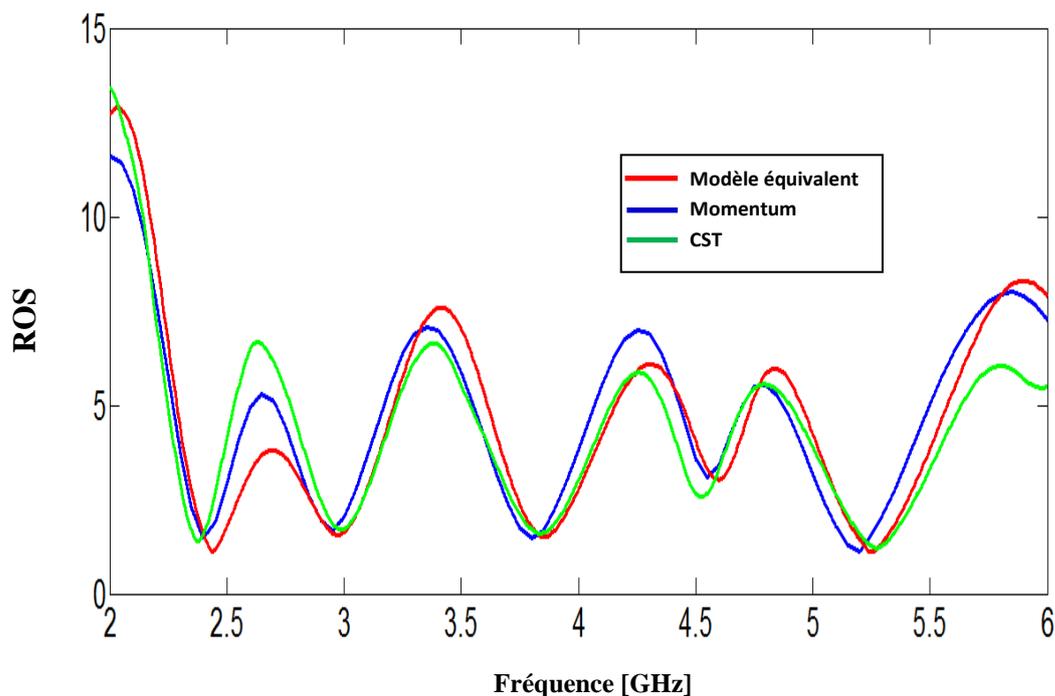


Figure IV. 27. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les figures IV.28 et IV.29 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les deux fréquences de résonance 2.44 GHz et 5.25 GHz.

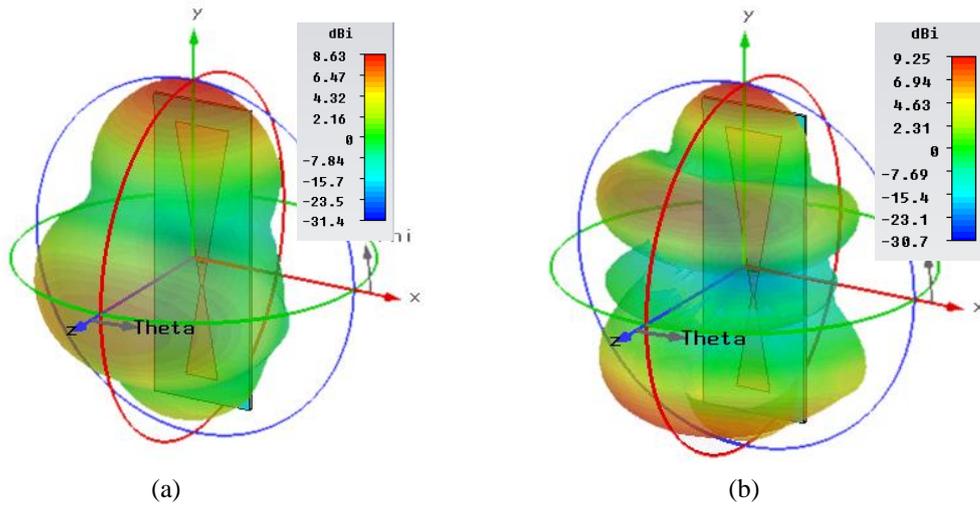


Figure IV. 28. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

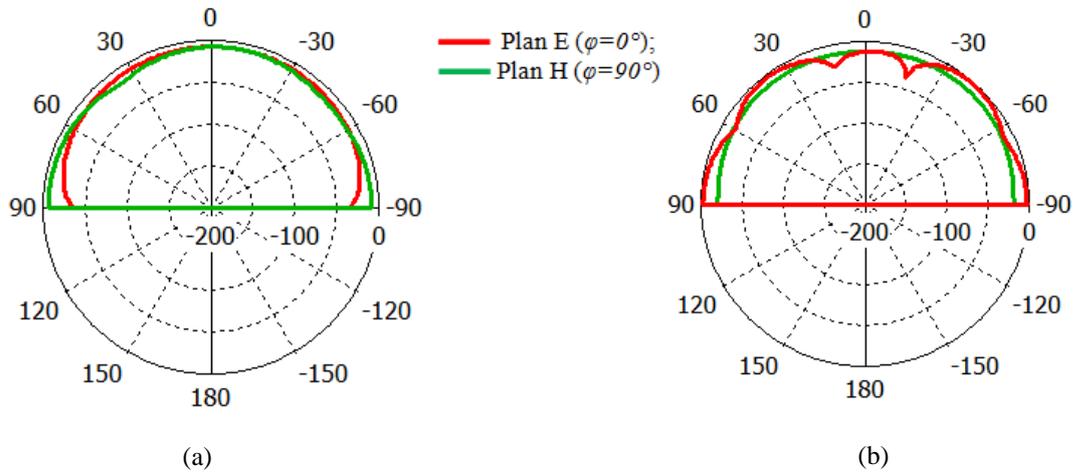


Figure IV. 29. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne bi-bande en coordonnées polaire prennent la même géométrie graphique sous forme de cercle pour les deux fréquences ce qui indique que le rayonnement est omnidirectionnel.

IV. 3. 2. Antenne pour WLAN, Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WiMAX: 3.4–3.6 GHz

L'objectif de cette section est de concevoir une antenne bi-bande pour les applications WLAN, Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WiMAX: 3.4–3.6 GHz, en employant le modèle équivalent de l'antenne bowtie bi-bande dans le cas d'une alimentation par sonde coaxiale présenté dans le chapitre II.

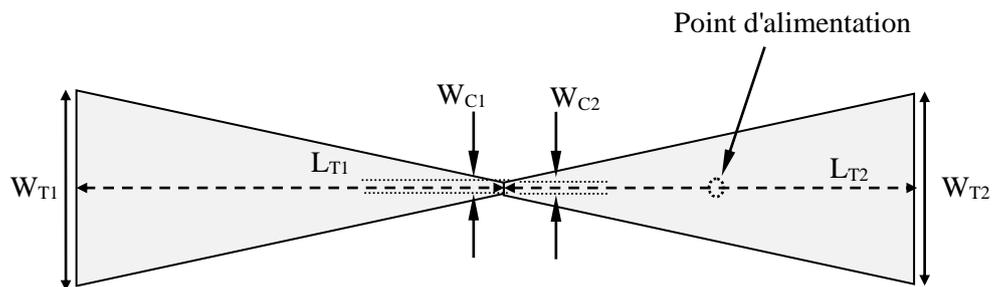


Figure IV. 30. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 17.762 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.099 \text{ mm}$, $L_{T1} = 42.27 \text{ mm}$, $W_{T2} = 16.728 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.099 \text{ mm}$, $L_{T2} = 44.44 \text{ mm}$.

Le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne sont schématisés sur les figures IV.31 et IV.32.

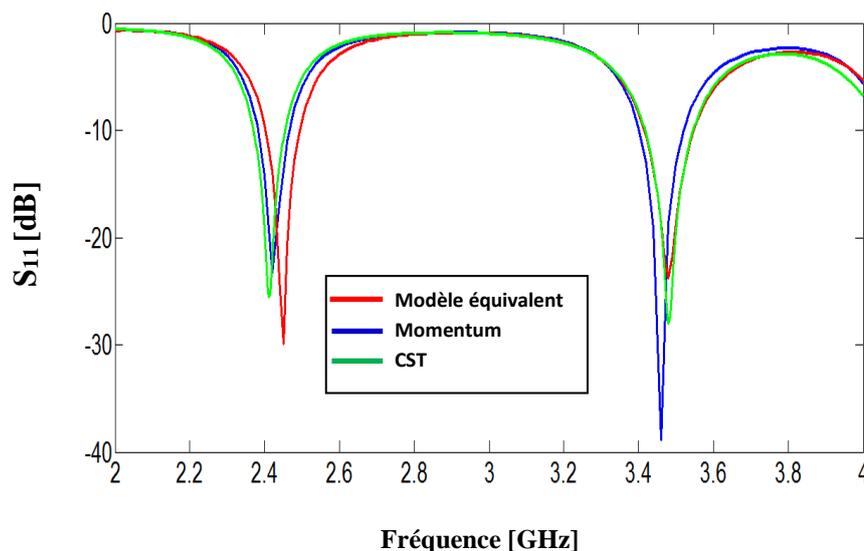


Figure IV. 31. La puissance réfléchie de l'antenne bi-bande.

L'antenne double bande fonctionne sur les bandes passantes couvrant les deux applications visées, à savoir le Bluetooth (2.4–2.49 GHz) et WiMAX (3.4–3.6 GHz), avec une

bonne adaptation de -29.87 dB à la fréquence 2.44 GHz et de -23.8 dB à la fréquence 3.5 GHz pour le modèle électrique équivalent. Cependant, les résultats obtenus par les deux autres méthodes sont meilleurs. Le rapport d'onde stationnaire obtenu par le modèle électrique équivalent est en bon accord avec la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST comme l'indique la Figure IV. 32.

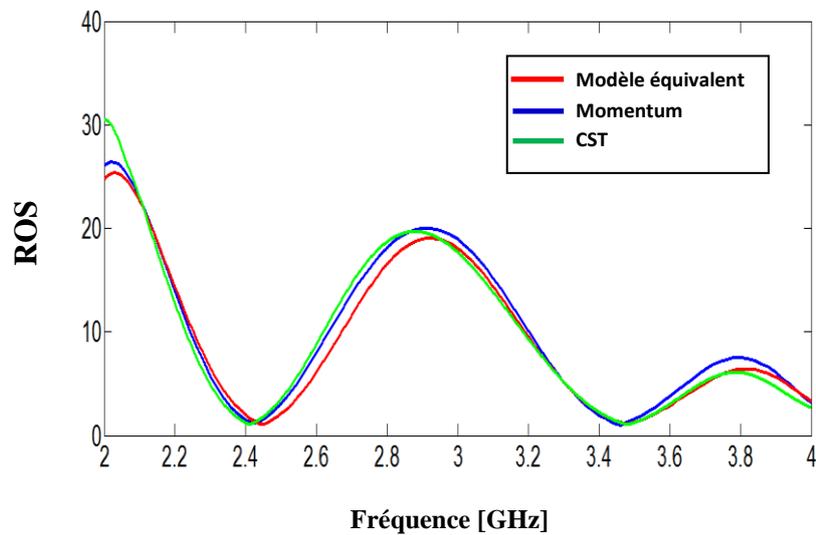


Figure IV. 32. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les figures IV.33 et IV.34 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les fréquences de résonance 2.44 GHz et 3.5 GHz.

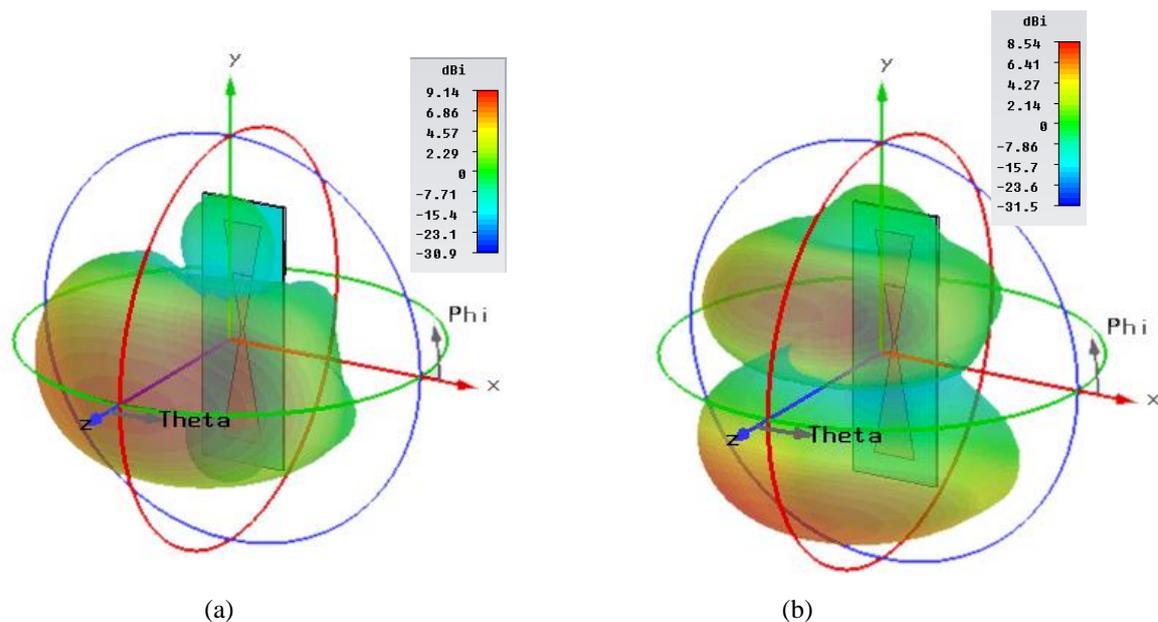


Figure IV. 33. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f = 2.44$ GHz) et (c) ($f = 3.5$ GHz).

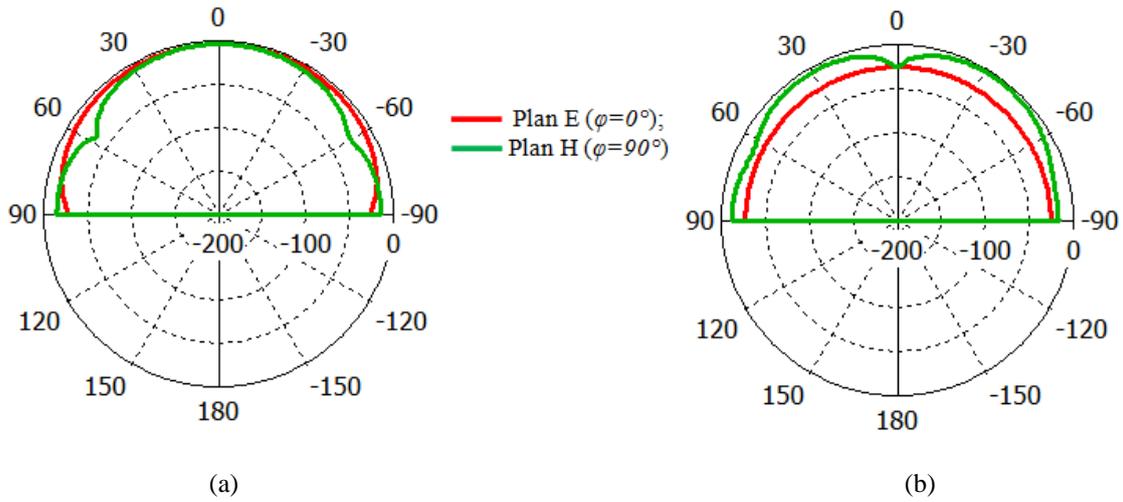


Figure IV. 34. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) et (c) ($f= 3.5$ GHz).

IV. 3. 3. Antenne pour WLAN, Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz

Dans cette partie de section, nous avons focalisé notre effort sur l'optimisation et la conception d'une antenne bi-bande opérant dans des bandes très employées pour les applications sans fil il s'agit du WLAN, Bluetooth: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz. L'antenne dans ce cas de figure est alimentée par une sonde coaxiale d'impédance d'entrée de 50 Ohm. L'opération d'optimisation a été achevée en employant le modèle équivalent proposé au niveau du chapitre II. Le masque de l'antenne proposée est illustré sur la figure ci-dessous.

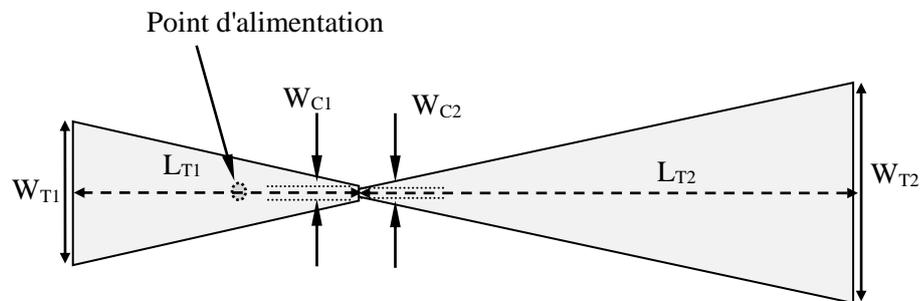


Figure IV. 35. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 17.414$ mm, $W_{C1}= 1.796$ mm, $L_{T1}=44.29$ mm, $W_{T2}= 28.035$ mm, $W_{C2}= 0.850$ mm, $L_{T2}=77.1$ mm.

Les figures IV.36 et IV.37 montrent respectivement le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne bi-bande.

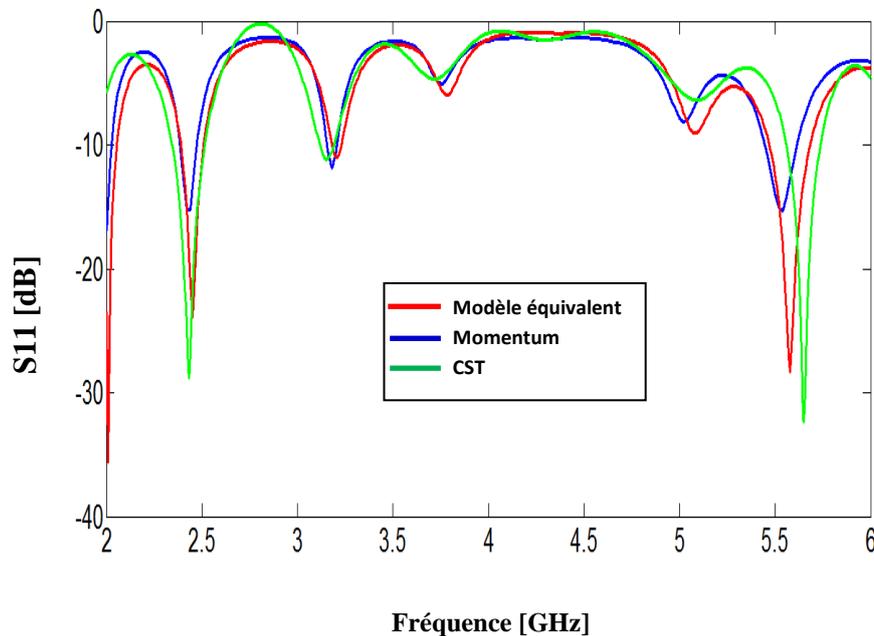


Figure IV. 36. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne bi-bande alimentée par sonde coaxiale.

D'après ces figures on remarque bien que l'antenne présente un comportement bi-bande où on trouve deux pics de résonance à la fréquence 2.44 GHz et 5.6 GHz pour les trois méthodes utilisées. Dans la bande de fréquence inférieure allant de [2.4 GHz- 2.48 GHz] les pics de résonance sont respectivement de l'ordre de: - 23.89 dB, -15.19 dB et de -28.77 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, Momentum et CST MW Studio. Dans la bande de fréquence supérieure allant de [5.45 GHz-5.73 GHz] les pics sont respectivement de l'ordre de -28.35 dB, -15.28 dB et de -32.31 dB trouvés par le modèle électrique équivalent, Momentum et CST MW Studio. Les courbes trouvées dans la figure du rapport d'onde stationnaire sont superposées au niveau des deux fréquences de résonance. Cependant, on note un ROS inférieur à 2.

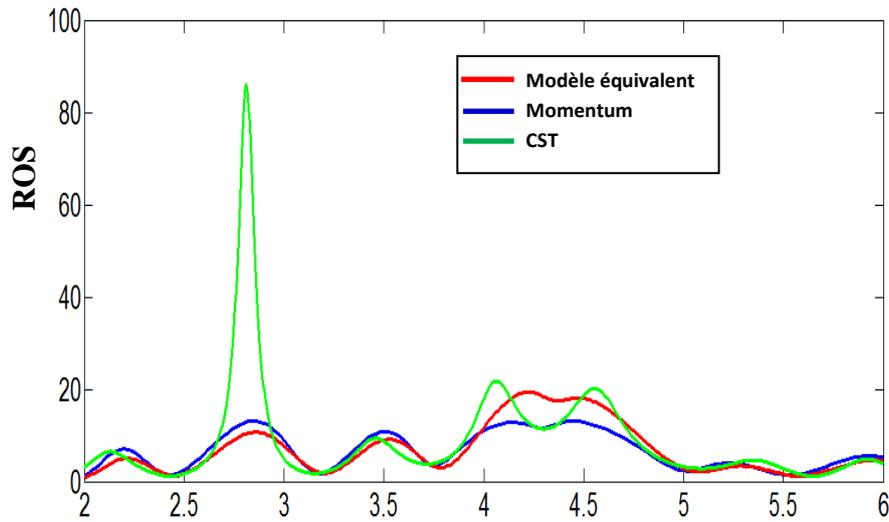


Figure IV. 37. Rapport d'onde stationnaire obtenu par le modèle de la ligne de transmission et Momentum et CST MW Studio.

Les figures IV.38 et IV.39 schématisent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les fréquences de résonance 2.44 GHz et 5.6 GHz.

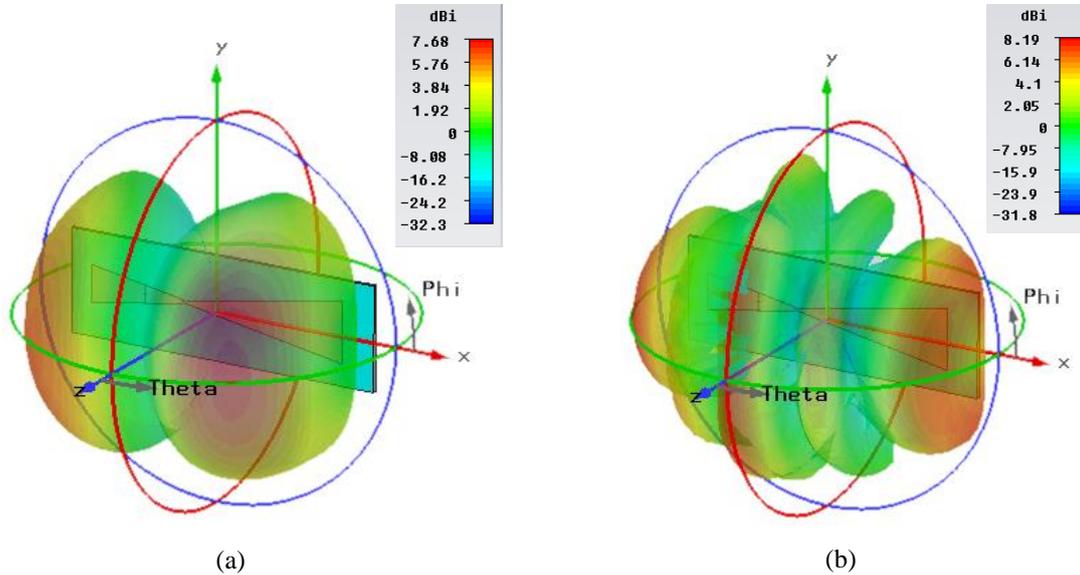


Figure IV. 38. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) et (c) ($f= 5.6$ GHz).

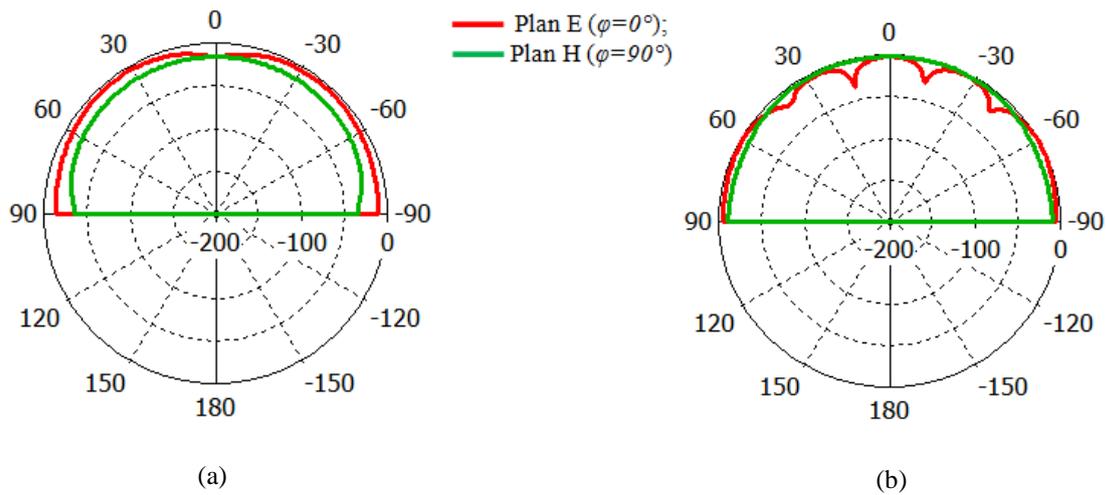


Figure IV. 39. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) et (c) ($f= 5.6$ GHz).

IV. 3. 4. Antenne pour WLAN, BLUETOOTH: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII high band): 5.725–5.852 GHz

Nous entamons ici l'optimisation d'une antenne bowtie dont les tapers sont de tailles différentes afin de permettre un fonctionnement pour WLAN, BLUETOOTH: 2.4–2.49 GHz et WLAN (U-NII high band): 5.725–5.852 GHz. Bien entendu, l'antenne est alimentée à travers une sonde coaxiale dans un point obtenu par optimisation en utilisant le modèle équivalent approprié. La géométrie de l'antenne est illustrée sur la figure ci-dessous.

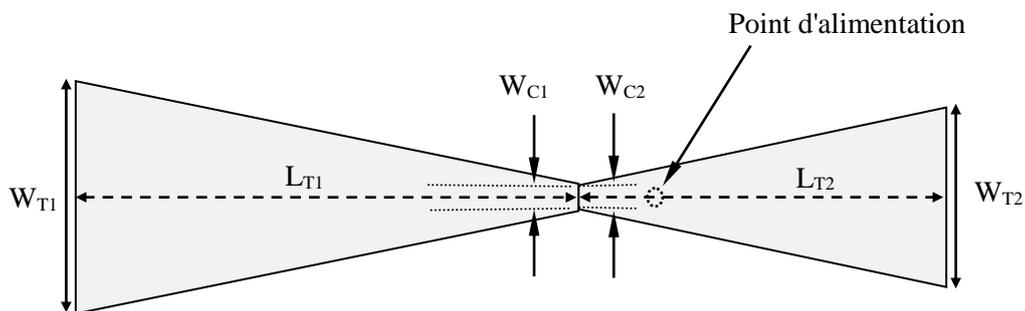


Figure IV. 40. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 15.327$ mm, $W_{C1}= 1.843$ mm, $L_{T1}=38.25$ mm, $W_{T2}= 11.929$ mm, $W_{C2}= 1.843$ mm, $L_{T2}=28.57$ mm.

Le module du coefficient de réflexion simulé ainsi que le rapport d'onde stationnaire sont tracés respectivement sur les Figures IV.41 et IV.42.

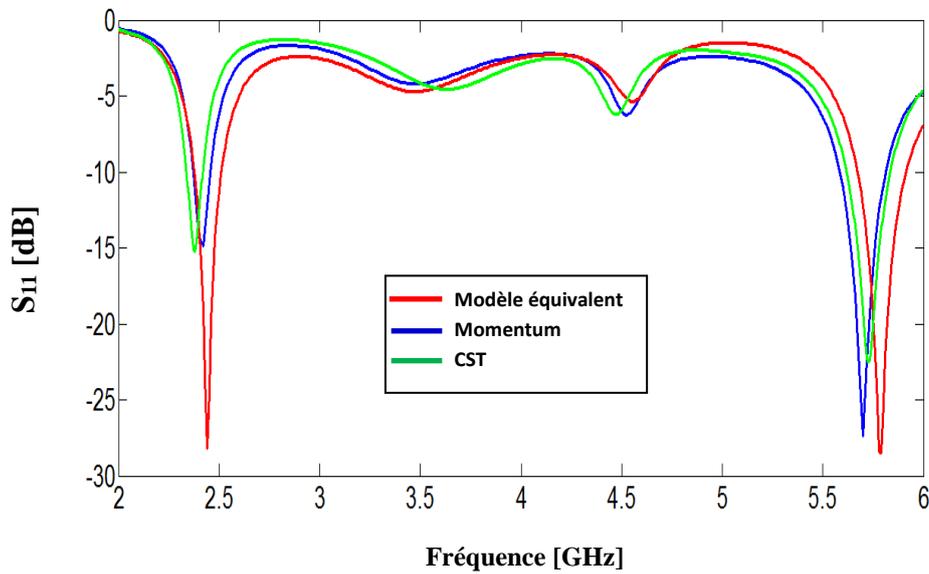


Figure IV. 41. Coefficient de réflexion de l'antenne bi-bande.

Selon la Figure IV.41, deux bandes simulées adaptées allant de [2.4–2.49 GHz] et de [5.725–5.852 GHz] pour $S_{11} < -9.54$ dB. Nous observons un bon accord entre le résultat du modèle électrique équivalent MEE et la méthode MOM de Momentum et FIT de CST.

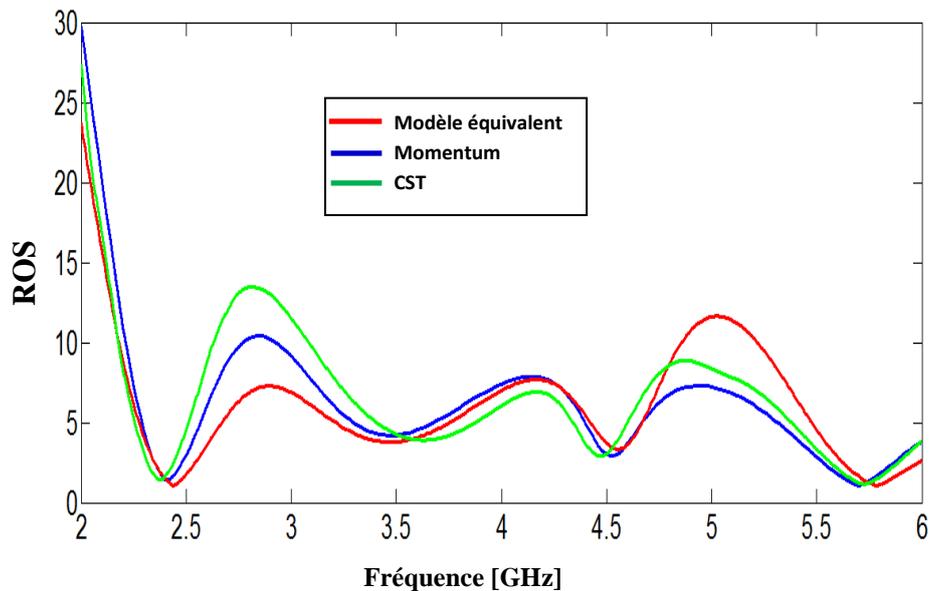


Figure IV. 42. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne bi-bande en 3D et en coordonnées polaire dans les deux plans E ($\Phi=0^\circ$) et H ($\Phi=90^\circ$) sont illustrés respectivement sur les figures IV. 43 et IV.44.

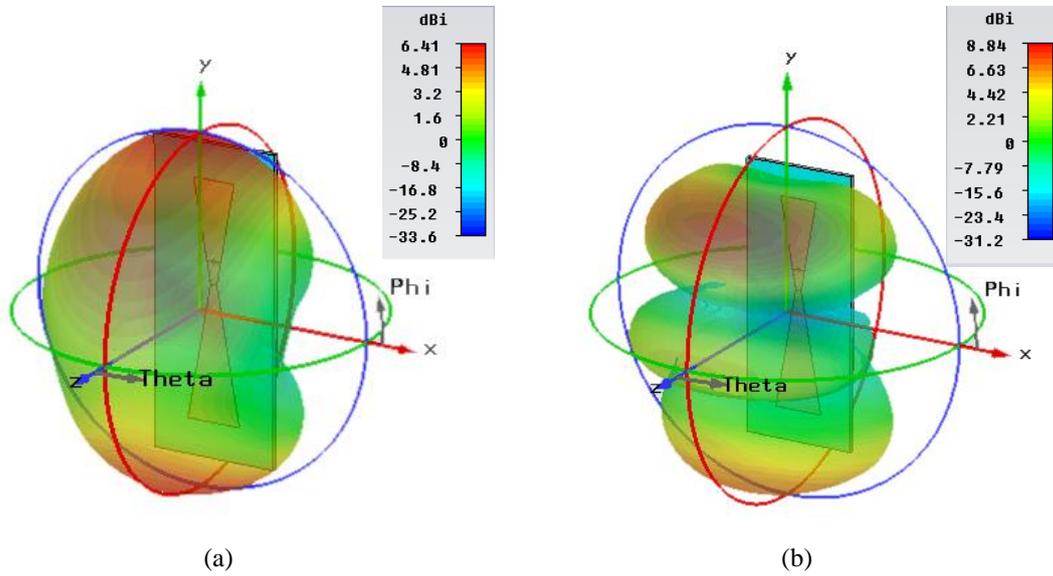


Figure IV. 43. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

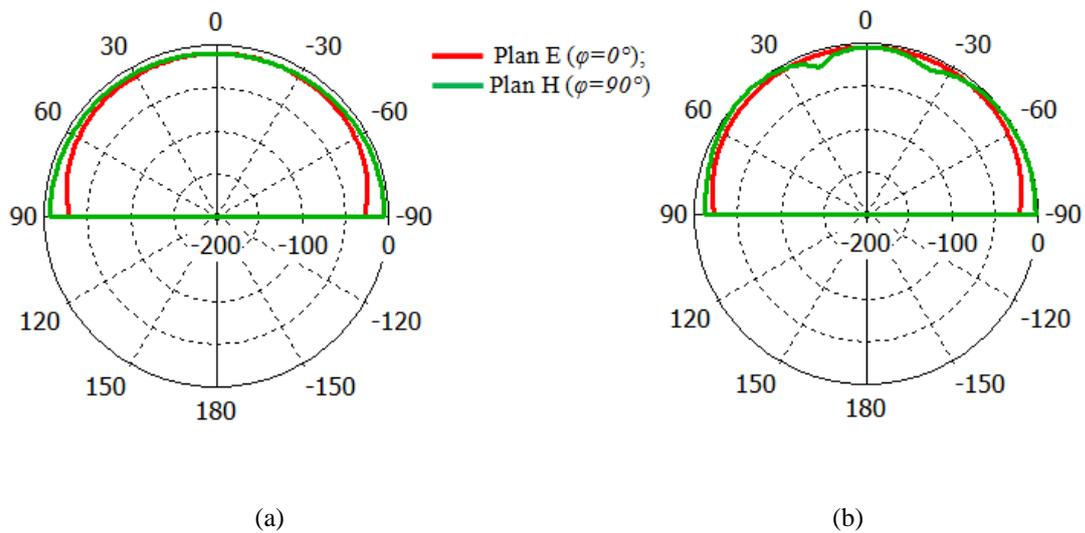


Figure IV. 44. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 3. 5. Antenne pour WiMAX : 3.4–3.6 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz

Toujours dans le processus de validation du modèle proposé et la conception de nombreuses topologies d'antennes pour les applications sans fil, nous proposons ici dans cette section une antenne bowtie composée de deux tapers de géométries différentes pour WiMAX : 3.4–3.6 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz on employant notre modèle proposé. Il est important de rappeler qu'une alimentation par sonde a été utilisée dans ce cas de figure. Le masque de cette antenne est présenté sur la figure ci-dessous.

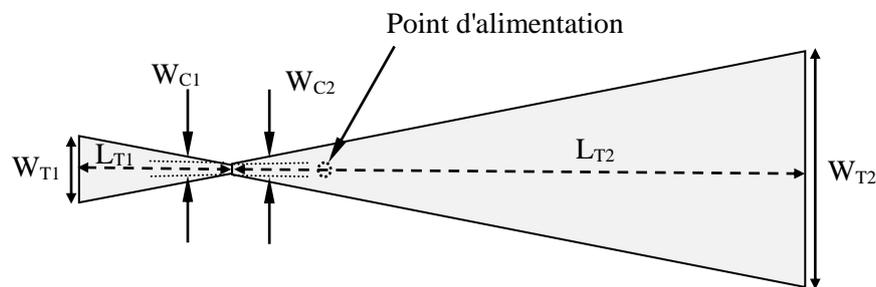


Figure IV. 45. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=7.532 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.174 \text{ mm}$, $L_{T1}=78.03\text{mm}$, $W_{T2}=25.586 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.174 \text{ mm}$, $L_{T2}=69.22\text{mm}$.

Le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire sont montrés respectivement sur les figures IV.46 et IV.47.

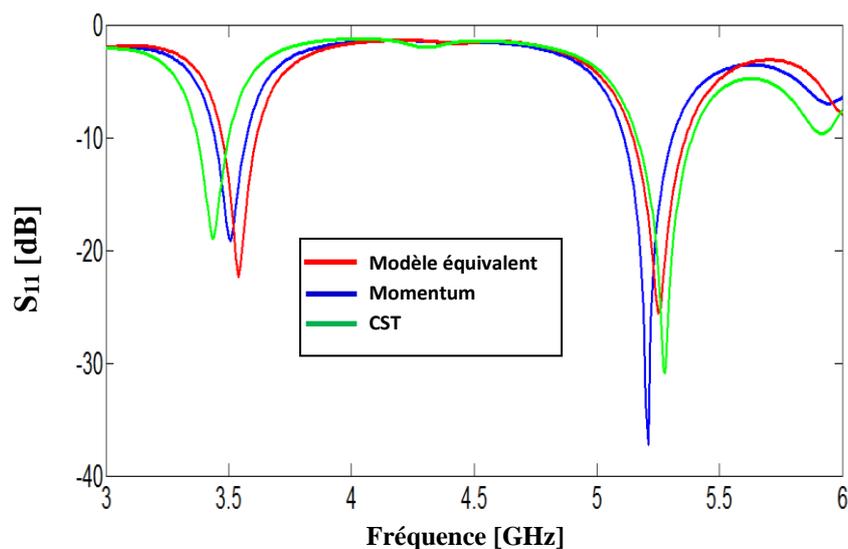


Figure IV. 46. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne.

Les résultats de la figure IV.46 montrent que l'antenne résonne à deux fréquences pour les trois simulations. La bande de fréquence inférieure est autour de 3.5 GHz avec des coefficients de réflexion respectivement de -22.32 dB, -19.12 dB et -18.77 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, Momentum et CST MW Studio. La bande de fréquence supérieure est autour de 5.25 GHz avec des coefficients de réflexion de -25.65 dB, -37.24 dB et -30.8 dB obtenus par la méthode MLT, la méthode MOM et la technique TIF. En remarque une faible différence au niveau de ces fréquences.

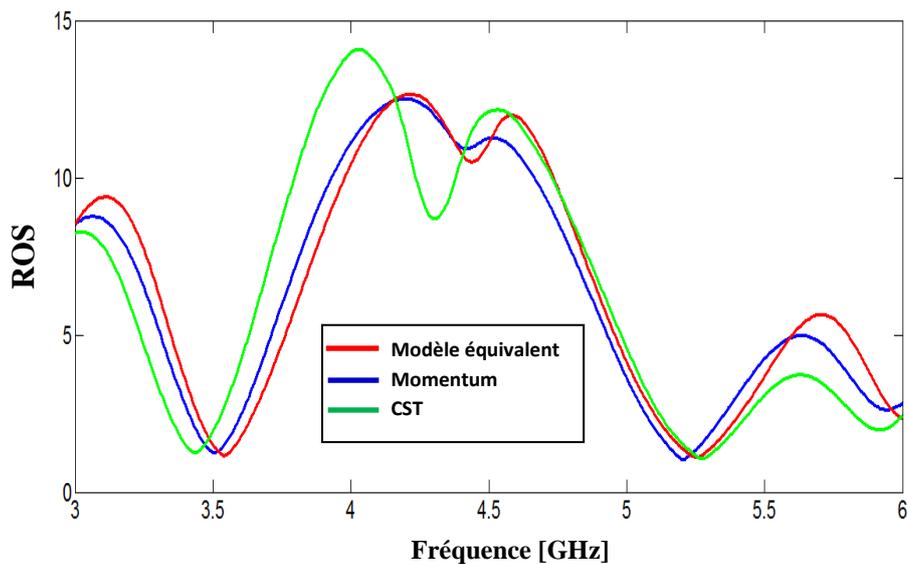


Figure IV. 47. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne

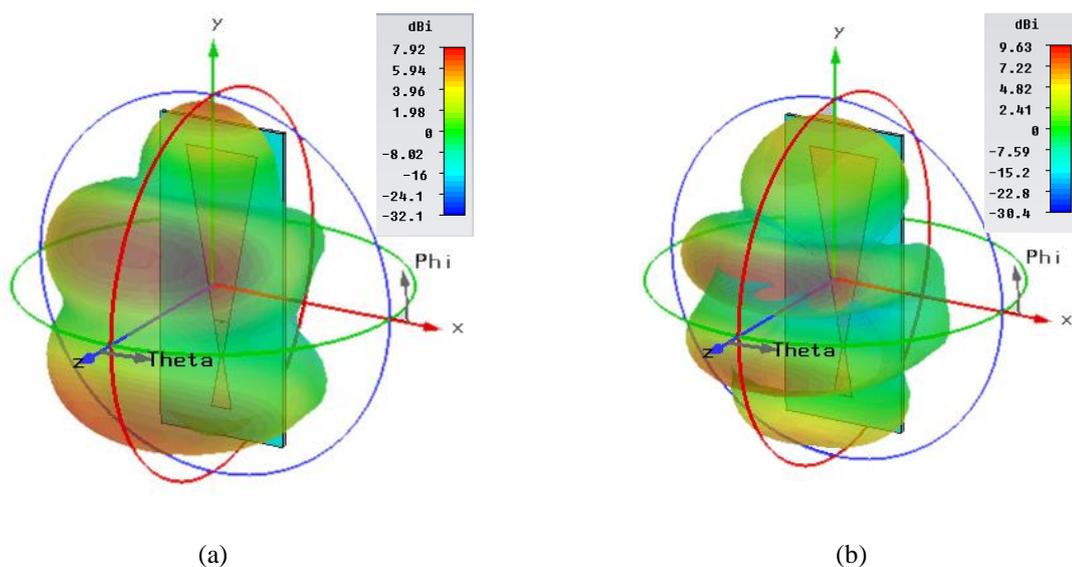


Figure IV. 48. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

En ce qui concerne les diagrammes de rayonnements dans le Plan E et le Plan H, ils sont similaires.

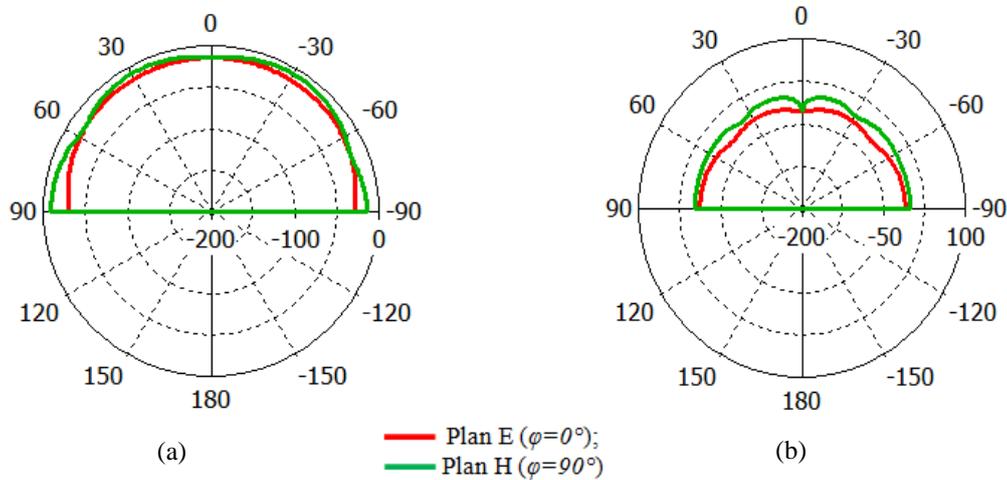


Figure IV. 49. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f = 3.5$ GHz) et (c) ($f = 5.25$ GHz).

IV. 3. 6. Antenne pour LTE2300 : 2.3–2.4 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz

Nous exposons dans cette section une antenne pour LTE2300 : 2.3–2.4 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz après optimisation en utilisant le modèle équivalent de l'antenne bi-bande présenté dans le chapitre II. Le masque de cette antenne est illustré sur la figure ci-dessous.

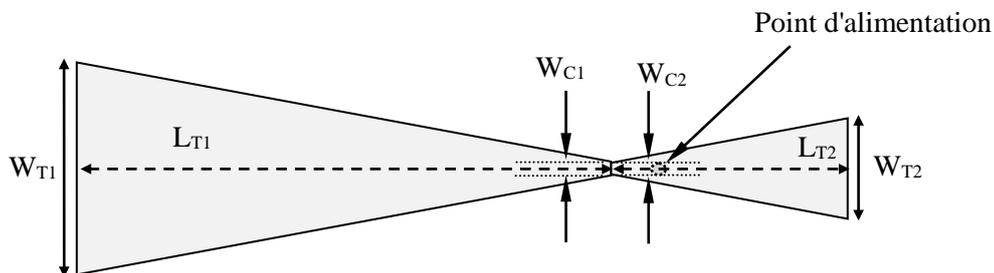


Figure IV. 50. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 27.105$ mm, $W_{C1} = 1.867$ mm, $L_{T1} = 71.58$ mm, $W_{T2} = 13.012$ mm, $W_{C2} = 1.861$ mm, $L_{T2} = 31.62$ mm.

La simulation du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne est montrée dans la figure IV. 51.

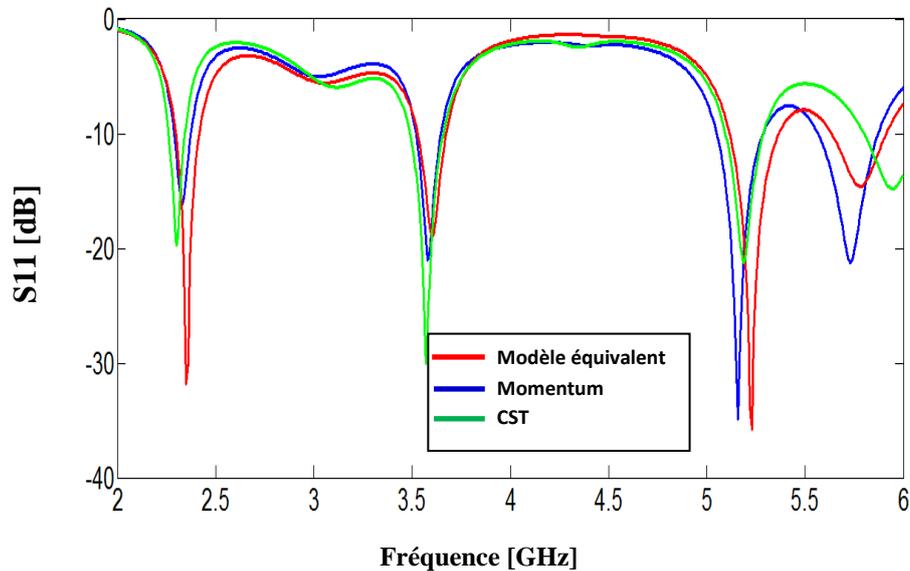


Figure IV. 51. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle de la ligne de transmission, la méthode des moments de Momentum et la méthode d'intégration finie.

La représentation du coefficient de réflexion simulé par les trois méthodes montre l'apparition de deux fréquences de résonance avec des valeurs de S_{11} inférieur à -9.54 dB, ce qui veut dire une bonne adaptation aux niveaux de ces fréquences. Les pics de résonance enregistrés à la première fréquence de fonctionnement sont respectivement de l'ordre de -31.78 dB, -16.22 dB et de -19.6 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST. A la deuxième fréquence de résonance on a enregistré des pics respectivement de l'ordre de -35.8 dB, -34.9 dB et de -21.16 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST. La figure IV.52 illustre le rapport d'onde stationnaire dans la gamme de fréquence entre 2 et 6 GHz.

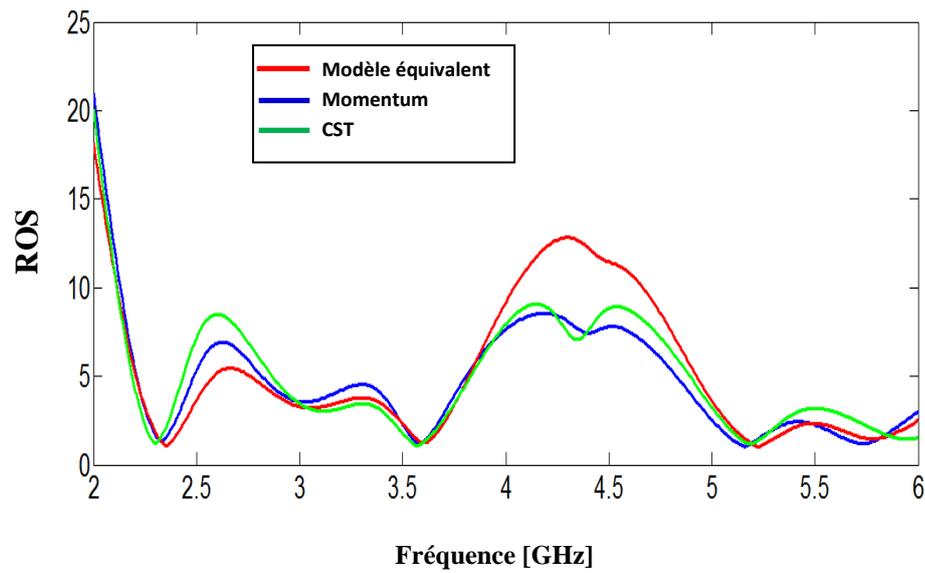


Figure IV. 52. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Comme montre la figure IV. 52, le rapport d'onde stationnaire est inférieur à 2 pour les deux fréquences de résonance. Ceci implique que l'antenne présente une très bonne adaptation. Nous présentons successivement sur les figures IV. 53, et IV. 54 le diagramme de rayonnement en trois dimensions, en polaire aux fréquences 2.35 GHz et 5.25 GHz.

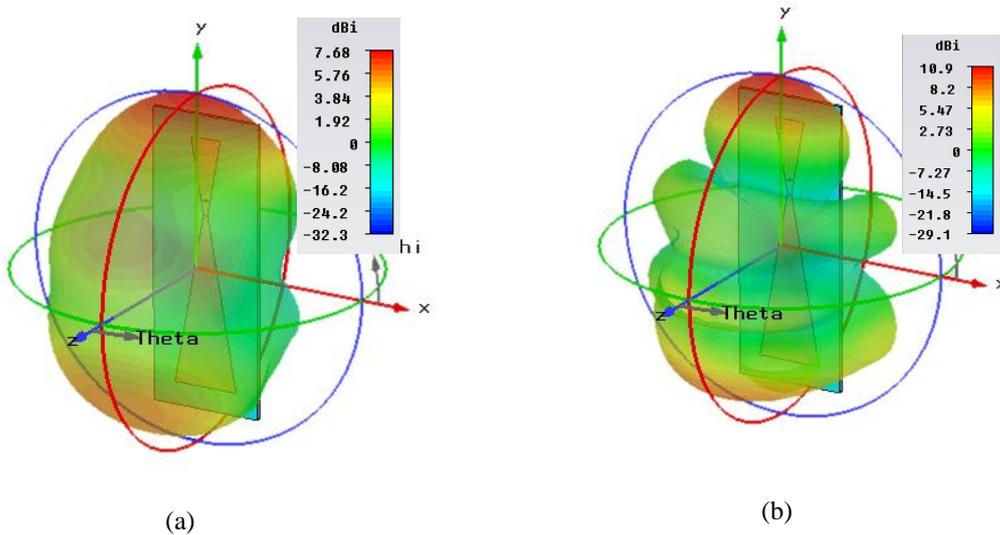


Figure IV. 53. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

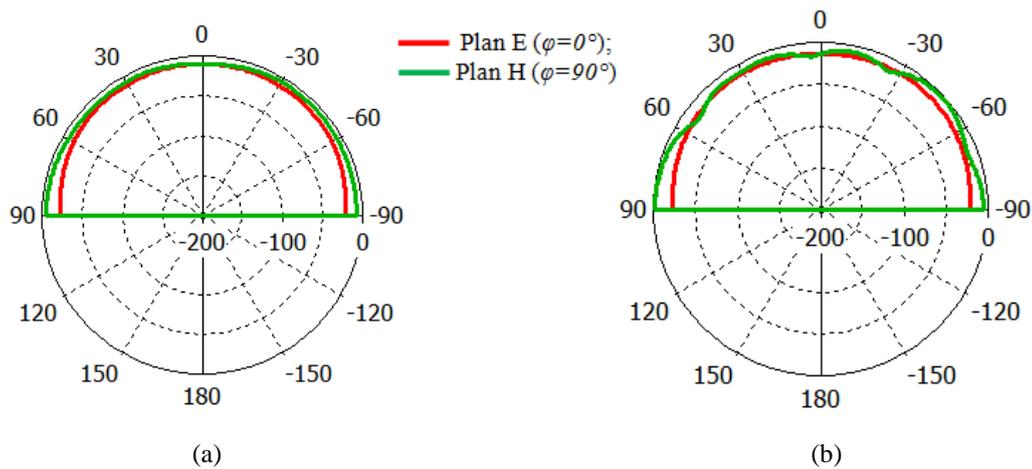


Figure IV. 54. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

IV. 3. 7. Antenne pour LTE2500 : 2.5–2.69 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz

Une nouvelle configuration d'antenne bowtie dédiée aux applications sans fil basé sur le modèle équivalent précis est conçue. La configuration simple de l'antenne proposée permet un fonctionnement multi fréquence pour LTE2500 : 2.5–2.69 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15–5.35 GHz. La configuration de cette antenne après optimisation avec les dimensions en mm est présentée sur la figure ci-dessous.

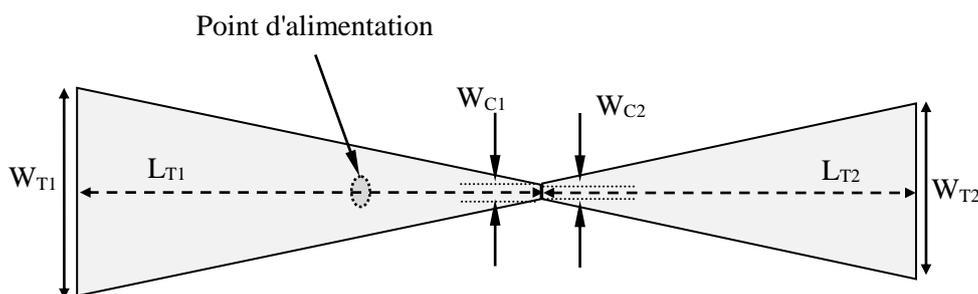


Figure IV. 55. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=18.438$ mm, $W_{C1}=1.51$ mm, $L_{T1}=48$ mm, $W_{T2}=15.363$ mm, $W_{C2}=1.563$ mm, $L_{T2}= 39.13$ mm.

On constate que cette antenne résonne dans deux bandes de fréquences différentes comme le montre la Figure IV.56.

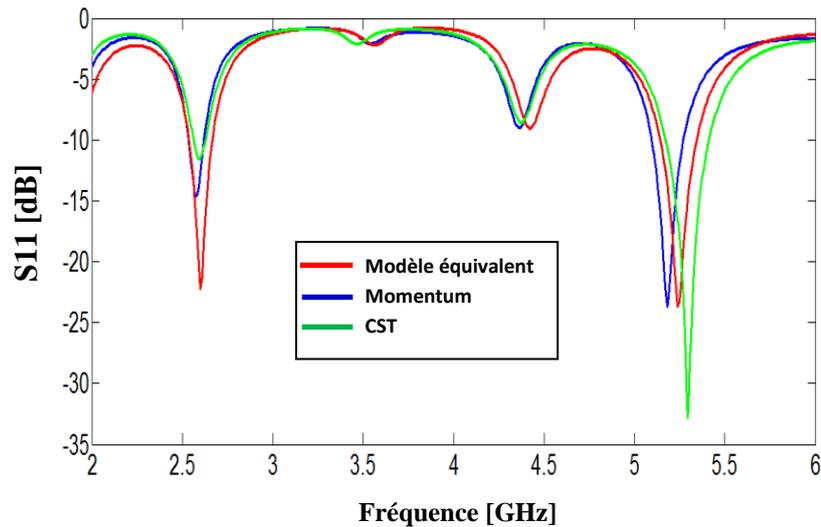


Figure IV. 56. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

La simulation obtenue par le modèle électrique équivalent montre un fonctionnement bi-bande de l'antenne opérant à 2.6 GHz et 5.24 GHz avec un niveau d'amplitude respectivement de -22.27 dB et -23.68 dB. Les résultats trouvés par la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST sont en très bon accord avec la méthode de base.

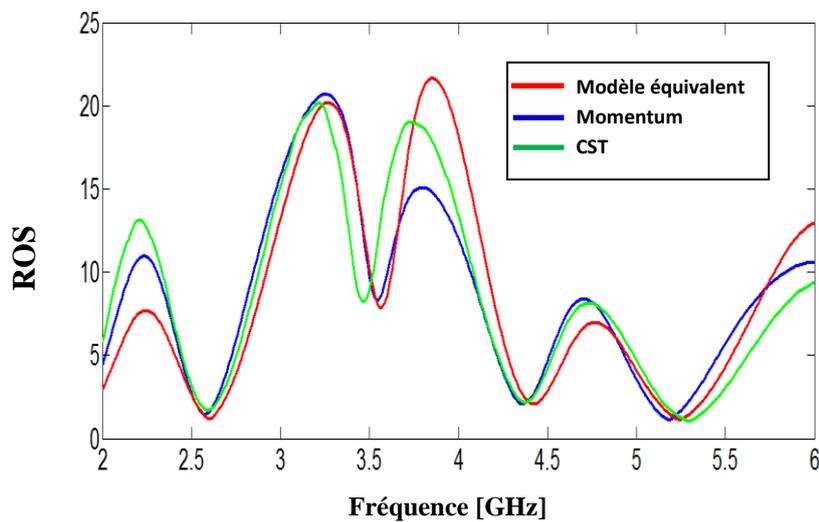


Figure IV. 57. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les caractéristiques de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne pour les deux fréquences de résonance sont présentées dans la figure IV.58 et IV.59.

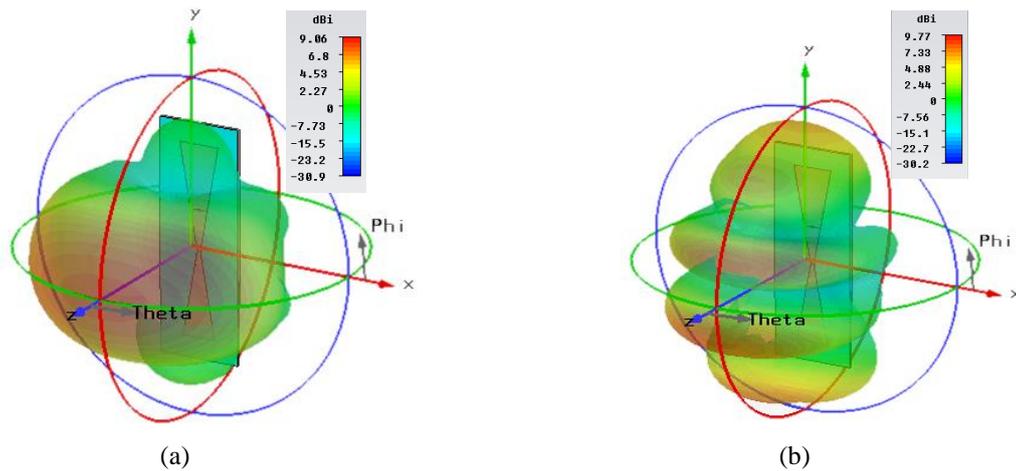


Figure IV. 58. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

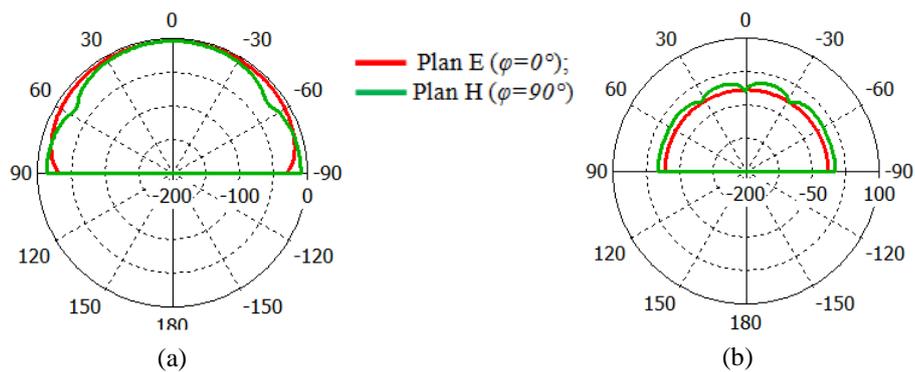


Figure IV. 59. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

IV. 3. 8. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz

Dans cette section, nous avons optimisé l'antenne pour fonctionner à deux fréquences: 2.35 GHz et 5.79 GHz pour respectivement les applications LTE2300 et WLAN (U-NII high band). Le masque de cette antenne bi-fréquence est schématisé sur la figure ci-dessous. Il est nécessaire de rappeler qu'une alimentation via une sonde coaxiale est employée dont la

position a été trouvée par optimisation en employant le modèle équivalent proposé dans le chapitre II dans le cas des antennes bi-bandes alimentées par sonde coaxiale.

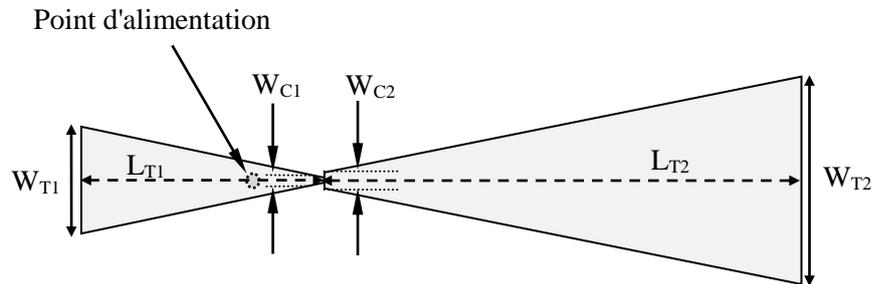


Figure IV. 60. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=13.485 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.154 \text{ mm}$, $L_{T1}=34.9 \text{ mm}$, $W_{T2}=26.308 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.997 \text{ mm}$, $L_{T2}=68.94 \text{ mm}$.

Nous présentons respectivement sur les Figures IV. 61 et IV.62 le coefficient de réflexion S_{11} et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne bi-bande.

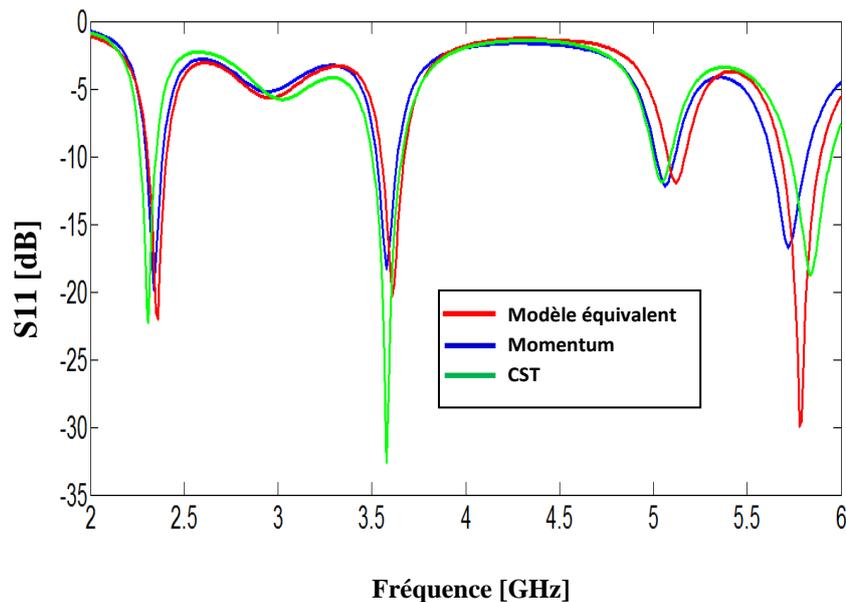


Figure IV. 61. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

Comme nous pouvons le constater sur la Figure IV.61, le coefficient de réflexion est inférieur à -9.54 dB dans les deux bandes de fréquence allant de (2.3–2.4 GHz) et (5.725–5.852 GHz) pour les trois méthodes utilisées. En outre, un bon accord entre les résultats de simulation obtenu du rapport d'onde stationnaire.

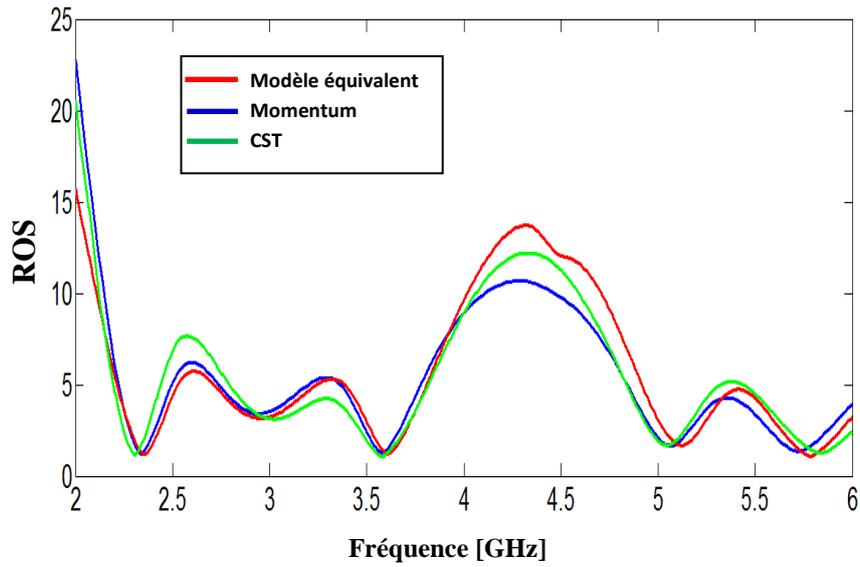


Figure IV. 62. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Nous présentons dans les figures IV. 63 et IV. 64 les diagrammes de rayonnement en 3D et polaire dans les différents plans à la fréquence 2.35 GHz et 5.79 GHz.

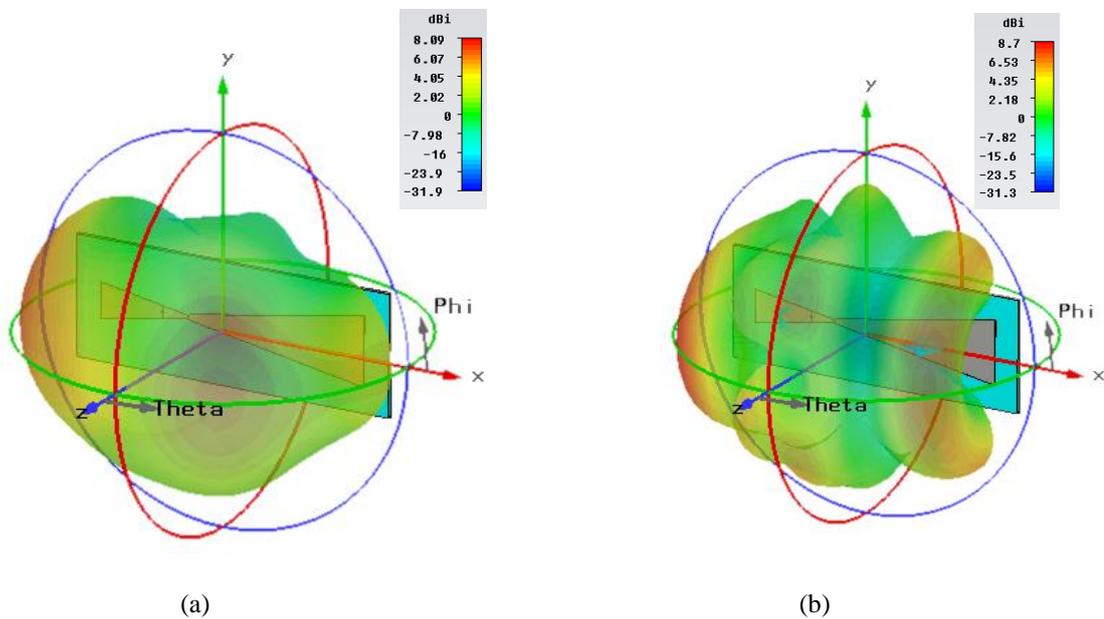


Figure IV. 63. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

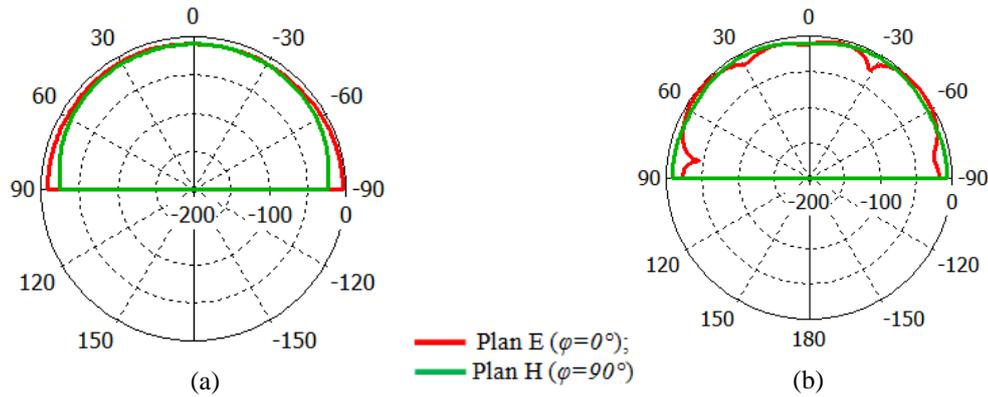


Figure IV. 64. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f = 2.35$ GHz) et (c) ($f = 5.79$ GHz).

IV. 3. 9. Antenne pour LTE2500 : 2.5–2.69 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz

Nous illustrons ici une autre antenne bi-fréquence alimentée par sonde coaxiale capable d'opérer dans les bandes pour LTE2500 : 2.5–2.69 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz. Bien entendu, le modèle équivalent implémenté sur le simulateur ADS d'Agilent software a été utilisé afin de permettre une optimisation efficace de notre antenne. La configuration de cette dernière avec ses dimensions est présentée sur la figure ci-dessous.

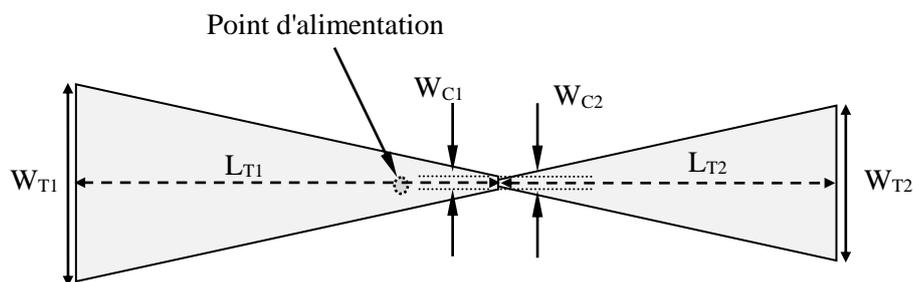


Figure IV. 65. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 25.247$ mm, $W_{C1} = 1.993$ mm, $L_{T1} = 65.93$ mm, $W_{T2} = 19.832$ mm, $W_{C2} = 1.041$ mm, $L_{T2} = 53.28$ mm.

La figure IV.66 présente le coefficient de réflexion S_{11} simulé de l'antenne bi-bande.

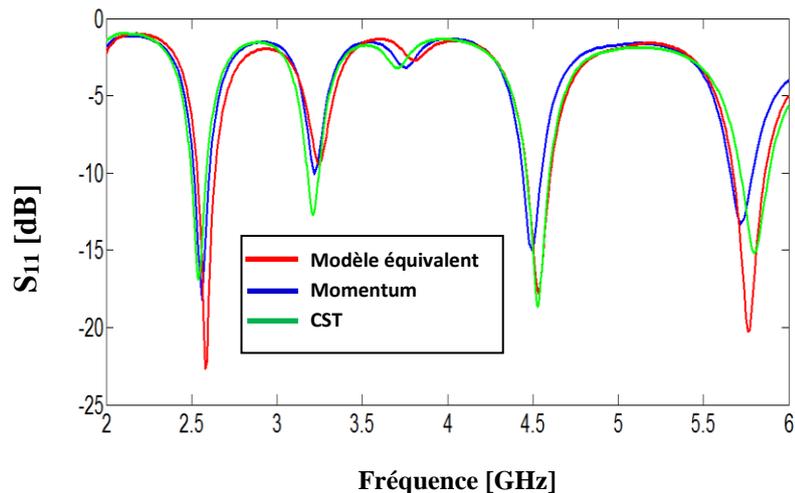


Figure IV. 66. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

On observe une meilleure adaptation autour des deux fréquences: 2.59 GHz et 5.79 GHz. Les pics enregistrés à la première fréquence de résonance sont respectivement de l'ordre de -22.67 dB, de -18.22 dB et de -16.9 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST. À la deuxième fréquence de résonance on a enregistré des pics respectivement de l'ordre de -20.21 dB, -13.28 dB et -15.15 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST. Le rapport d'onde stationnaire est montré sur la figure IV.67.

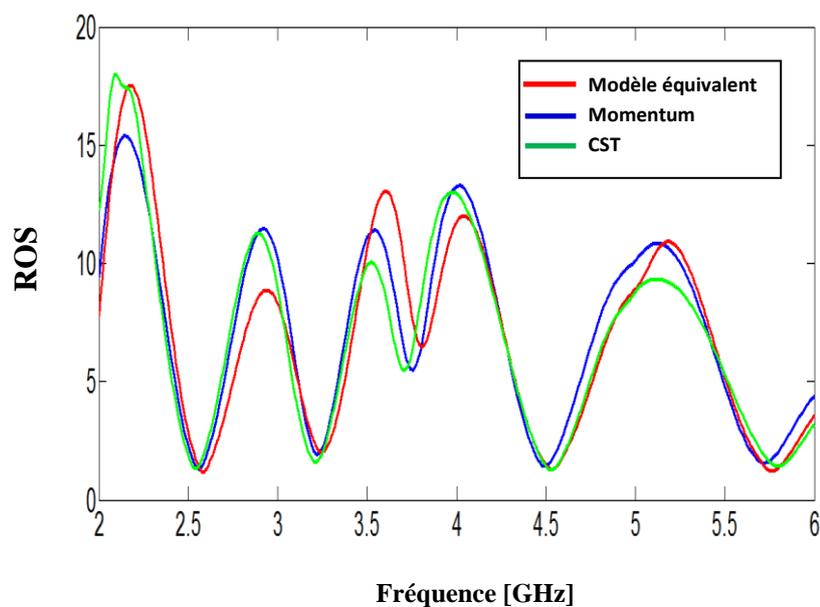


Figure IV. 67. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne bi-bande.

Nous constatons d'après la figure IV.67 que le ROS est au voisinage de l'unité au niveau des deux fréquences de résonance. Nous présentons sur les figures IV. 68 et IV. 69 le diagramme de rayonnement en trois dimensions et en polaire.

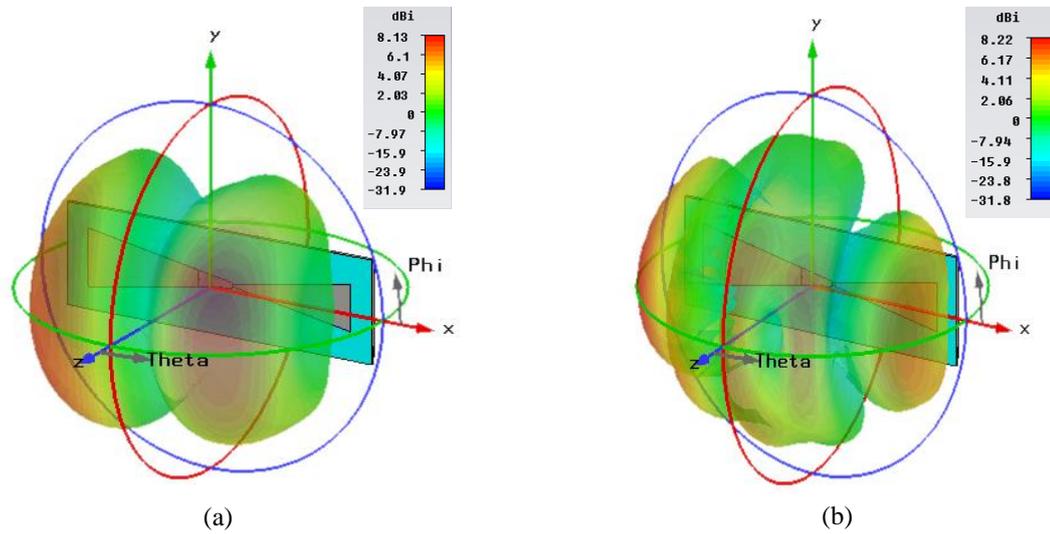


Figure IV. 68. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

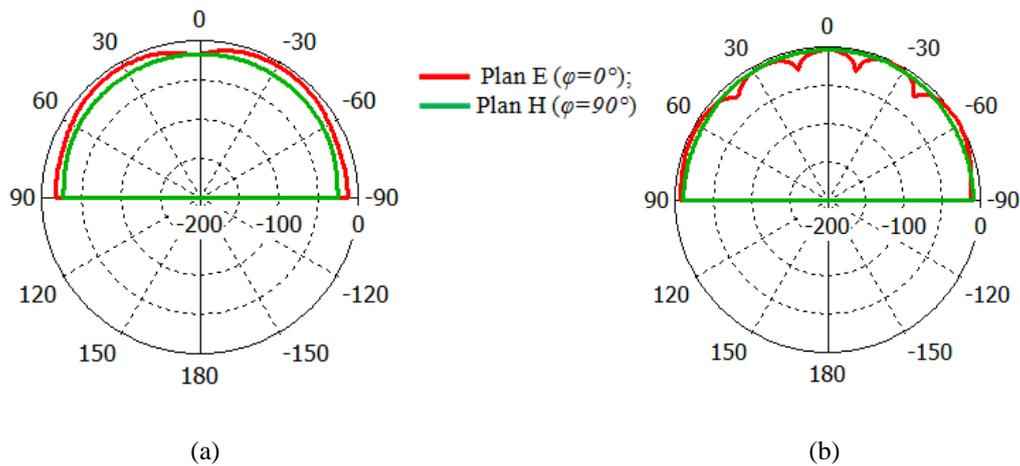


Figure IV. 69. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 4. Antennes tri-bandes

Afin d'obtenir un fonctionnement tri-bande on a ajouté un troisième élément rayonnant par rapport à l'antenne précédemment étudiée. Le bras ajouter permet de créer une troisième résonance à l'antenne. En va présenter par la suite les différentes antennes tri-bandes conçues et simulées en se basant sur le modèle électrique équivalent.

IV. 4. 1. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz

Lors de cette partie, nous allons simuler et optimiser l'antenne fonctionnant à trois fréquences pour Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band): 5.15–5.35 GHz. Le masque de cette antenne tri-fréquence est schématisé sur la figure ci-dessous. Il est important de signaler qu'une alimentation via une sonde coaxiale est employé, dont la position a été trouvée par optimisation en employant le modèle équivalent proposé dans le chapitre II dans le cas des antennes tri-bandes alimentées par sonde coaxiale.

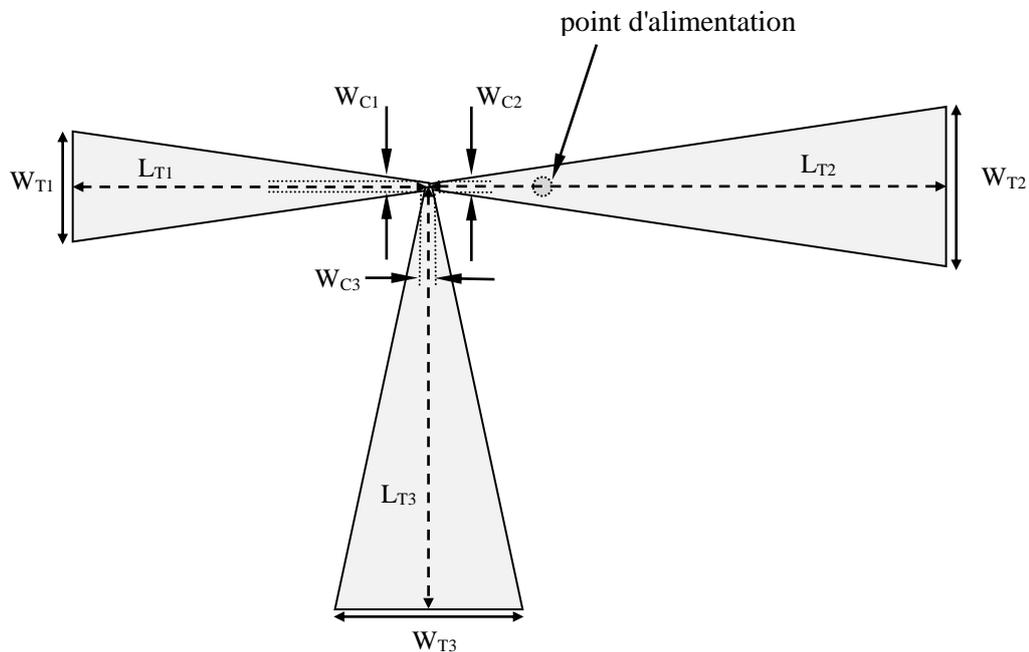


Figure IV. 70. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 19.832 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.319 \text{ mm}$, $L_{T1} = 52.52 \text{ mm}$, $W_{T2} = 28.193 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.319 \text{ mm}$, $L_{T2} = 76.23 \text{ mm}$, $W_{T3} = 27.725 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.070 \text{ mm}$, $L_{T3} = 75.58 \text{ mm}$.

Les figures IV.71, IV 72 montrent respectivement la variation du coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire pour les différentes méthodes utilisées.

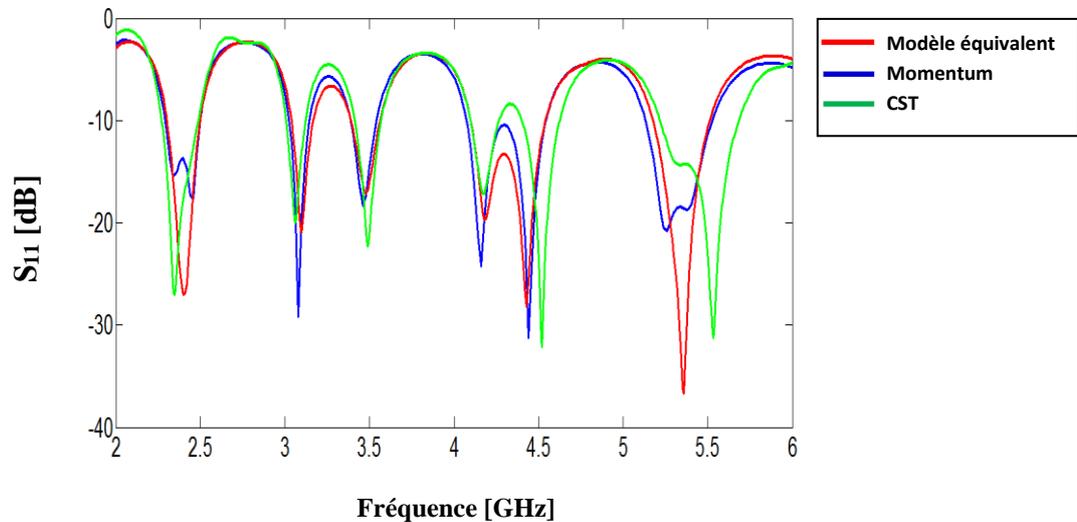


Figure IV. 71. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par ADS/Momentum et CST MW Studio.

D'après la figure IV.71, on remarque bien que l'antenne présente un comportement multi-bande où le nombre de pics de résonance augmente avec le nombre d'éléments rayonnants. Il est observé que le coefficient de réflexion est inférieur à -9.54 dB aux niveaux des trois bandes de fréquence allant de (2.4-2.484 GHz), (3.4-3.6 GHz) et (5.15-5.35 GHz) qui correspondent respectivement aux Bluetooth, WiMAX et WLAN (U-NII low band). Il a également été constaté que le rapport d'onde stationnaire est inférieur à 2 pour ces trois fréquences de fonctionnement.

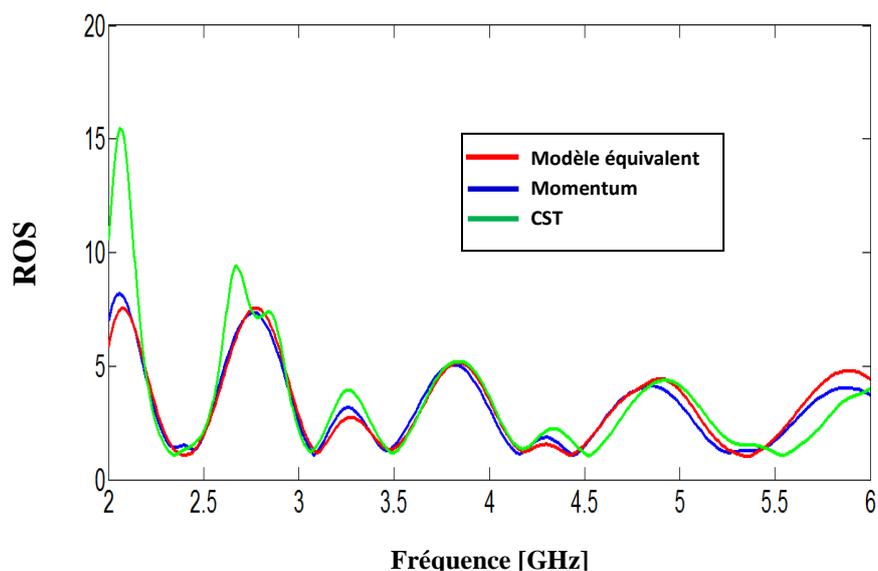


Figure IV. 72. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.

Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie tri-bande sont donnés par la figure IV.73 et IV.74.

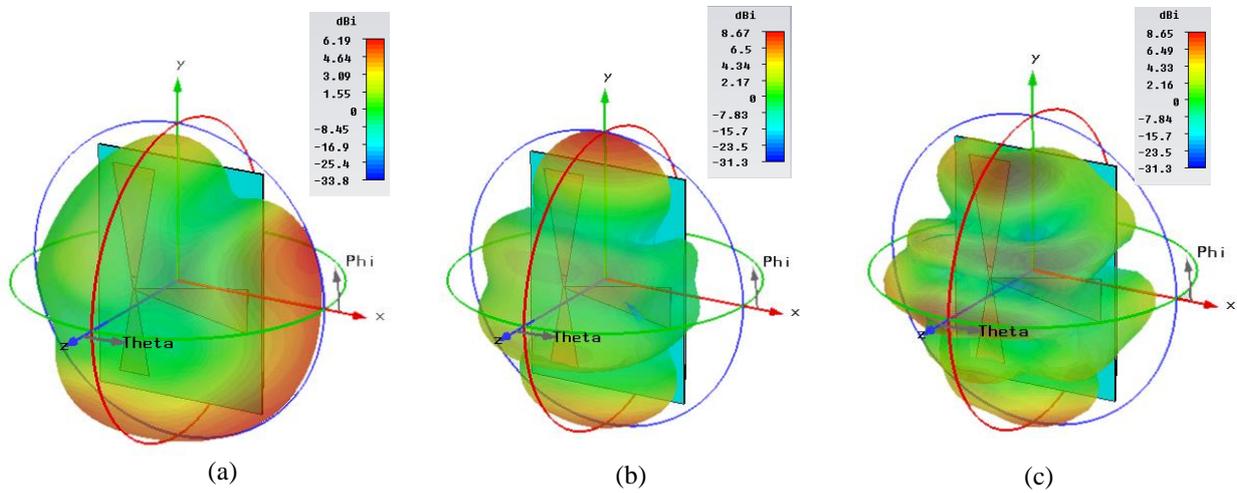


Figure IV. 73. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

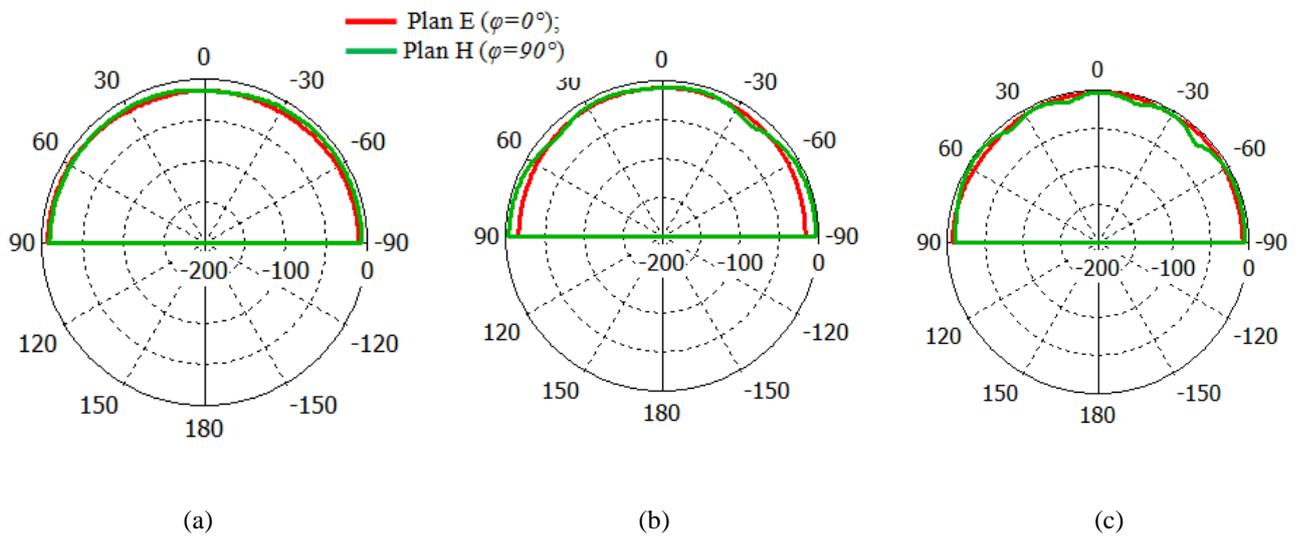


Figure IV. 74. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

IV. 4. 2. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz

Nous continuons dans la démarche de validation et l'enrichissement des résultats de simulation avec des antennes tri-bandes destinées aux applications sans fil, et plus particulièrement une antenne pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WIMAX: 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII mid band): 5.45–5.73 GHz qui a été développée et optimisée par le biais de notre modèle élaboré dans le chapitre II. La géométrie de cette antenne sous investigation avec ses paramètres géométriques est présentée sur la figure ci-dessous. L'antenne bien entendue, est alimentée par une sonde coaxiale d'impédance d'entrée de 50 ohms.

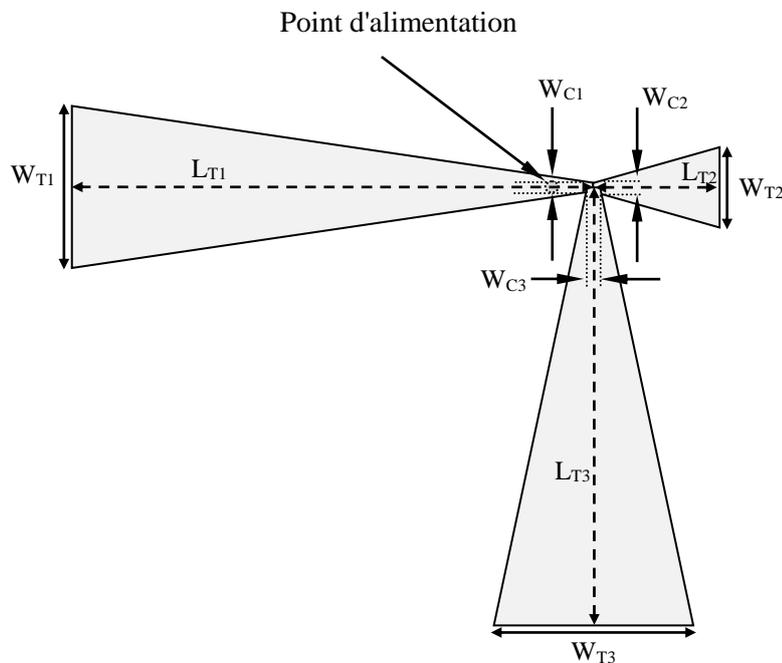


Figure IV. 75. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=28.023 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.894 \text{ mm}$, $L_{T1}=74.13 \text{ mm}$, $W_{T2}=14.108 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.548 \text{ mm}$, $L_{T2}=35.62 \text{ mm}$, $W_{T3}=28.476 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.548 \text{ mm}$, $L_{T3}=74.13 \text{ mm}$.

Le module du coefficient de réflexion simulé et le rapport d'onde stationnaire sont tracés respectivement sur les Figure IV.76 et IV.77 dans la gamme des fréquences qui s'étalent entre 2 et 6 GHz.

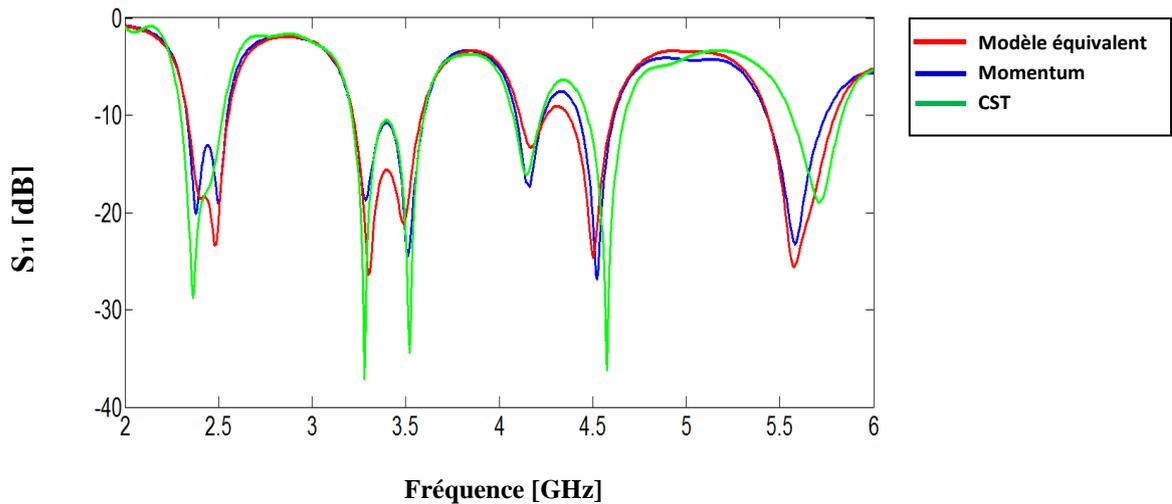


Figure IV. 76. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par ADS/Momentum et CST MW Studio.

D'après La figure du coefficient de réflexion on constate l'apparition de plusieurs fréquences de résonance avec des valeurs de S_{11} inférieur à -9.54 dB dans les bandes de fréquence allant de (2.33-2.56 GHz), (3.21-3.59 GHz) et (5.43–5.80 GHz). Autour des trois fréquences de résonance respectivement $f=2.44$ GHz, $f=3.5$ GHz et $f=5.6$ GHz, l'adaptation obtenue par le modèle électrique équivalent est de l'ordre de: -23.34 dB, -21.16 dB et -25.61 dB, celle obtenue par la méthodes des moments de Momentum et de l'ordre de: -19.16 dB, -24.44 dB et -23.22 dB, et celle obtenue par la technique d'intégration finie de CST est de l'ordre de: -27.14 dB, -34.35 dB et -18.84 dB. On observe une bonne concordance des résultats de simulation obtenus par les trois méthodes.

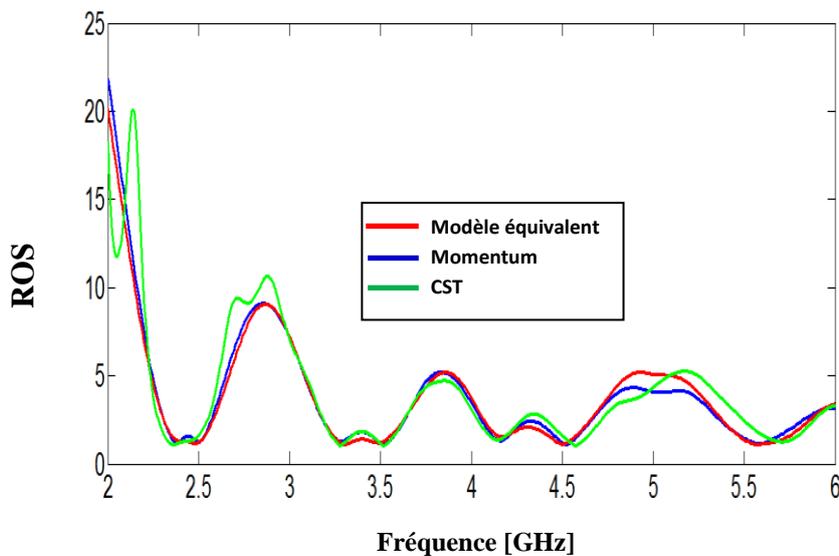


Figure IV. 77. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.

Le rapport d'onde stationnaire est de l'ordre de l'unité aux niveaux des fréquences de résonance. Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire sont illustrés respectivement dans la figure IV.78 et figure IV.79. On observe que pour les deux premières fréquences de résonance, l'antenne rayonne d'une façon omnidirectionnelle ; alors que pour la fréquence supérieure le diagramme de rayonnement présente des maximums dans des directions différentes et développe une allure multi lobes.

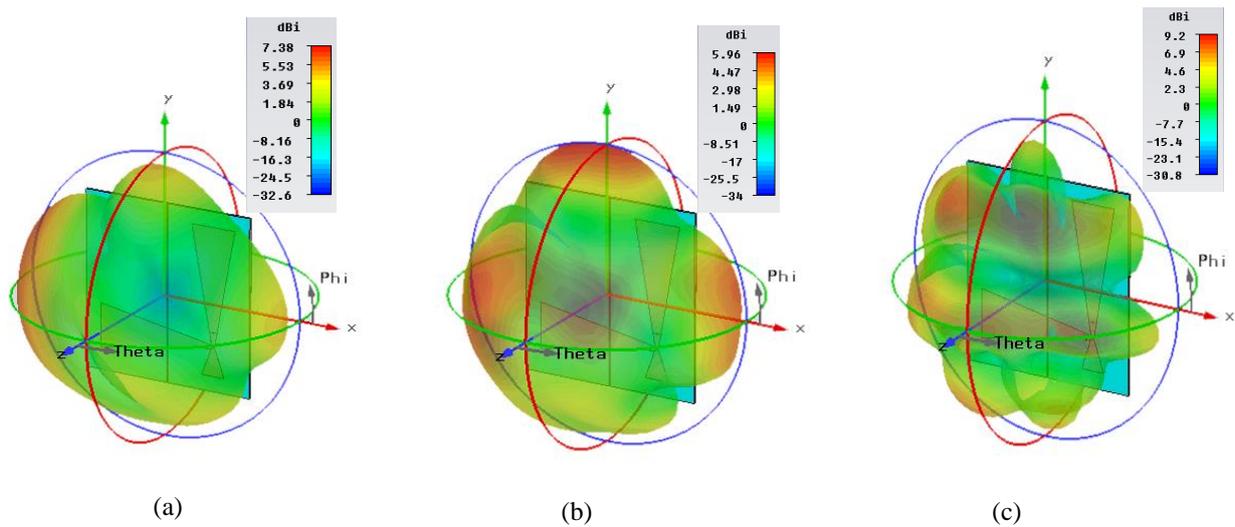


Figure IV. 78. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.

(a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.6$ GHz).

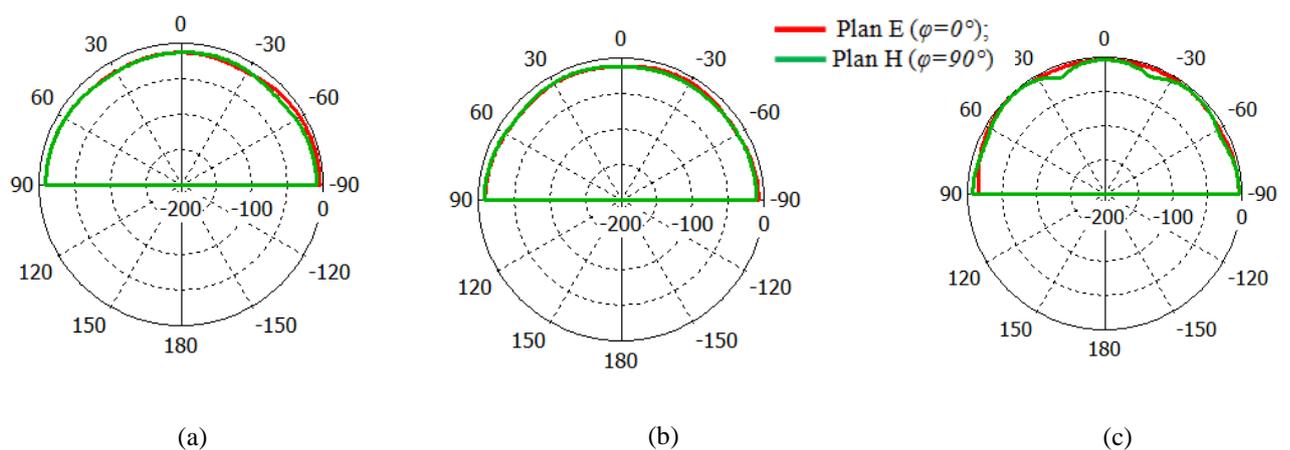


Figure IV. 79. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.

(a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.6$ GHz).

IV. 4. 3. Antenne pour WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz

Un autre exemple d'application en utilisant notre modèle équivalent, sera utilisé au cours de cette section, il s'agit de la présentation d'une antenne bien adaptée aux fréquences dédiées plus particulièrement à WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz. L'antenne sous investigation est alimentée par une sonde coaxiale dans un point du taper dont la position a été optimisée de façon efficace, et cela pour permettre une adaptation parfaite dans les fréquences désirées. La configuration de notre antenne dans une vue de face est schématisée sur la figure ci-dessous.

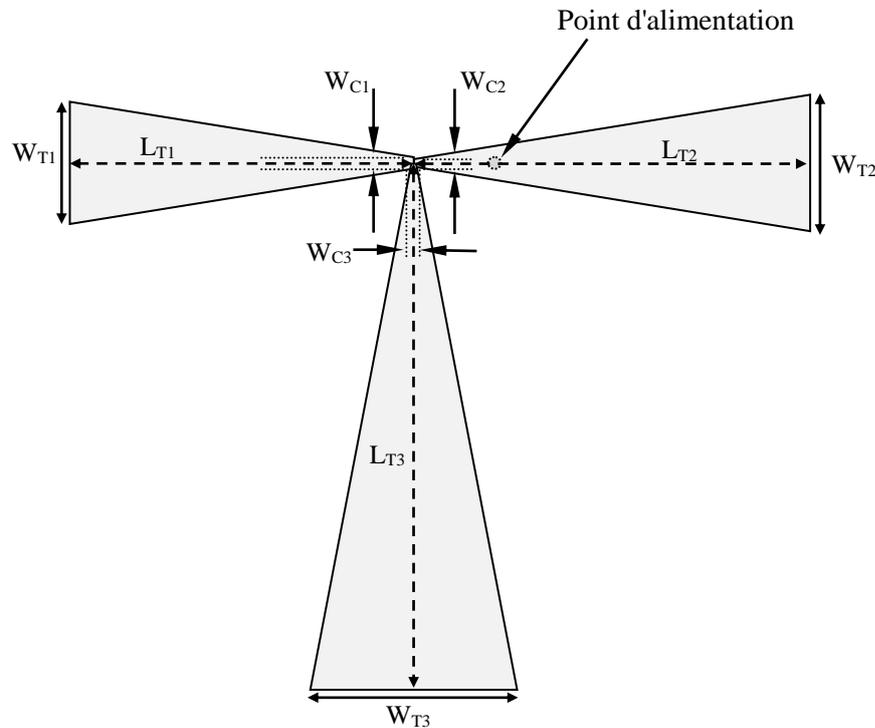


Figure IV. 80. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=16.166 \text{ mm}$, $W_{C1}=0.880 \text{ mm}$, $L_{T1}=43.33 \text{ mm}$, $W_{T2}=17.953 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.267 \text{ mm}$, $L_{T2}=47.33 \text{ mm}$, $W_{T3}=25.031 \text{ mm}$, $W_{C3}=0.880 \text{ mm}$, $L_{T3}=68.49 \text{ mm}$.

Les figures IV.81 et IV.82 représentent respectivement le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande dans la gamme des fréquences qui s'étalent entre 2 et 6 GHz.

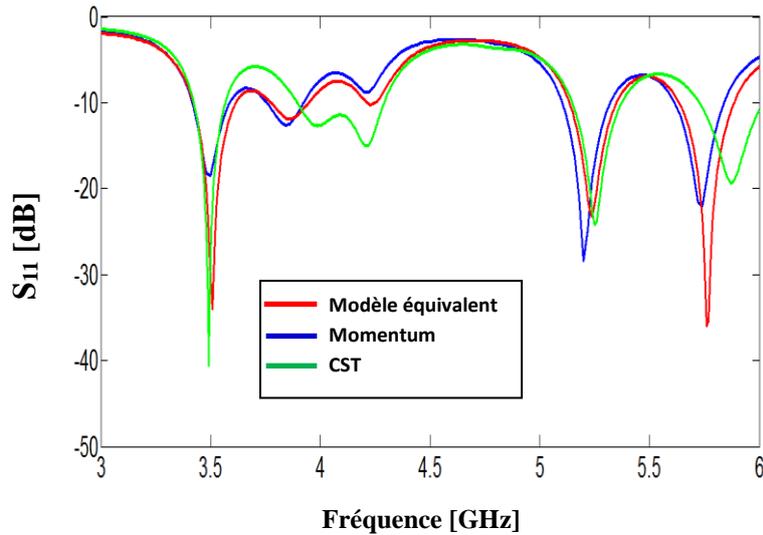


Figure IV. 81. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

Les résultats simulés obtenus présentent une bonne adaptation pour les trois bandes de fréquence allant de (3.4-3.6 GHz), (5.15-5.35 GHz) et (5.725–5.852 GHz) avec des pics de résonance enregistrés respectivement de l'ordre de - 33.96 dB, -23.14 dB et -36 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de l'ordre de -18.53 dB, -28.41 dB et -22.12 dB obtenus par la méthode des moments de Momentum et de l'ordre de -40.61 dB, -24.07 dB et -19.26 dB obtenus par la technique d'intégration finie de CST. On constate que la bande passante haute trouvée par cette dernière technique est légèrement décalées par rapport aux deux autres méthodes utilisées.

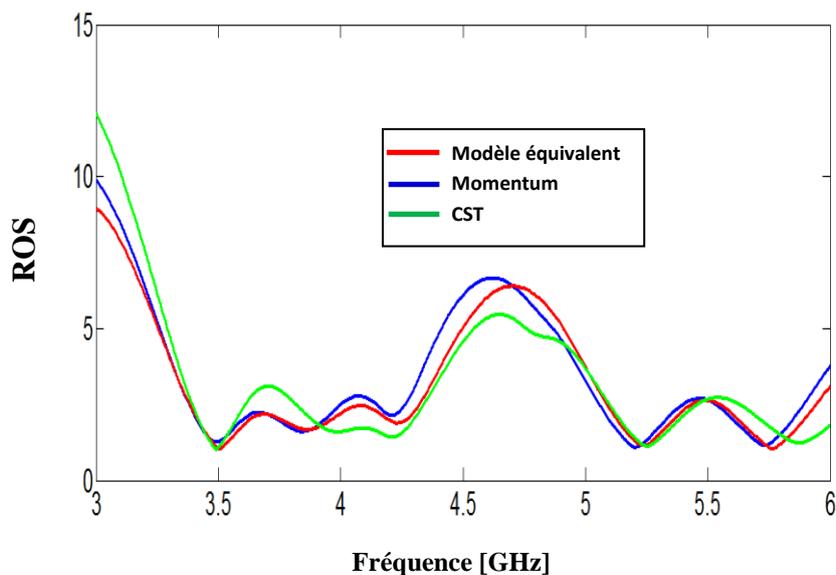


Figure IV. 82. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.

D'après le résultat du rapport d'onde stationnaire, on peut observer une très bonne adéquation entre les courbes trouvées par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST. Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie tri-bande sont donnés par les figures IV.83 et IV.84.

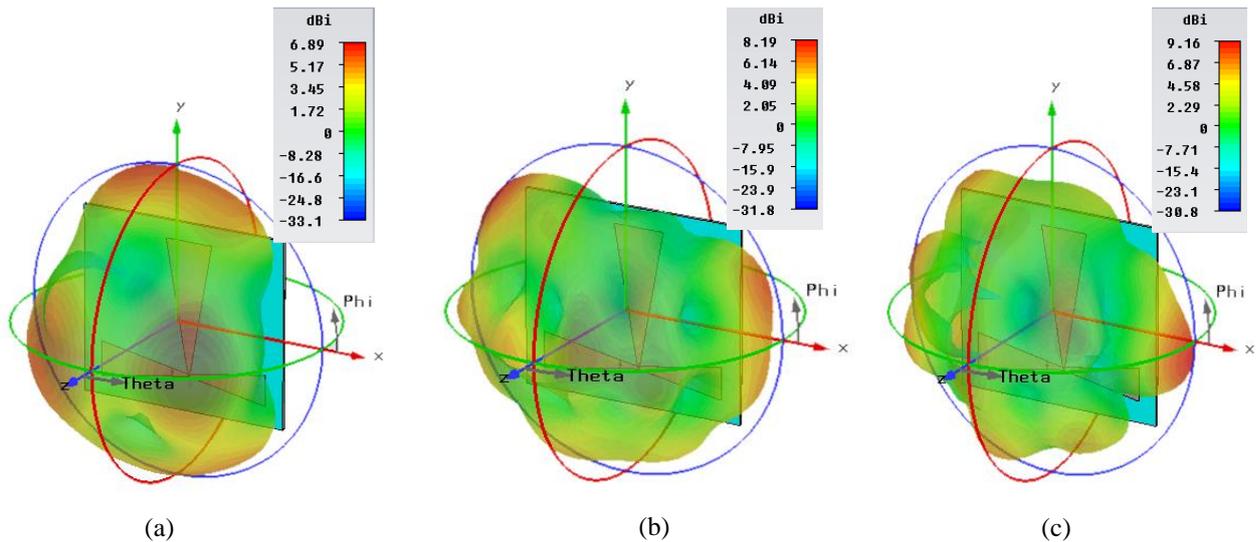


Figure IV. 83. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 3.5$ GHz) ; (b) ($f= 5.25$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

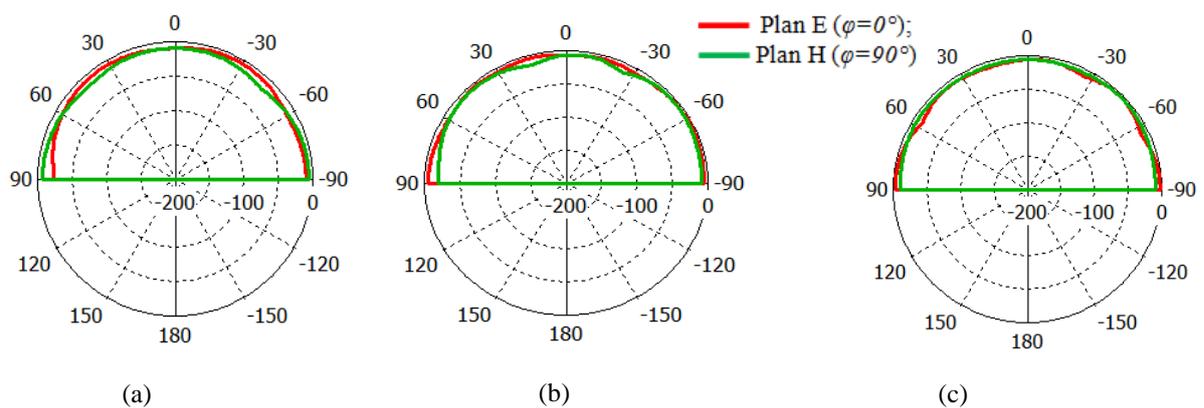


Figure IV. 84. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 3.5$ GHz) ; (b) ($f= 5.25$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 4. 4. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WIMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz

Parmi les standards de télécommunication sans fil très employés actuellement, nous trouvons ceux du Bluetooth, WiMAX et WLAN (U-NII high band). A cet effet, Maintenant et dans cette section de ce chapitre nous exposons une antenne tri-bande pour application Bluetooth : 2.4-2.484 GHz, WIMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band : 5.725–5.852 GHz à base d'éléments rayonnants nœud-papillon. Il est important de signaler que cette antenne a été optimisée en employant le modèle équivalent. L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale d'impédance d'entrée de 50 Ohm. La géométrie de l'antenne avec ses dimensions en mm est présentée sur la figure ci-dessous dans une vue de face.

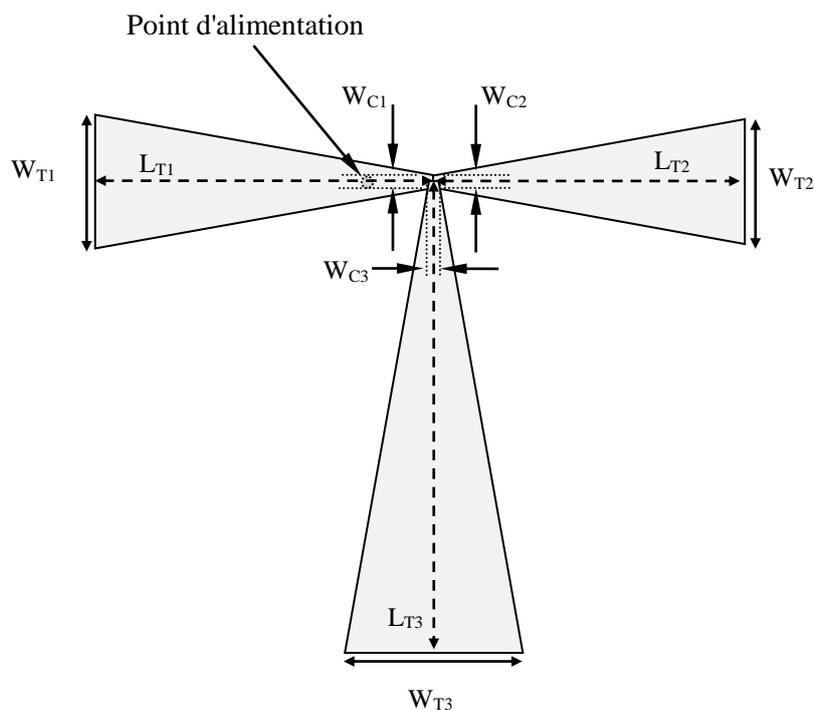


Figure IV. 85. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=18.726 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.999 \text{ mm}$, $L_{T1}=47.42 \text{ mm}$, $W_{T2}=17.341 \text{ mm}$, $W_{C2}=2 \text{ mm}$, $L_{T2}=43.5 \text{ mm}$, $W_{T3}=24.824 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.615 \text{ mm}$, $L_{T3}=65.81 \text{ mm}$.

Le résultat simulé du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne tri-bande est donné par la figure IV.86 dans la gamme des fréquences qui s'étalent entre 2 et 6 GHz.

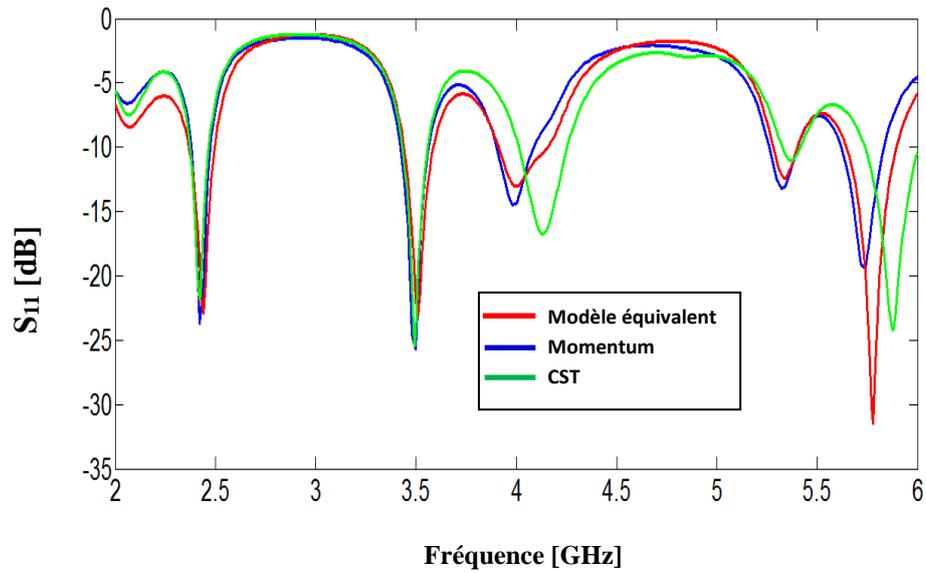


Figure IV. 86. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par ADS/Momentum et CST MW Studio.

D'après la Figure IV.86, nous observons une adaptation égale respectivement à: -22.99 dB, -23.12 dB et -31.48 dB sur trois portions dans les trois bandes de fréquence désirées allant respectivement de (2.36 à 2.5 GHz), (3.44-3.59 GHz) et (5.63–5.90 GHz), obtenue par le modèle électrique équivalent. Nous pouvons remarquer une bonne correspondance avec les deux courbes simulés par la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST. La figure IV.87 montre le rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.

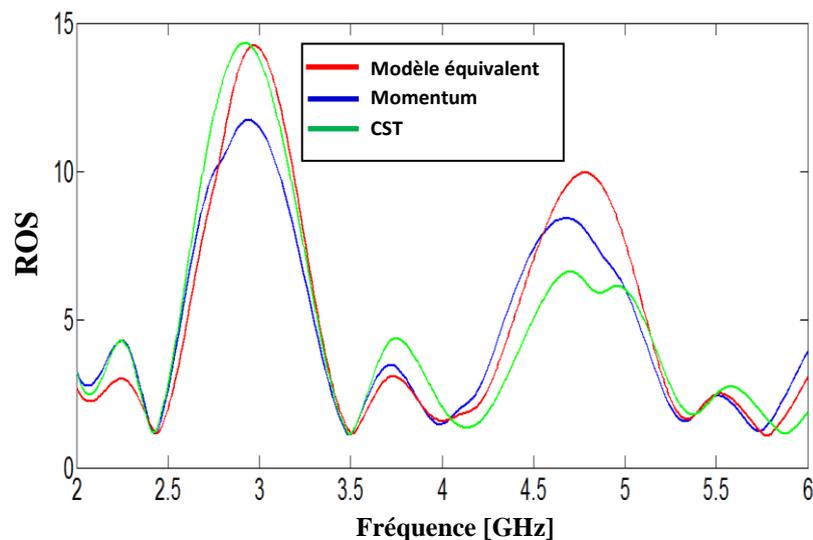


Figure IV. 87. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.

Comme nous pouvons le constater, le ROS est proche de l'unité aux niveaux des fréquences de résonance. Nous présentons respectivement dans les figure IV.88 et IV.89 le diagramme de rayonnement en 3D et en polaire aux fréquences 2.44 GHz, 3.5 GHz et 5.79 GHz.

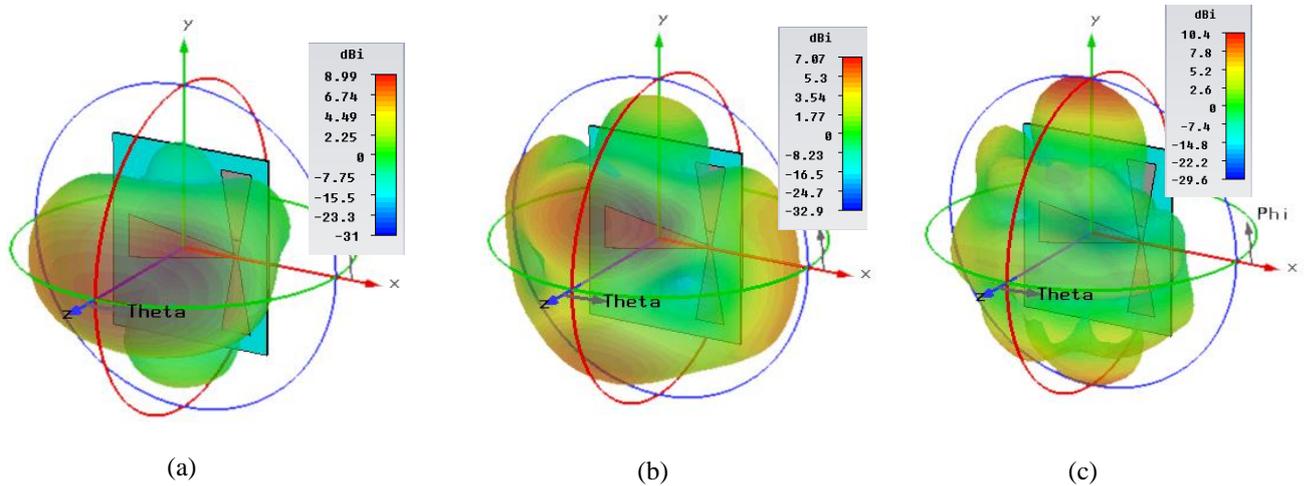


Figure IV. 88. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

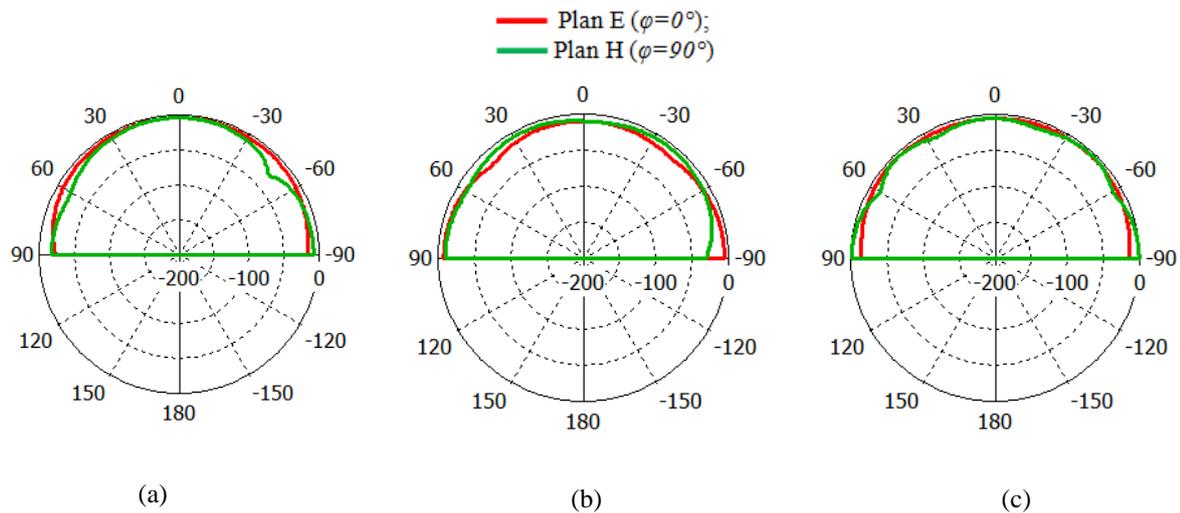


Figure IV. 89. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 4. 5. Antenne pour Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WLAN (U-NII low band): 5.15-5.35 GHz et U-NII High band: 5.725–5.852 GHz

Afin de prouver encore plus la modélisation efficace de notre circuit équivalent destiné à la conception des antennes bowtie tri-bandes, nous présentons lors de cette partie de ce chapitre une antenne qui a été développée en employant le modèle électrique équivalent, pour cela, les standards ciblés par cette simulation sont le Bluetooth: 2.4-2.484 GHz, WLAN (U-NII low band): 5.15-5.35 GHz et U-NII High band: 5.725–5.852 GHz. L'antenne bien entendu, est alimentée par une sonde coaxiale comme la montre la figure ci-dessous. Nous exposons dans une vue de face la géométrie de notre antenne sur cette figure.

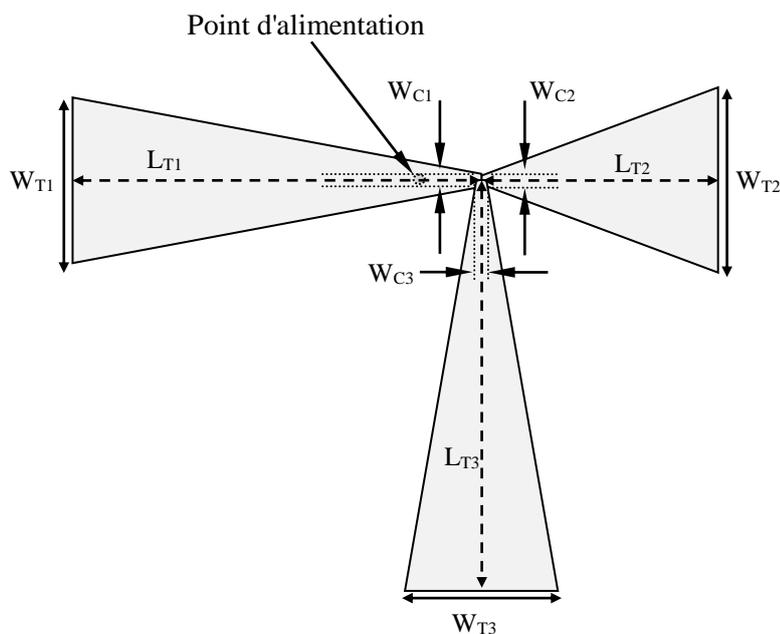


Figure IV. 90. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=17.887 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.753 \text{ mm}$, $L_{T1}=45.74 \text{ mm}$, $W_{T2}=20.248 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.250 \text{ mm}$, $L_{T2}=53.85 \text{ mm}$, $W_{T3}=17.189 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.496 \text{ mm}$, $L_{T3}=44.46 \text{ mm}$.

La figure IV.91 montre les amplitudes simulées des coefficients de réflexion tandis que la figure IV.92 donne les variations simulées du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

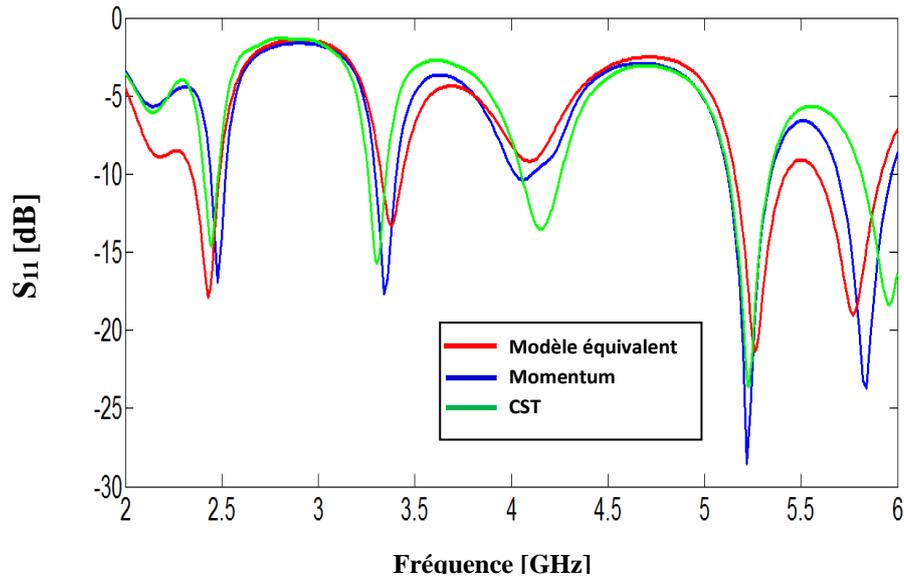


Figure IV. 91. Coefficient de réflexion de l'antenne.

L'adaptation de l'antenne est très satisfaisante pour les bandes de fréquence souhaitées, avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB entre: (2.34-2.49 GHz), (5.15-5.43 GHz) et (5.56-5.925 GHz) et un minimum de -17.88 dB à 2.43 GHz, -21.36 dB à 5.26 GHz et -19 dB à 5.77 GHz obtenus par le modèle électrique équivalent. Les bandes d'adaptation sont respectivement égales à 6,17 %, 5,32 % et 6,32 %. En comparant notre coefficient de réflexion avec ceux obtenus par la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST on observe une très bonne concordance. Cela nous permet de valider notre modèle utilisé pour la conception de cette dernière.

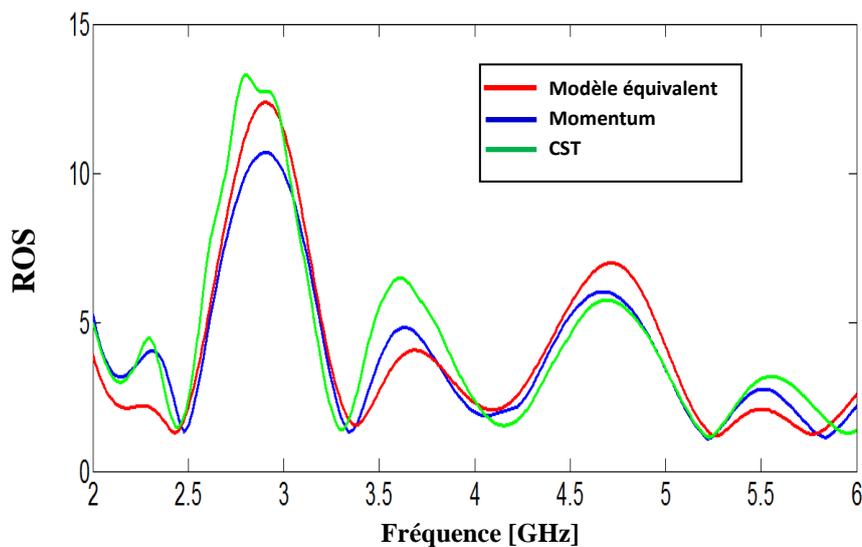


Figure IV. 92. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.

Comme nous pouvons le constater sur la figure IV.92, le ROS est au voisinage de l'unité autour des fréquences de résonance pour les trois méthodes utilisées. Dans les figures IV.93 et IV.94 on présente respectivement les différents diagrammes de rayonnement en trois dimensions et en polaire pour les trois fréquences de résonance.

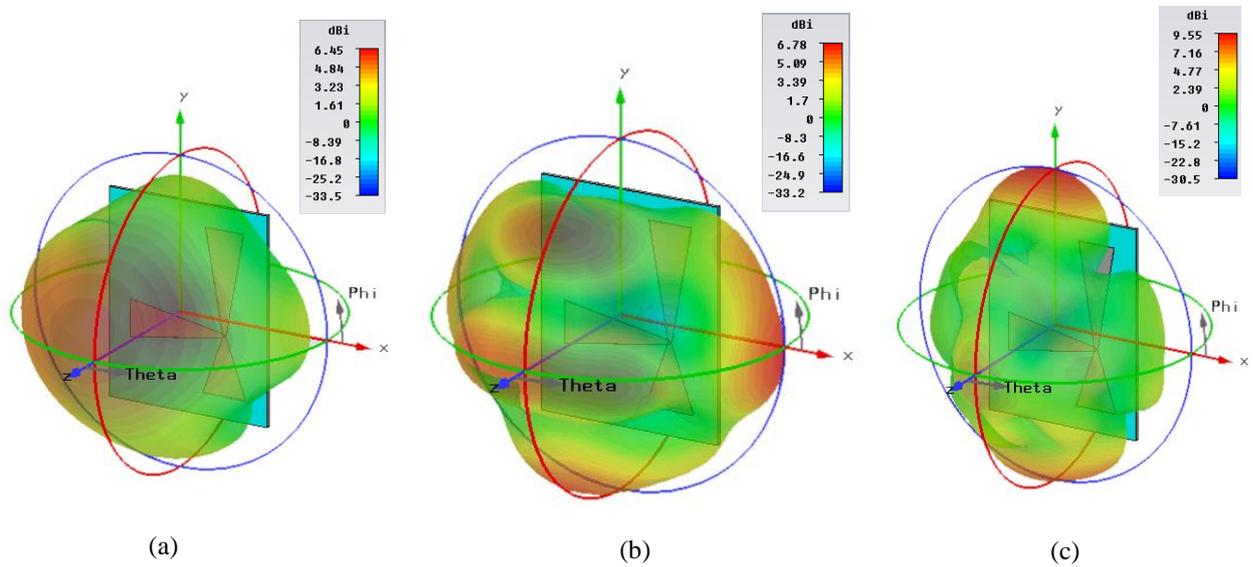


Figure IV. 93. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f = 2.44$ GHz) ; (b) ($f = 5.25$ GHz) et (c) ($f = 5.79$ GHz).

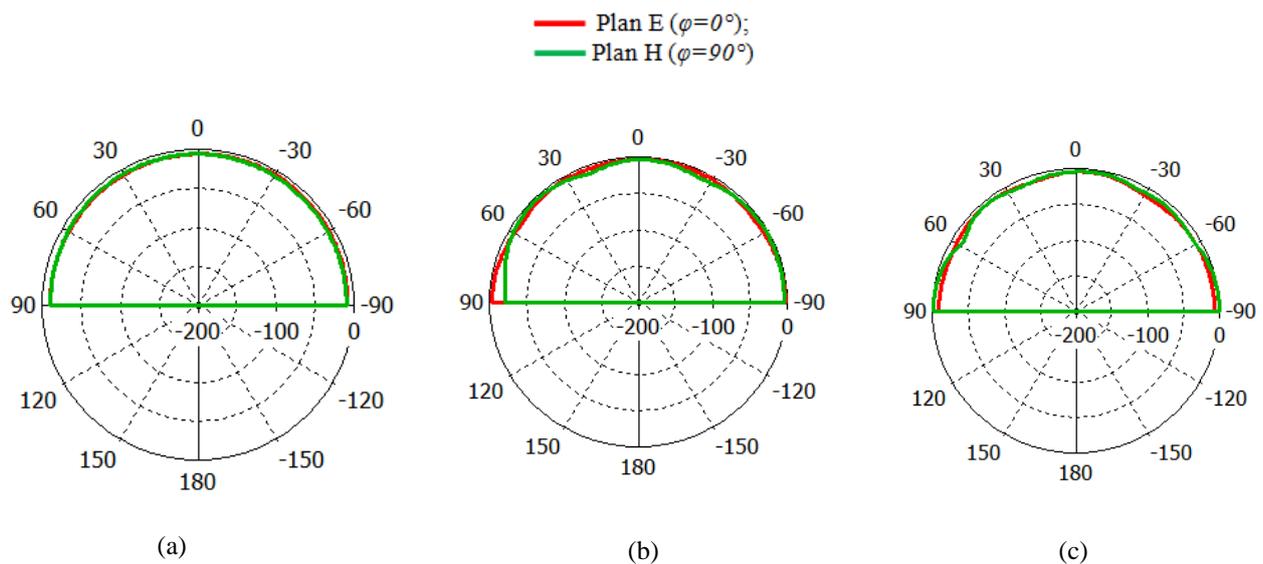


Figure IV. 94. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f = 2.44$ GHz) ; (b) ($f = 5.25$ GHz) et (c) ($f = 5.79$ GHz).

IV. 4. 6. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, LTE2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII high band): 5.725-5.852 GHz

Il s'est avéré important de continuer cette étude par l'ajout des applications actuels pour les standards d'aujourd'hui tels que : Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, LTE2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII high band): 5.725-5.852 GHz. Pour cela, une antenne destinée à ces applications a été simulée et optimisée en employant notre modèle déjà élaboré dans le chapitre II. L'obtention d'un fonctionnement tri-bande s'effectue en changeant les dimensions de chaque taper jusqu'à l'arrivée à une adaptation parfaite exigée à l'avance dans notre cahier de charges. Les paramètres de cette antenne en *mm* ont été également fournis.

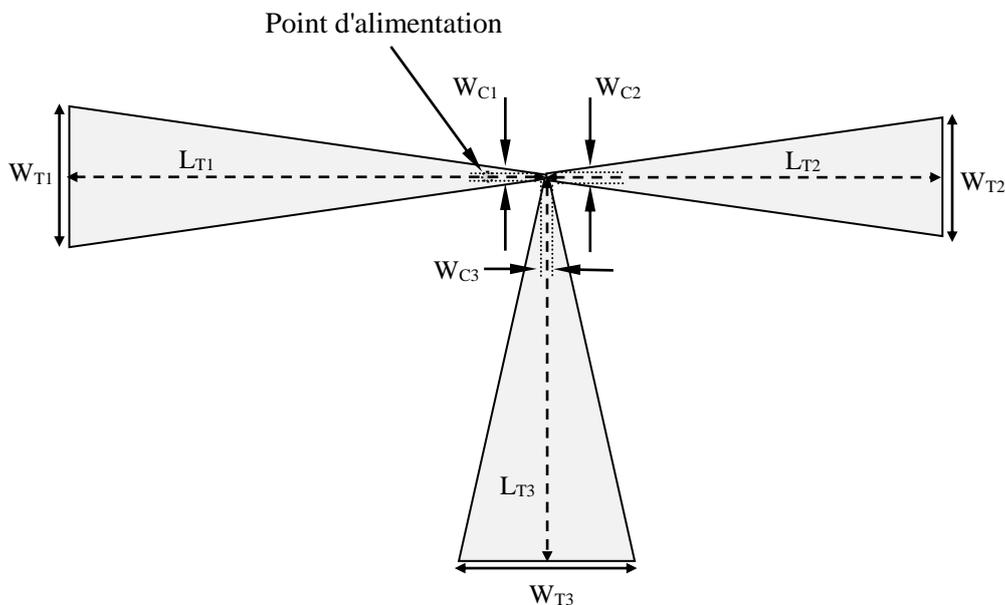


Figure IV. 95. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=26.033 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.211 \text{ mm}$, $L_{T1}=70.39 \text{ mm}$, $W_{T2}=21.842 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.149 \text{ mm}$, $L_{T2}=58.16 \text{ mm}$, $W_{T3}=25.997 \text{ mm}$, $W_{C3}=0.871 \text{ mm}$, $L_{T3}=71.24 \text{ mm}$.

Afin d'étudier les performances de notre antenne en terme d'adaptation, il est important de présenter sur la Figure IV.96 les coefficients de réflexion simulés respectivement par MLT, Momentum et CST Microwave studio dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

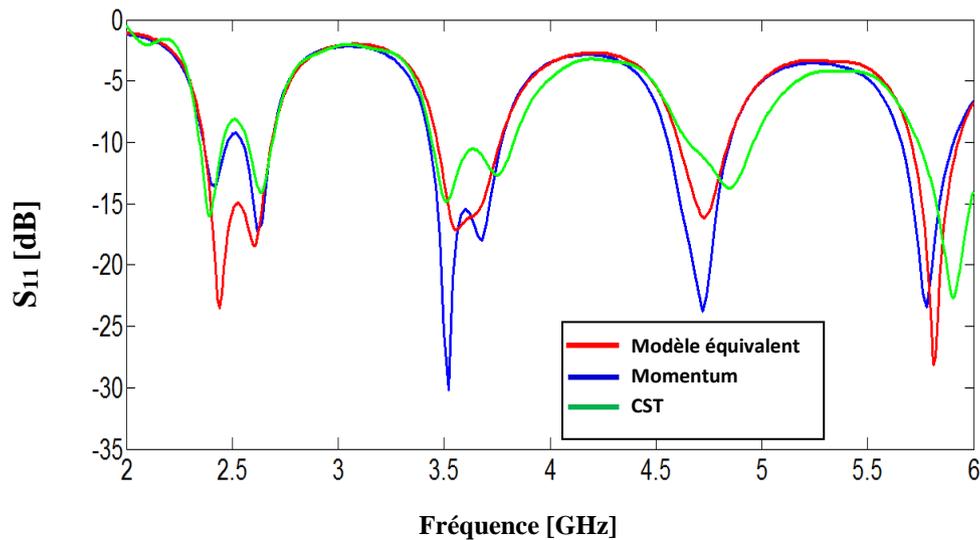


Figure IV. 96. Coefficient de réflexion de l'antenne bowtie tri-bande.

D'après la figure présentant le coefficient de réflexion, nous observons l'apparition de trois bandes passantes désirées pour une adaptation à -10 dB allant respectivement de (2.4-2.49 GHz), (2.5-2.69 GHz) et (5.725-5.852 GHz). Les pics de résonance enregistrés pour ces trois bandes de fréquence sont respectivement de l'ordre de: -23.5 dB, -18.4 dB et -28.22 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de -13.7 dB, -17.2 dB et -24 dB obtenus par la méthode des moments de Momentum et de -16.4dB, -13.63 dB et -23 dB obtenus par la technique d'intégration finie de CST. Les résultats simulés présentent un bon accord et donc une bonne adaptation. Le résultat du rapport d'onde stationnaire est montré sur la figure IV.97.

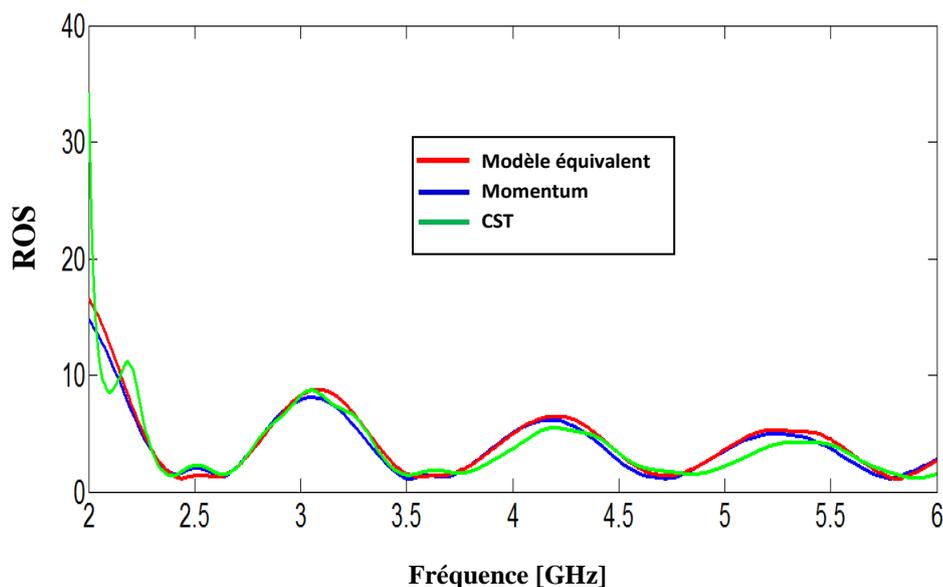


Figure IV. 97. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Nous remarquons d'après la figure IV.97 que les variations des trois courbes sont les mêmes, et le rapport d'onde stationnaire autour des trois fréquences de fonctionnement est relativement bon puisque nous le obtenons inférieur à 2. Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire sont présentés sur les figure IV.98 et IV.99.

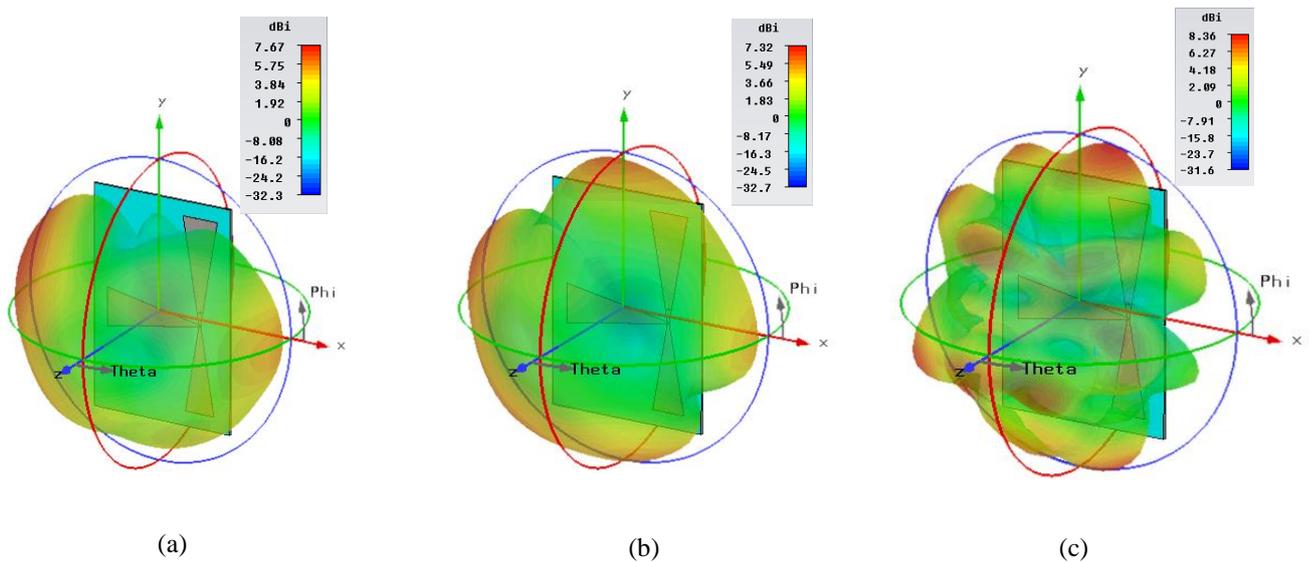


Figure IV. 98. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

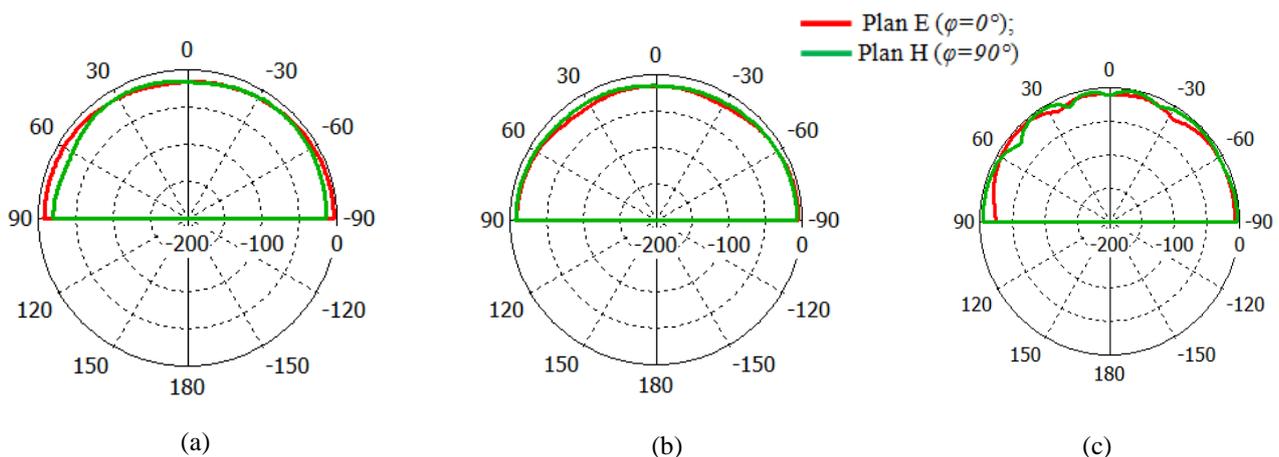


Figure IV. 99. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 4. 7. Antenne pour LTE2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz

Nous illustrons dans ce cette section dans une vue de face une antenne tri-bande pour LTE2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz sur la figure ci-dessous, optimisée par le modèle électrique équivalent présenté dans le chapitre II. Comme déjà annoncé dans ce chapitre ; cette antenne sera alimentée à travers une sonde coaxiale dans un point optimale assurant ce fonctionnement multi fréquence. Nous fournissons également tous les paramètres géométriques de cette antenne tri-bande en *mm*.

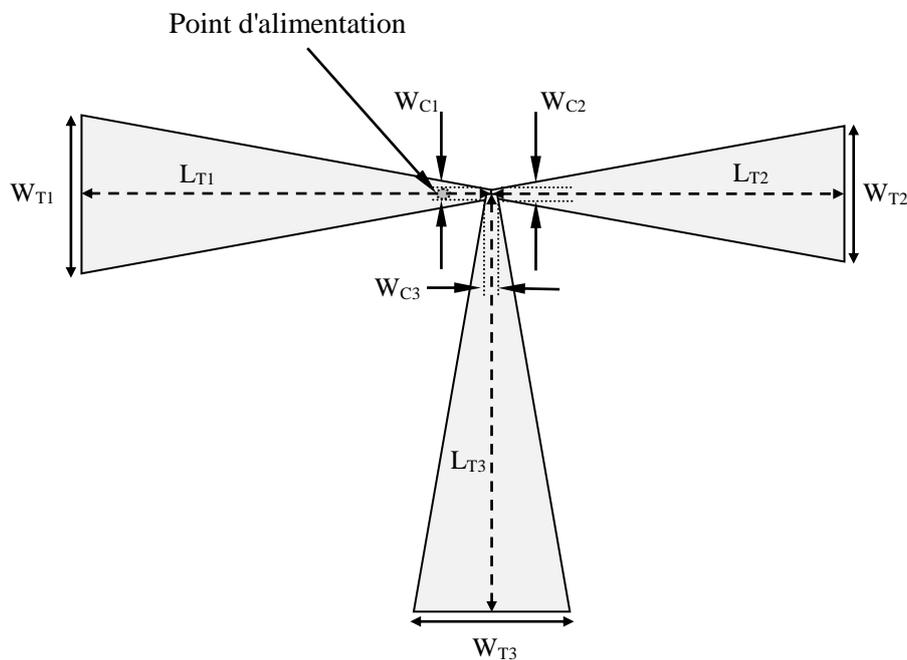


Figure IV. 100. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 26.267 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.193 \text{ mm}$, $L_{T1} = 71.1 \text{ mm}$, $W_{T2} = 22.731 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.149 \text{ mm}$, $L_{T2} = 61.23 \text{ mm}$, $W_{T3} = 26.59 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.894 \text{ mm}$, $L_{T3} = 70.05 \text{ mm}$.

Le résultat de l'optimisation du coefficient de réflexion basé sur le modèle électrique équivalent comparé avec la méthode des moment de Momentum et la technique d'intégration finie de CST est donné par la Figure IV.101. Le critère des -10 dB est ainsi atteint sur toute les bandes d'intérêt voire au delà (2.5-2.69 GHz), (3.4-3.6 GHz) et (5.725-5.852 GHz). On remarque sur le résultat obtenu par la technique d'intégration de CST un petit décalage par rapport à la fréquence de résonance au niveau de la bande supérieure. Le ROS de l'antenne tri-bande obtenu est donné Figure IV.102.

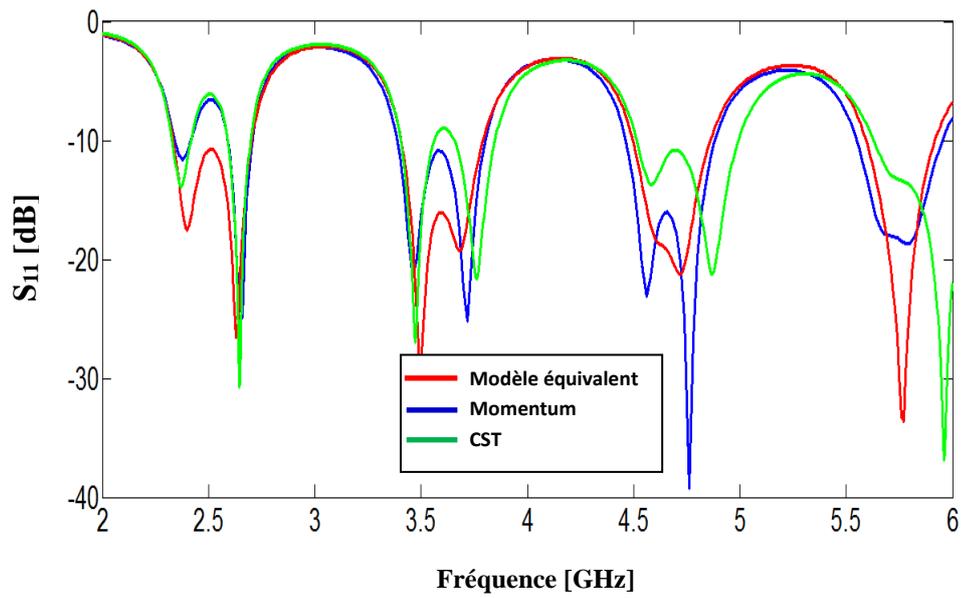


Figure IV. 101. Coefficient de réflexion de l'antenne.

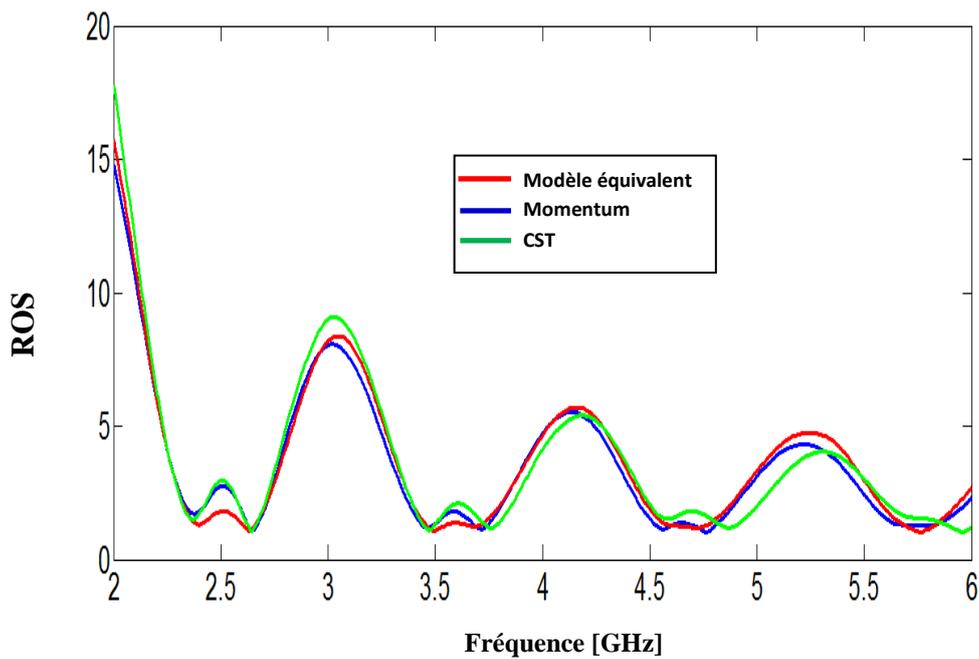


Figure IV. 102. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par ADS/ Momentum et CST MW Studio.

Le rapport d'onde stationnaire est au voisinage de l'unité pour les trois fréquences de fonctionnement ce qui justifie l'adaptation de l'antenne tri-bande. Sur les figures IV.103, IV.104 les diagrammes de rayonnement de l'antenne en 3D et dans le plan E ($\varphi = 0^\circ$) et plan H ($\varphi = 90^\circ$).

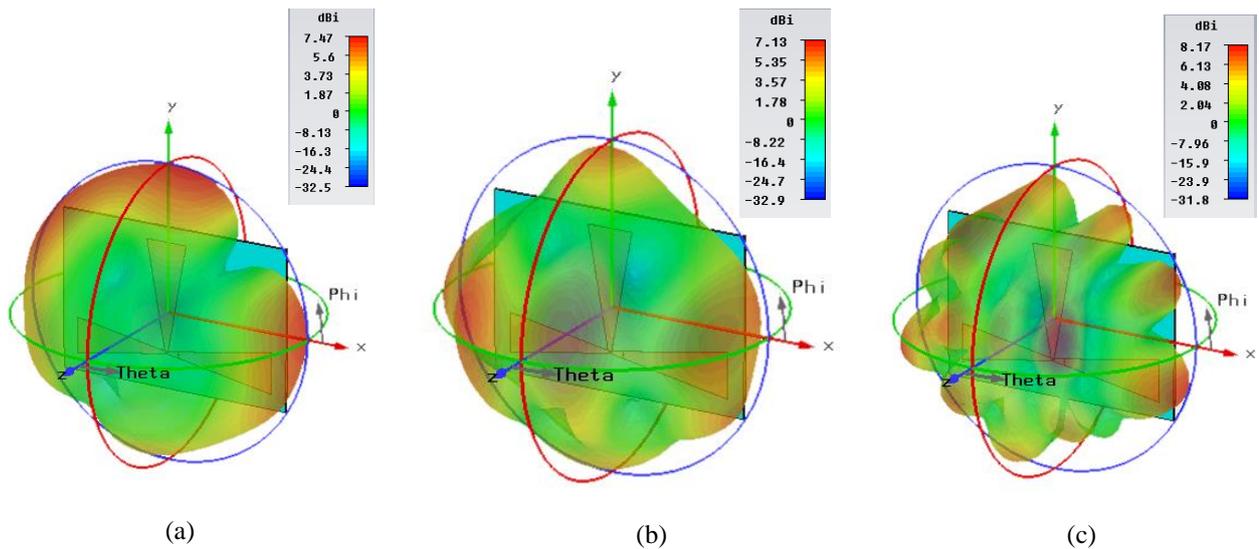


Figure IV. 103. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.6$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

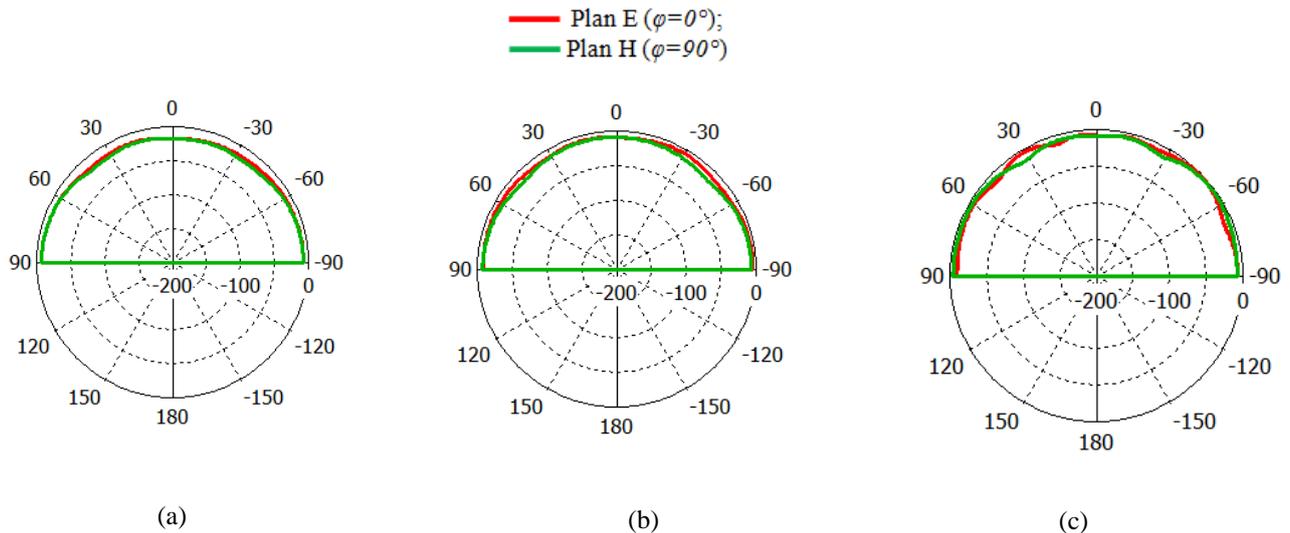


Figure IV. 104. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.6$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 4. 8. Antenne pour LTE2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz

Nous exposons ici une antenne qui va fonctionner pour LTE2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz. La configuration après optimisation de cette antenne est illustrée sur la figure ci-dessous et les dimensions sont données en *mm*.

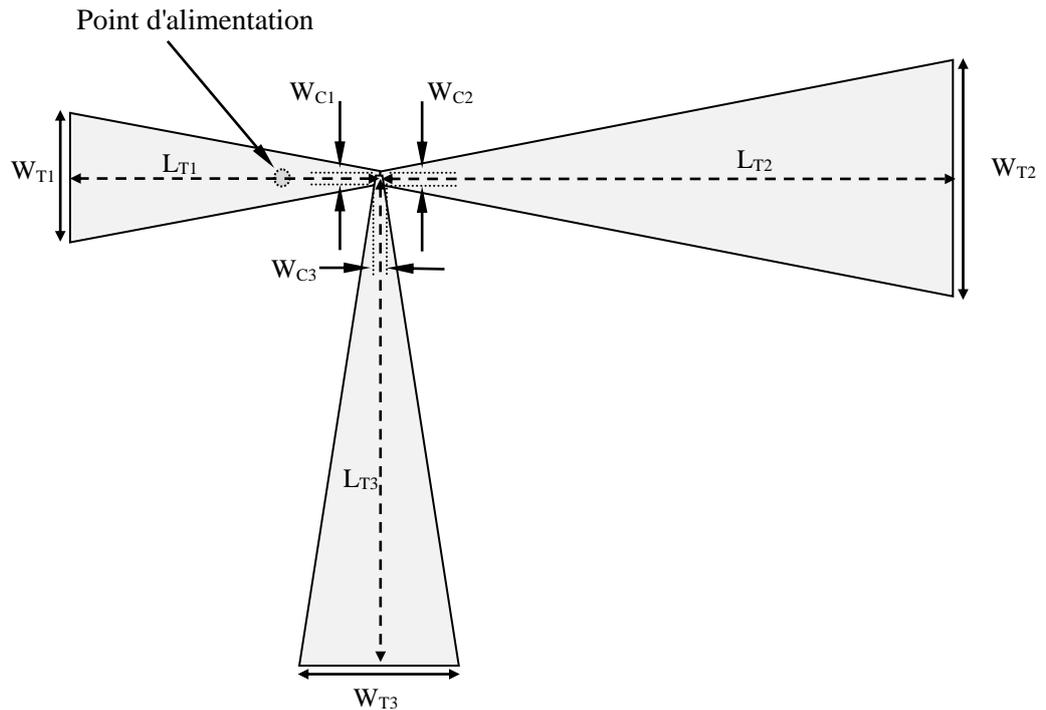


Figure IV. 105. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 13.729 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.751 \text{ mm}$, $L_{T1} = 33.94 \text{ mm}$, $W_{T2} = 24.805 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.086 \text{ mm}$, $L_{T2} = 65.22 \text{ mm}$, $W_{T3} = 19.082 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.056 \text{ mm}$, $L_{T3} = 51.13 \text{ mm}$.

Nous présentons respectivement sur les Figures IV.106, IV.107 le module du coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande en fonction de la fréquence.

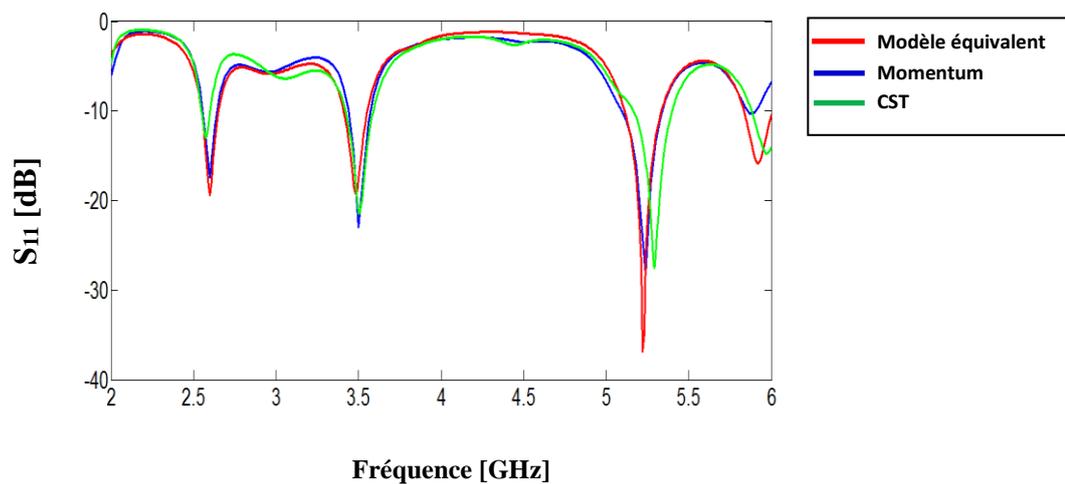


Figure IV. 106. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par ADS/ Momentum et CST MW Studio.

D'après la simulation, une réflexion inférieure à -10 dB est observée dans les trois bandes de fréquence allant de (2.5-2.69 GHz), (3.4-3.6 GHz) et (5.15-5.35 GHz) avec des

pics de résonance enregistrés respectivement de l'ordre de -19.4 dB, -19.25 dB et -36.82 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de l'ordre de -17.4 dB, -22.95 dB et -28.25dB obtenus par la méthode des moment de Momentum et de l'ordre de -12.9 dB, -21.43 dB et -27.53 dB obtenus par la technique d'intégration finie de CST. Cette dernière permet donc de valider le modèle utilisé.

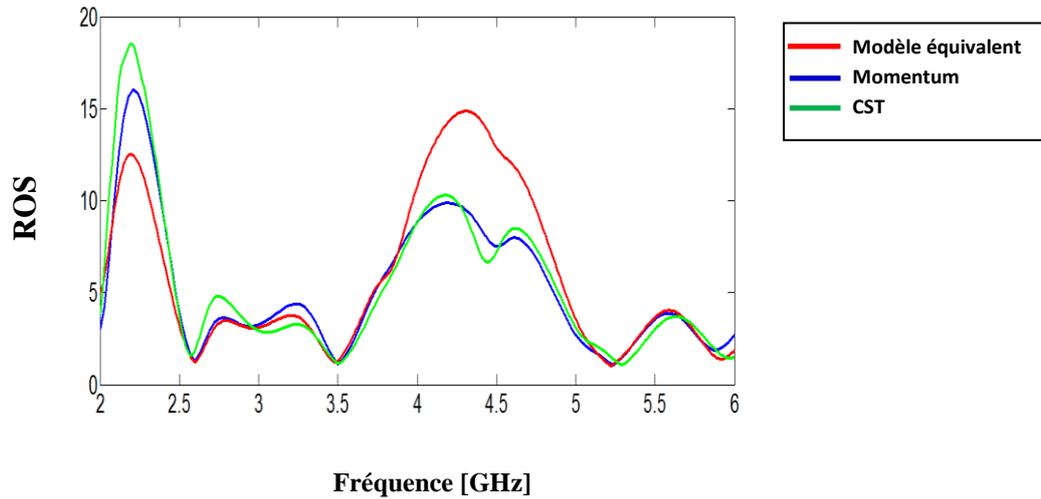


Figure IV. 107. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.

Nous constatons que le rapport d'onde stationnaire des trois courbes de l'antenne est inférieur à 2 sur toutes les bandes de fonctionnement de cette dernière. Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.59 GHz, 3.51 GHz et 5.25 GHz sont présentés sur les figures IV.108 et IV.109.

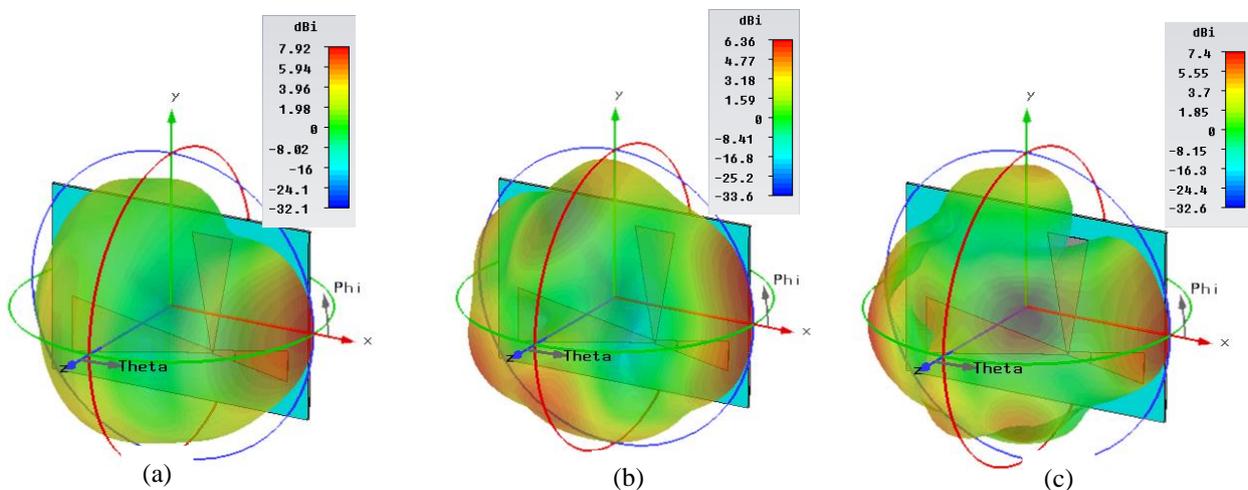


Figure IV. 108. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.59$ GHz) ; (b) ($f= 3.51$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

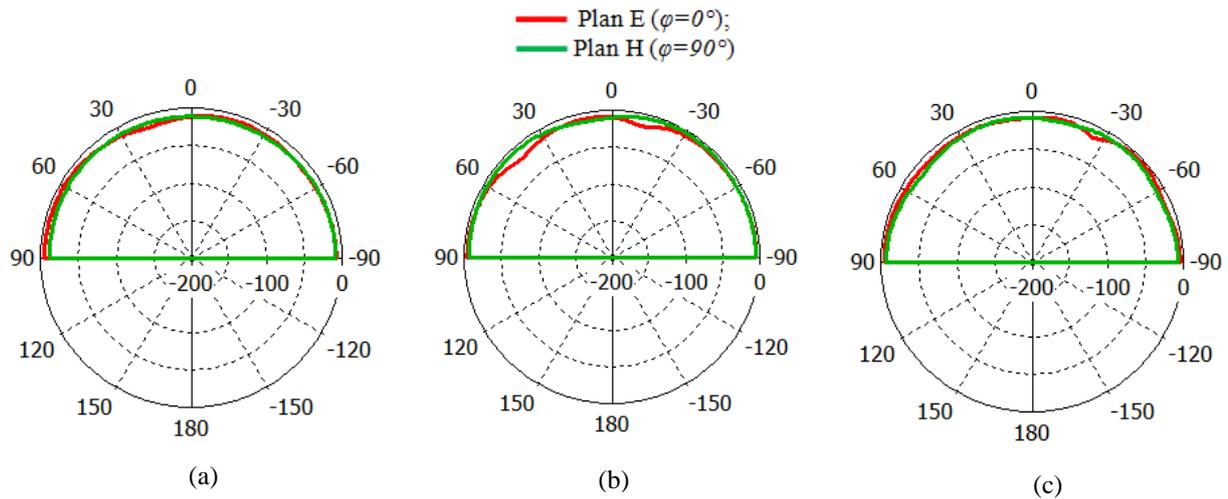


Figure IV. 109. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.59$ GHz) ; (b) ($f= 3.51$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

IV. 4. 9. Antenne pour LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz

La configuration de l'antenne nœud papillon alimentée par ligne microruban couvrant respectivement les bandes de fréquence du LTE2500 : 2.5-2.69 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz est illustrée sur la figure ci-dessous, cette dernière se compose de trois éléments qui ont des dimensions différentes.

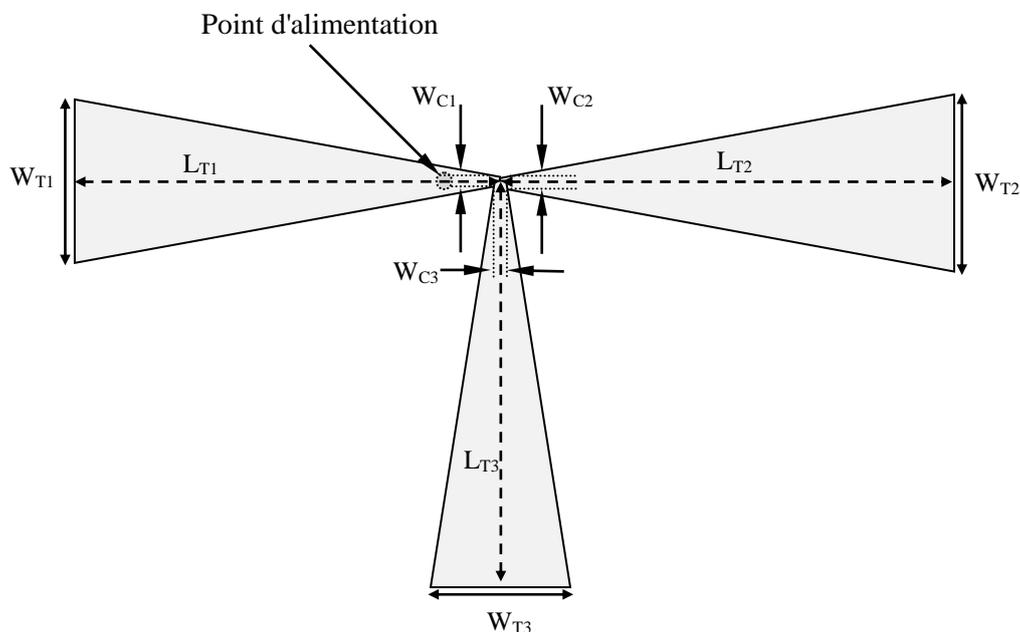


Figure IV. 110. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 22.980$ mm, $W_{C1}= 1.477$ mm, $L_{T1}=60.83$ mm, $W_{T2}= 24.39$ mm, $W_{C2}= 0.949$ mm, $L_{T2}=66.50$ mm, $W_{T3}= 21.354$ mm, $W_{C3}= 1.80$ mm, $L_{T3}= 55.44$ mm.

Afin d'analyser les performances de façon efficace de notre antenne en terme d'adaptation et de bande passante, pour juger correctement son fonctionnement, il est paru nécessaire d'exposer sur la Figure IV.111, les coefficients de réflexion simulés respectivement par le modèle équivalent proposé, le simulateur Momentum d'Agilent software et ceux simulés par CST Microwave Studio dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

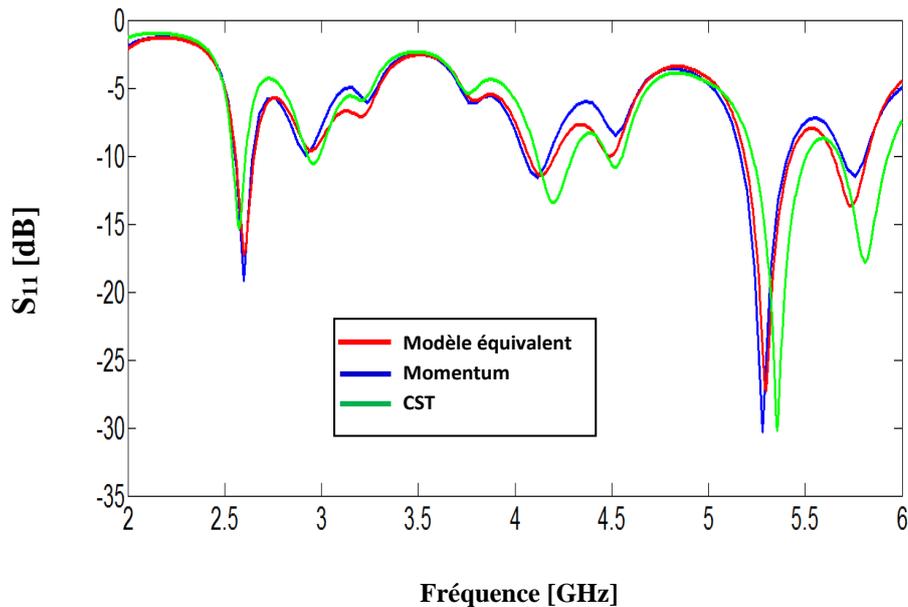


Figure IV. 111. Coefficient de reflexion simulé l'antenne bowtie tri-bande.

Selon la Figure IV.111, nous observons que notre antenne a un fonctionnement tri-bande d'où les fréquences de résonance sont autour de: 2.59 GHz, 5.25 GHz et 5.79 GHz avec des réflexions respectivement de l'ordre de: -17.27 dB, -27.26 dB et -13.7 dB obtenues par le modèle électrique équivalent, de l'ordre de: -19.2 dB, -30.29 dB et -11.54 dB obtenues par la technique d'intégration finie de CST. Un bon accord entre les résultats obtenus par Momentum et CST avec celui obtenu en utilisant notre modèle électrique équivalent. Sur la figure IV.112 nous représentons le rapport d'onde stationnaire de l'antenne tri-bande.

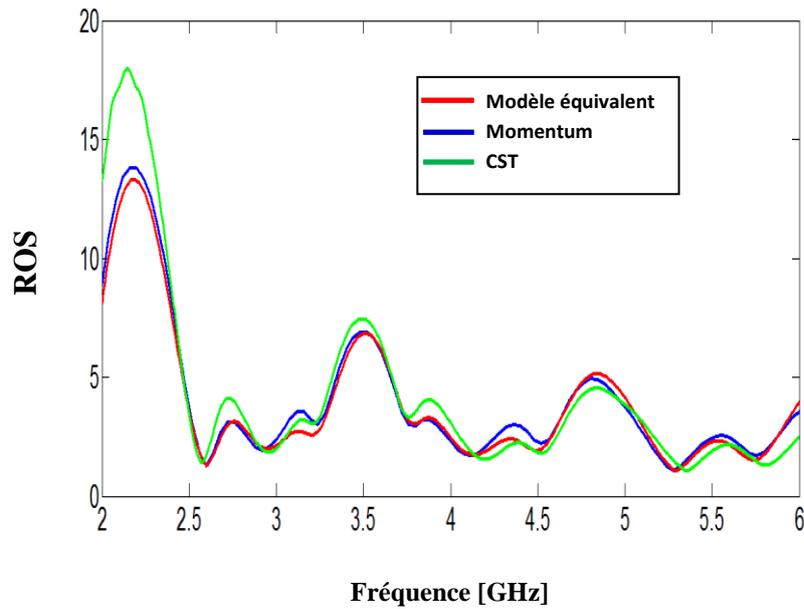


Figure IV. 112. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Le rapport d'onde stationnaire obtenu par les trois méthodes utilisées est au voisinage de l'unité aux niveaux des fréquences de résonance et nous pouvons remarquer une très bonne concordance entre les résultats trouvés. Les figures IV. 113 et IV. 114 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.59 GHz, 5.25 GHz et 5.79 GHz.

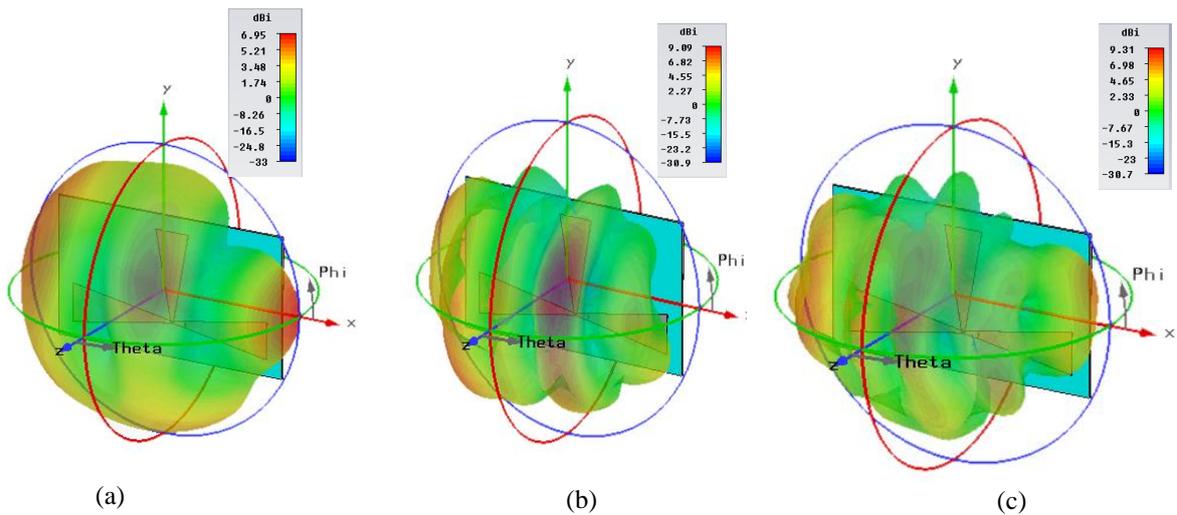


Figure IV. 113. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f = 2.59$ GHz) ; (b) ($f = 5.25$ GHz) et (c) ($f = 5.79$ GHz).

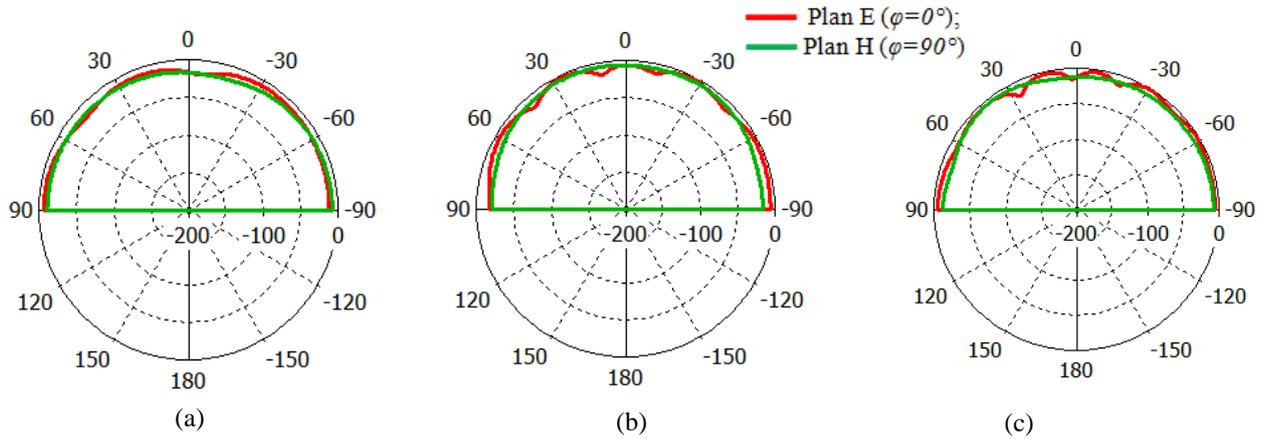


Figure IV. 114. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.59$ GHz) ; (b) ($f= 5.25$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 4. 10. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, Bluetooth : 2.4-2.49 GHz et WLAN (U-NII High band) : 5.725-5.852 GHz

Nous examinons ici au cours de cette section, les performances d'une antenne tri-bande alimentée par sonde coaxiale optimisée à l'aide de notre modèle équivalent mise en évidence durant le chapitre II. Cette antenne est destinée aux applications sans fil, plus particulièrement pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, Bluetooth : 2.4-2.49 GHz et WLAN (U-NII High band) : 5.725-5.852 GHz. La configuration de cette antenne est illustrée sur la figure ci-dessous.

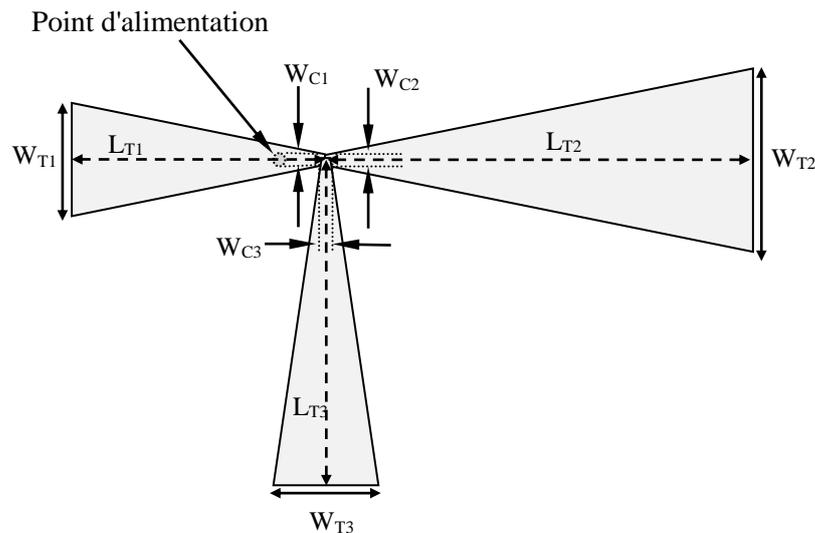


Figure IV. 115. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 17.411$ mm, $W_{C1}= 1.851$ mm, $L_{T1}=44.12$ mm, $W_{T2}= 27.978$ mm, $W_{C2}= 1.846$ mm, $L_{T2}=74.1$ mm, $W_{T3}= 18.584$ mm, $W_{C3}= 0.891$ mm, $L_{T3}=50.17$ mm.

Le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire simulés obtenus par le modèle équivalent proposé, le simulateur Momentum d'Agilent software et ceux obtenus par CST Microwave studio de l'antenne tri-bande sont représentés respectivement sur les figure IV.116 et IV.117 dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

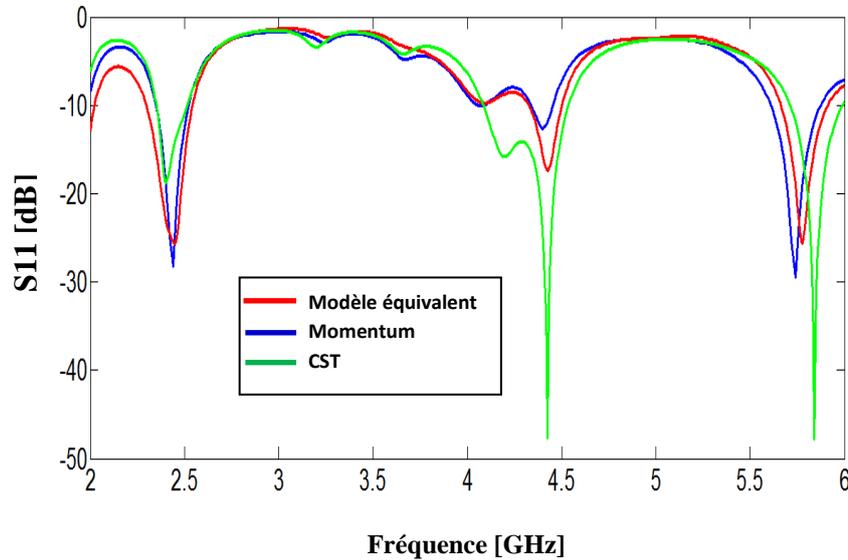


Figure IV. 116. Coefficient de réflexion de l'antenne obtenu par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.

Comme nous pouvons le constater sur la figure IV.116, le coefficient de réflexion est inférieur à -9.54 dB pour les trois méthodes utilisées dans les bandes de fréquence allant de (2.29–2.55 GHz) qui contient simultanément le LTE 2300 et le Bluetooth , et (5.66–5.92 GHz) qui contient le WLAN (U-NII High band) dont les pics de résonance enregistrés sont de l'ordre de: -25.67 dB et -25.62 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de l'ordre de -28.18 dB et -29.42 dB obtenus par la méthode des moments de Momentum et de l'ordre de -18.61 dB et -47.76 dB obtenus par la technique d'intégration finie de CST. Cela nous permet de valider le modèle utilisé pour la conception de notre antenne. En outre, un bon accord entre les résultats de simulation obtenus du rapport d'onde stationnaire qui est inférieur à 2 pour ces fréquences de résonance.

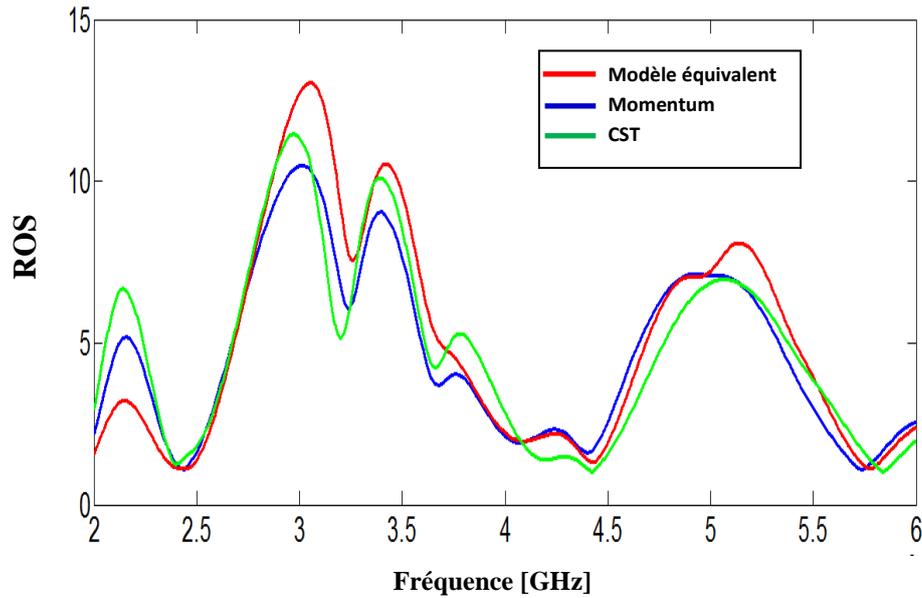


Figure IV. 117. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne tri-bande en 3D et en coordonnées polaire en plan E ($\Phi=0^\circ$) et plan H ($\Phi=90^\circ$) sont illustrés respectivement sur les figures IV. 118 et IV.119.

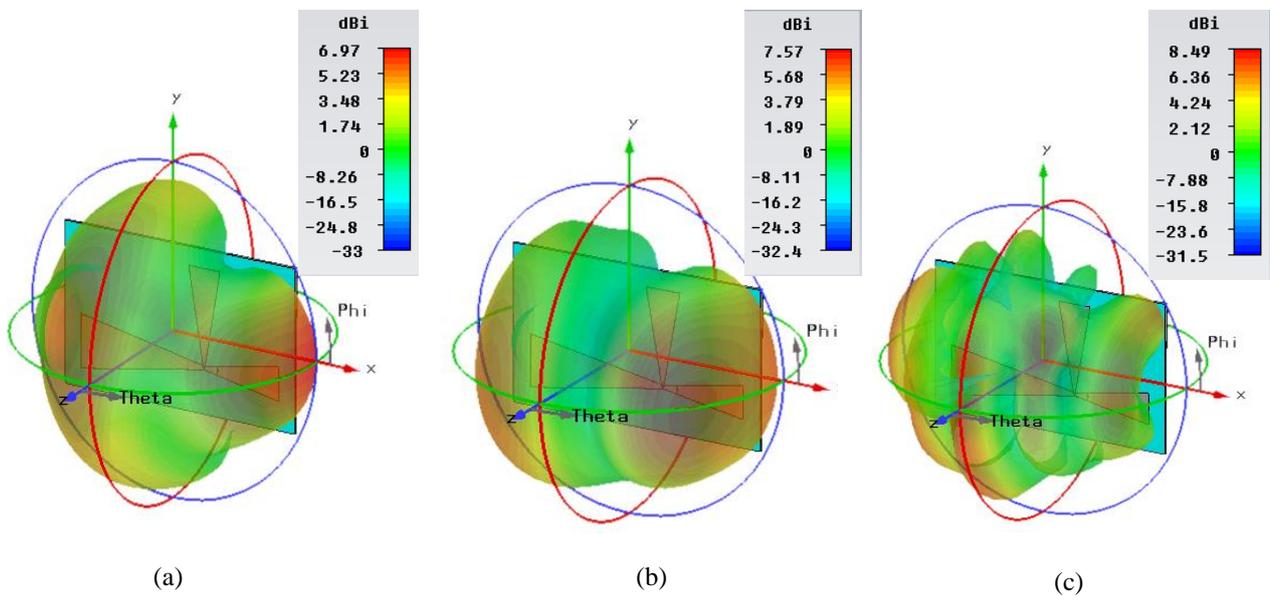


Figure IV. 118. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.44$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

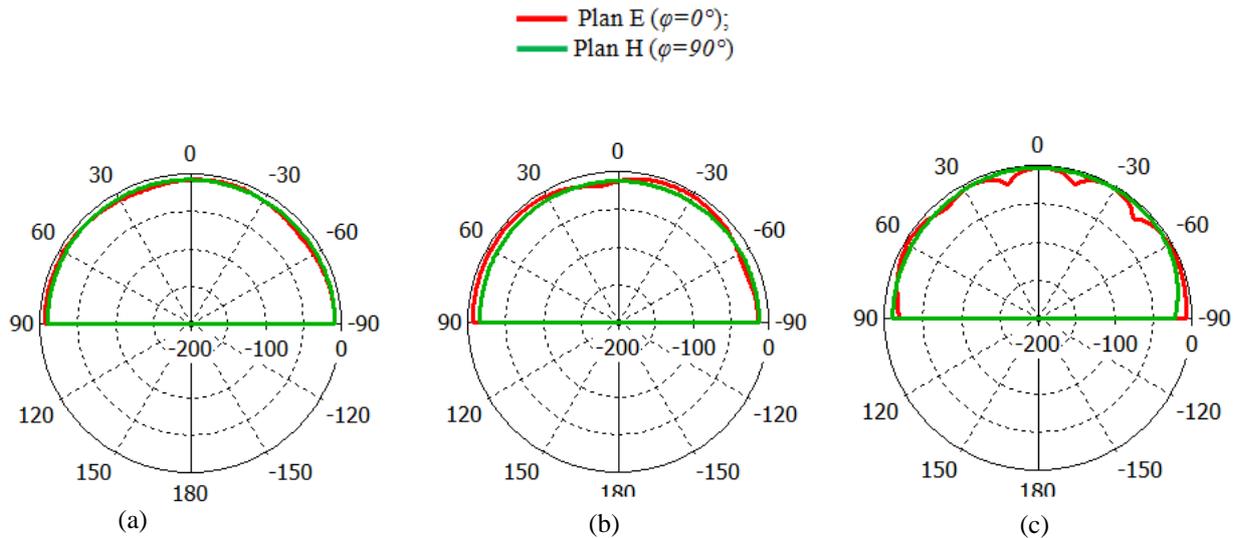


Figure IV. 119. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.44$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 4. 11. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz

Actuellement, les standards de télécommunication pour les applications sans fil sont multiples et variés, parmi ceux-ci on trouve les normes LTE 2300, WiMAX et WLAN (U-NII high band). Pour cela et dont l'objectif d'enrichir les résultats de simulation déjà illustrés auparavant, et d'autres part de valider le modèle équivalent proposé, nous exposons ici dans cette section une antenne bowtie tri-bande composée de trois bras dans les tailles sont différentes afin d'assurer un fonctionnement à trois fréquences. Bien entendu, cette antenne qui devra être alimentée à travers une sonde coaxiale est optimisée en premier lieu par le modèle équivalent présenté de façon détaillé lors du deuxième chapitre. Par la suite, les masques vont être générés et exportés vers les simulateurs Momentum d'Agilent software et CST Microwave Studio pour comparaison. La configuration de notre antenne tri-bande dans une vue de face est présentée sur le figure IV. 120. Les dimensions géométriques de cette antenne sont également fournies et sont données en millimètre.

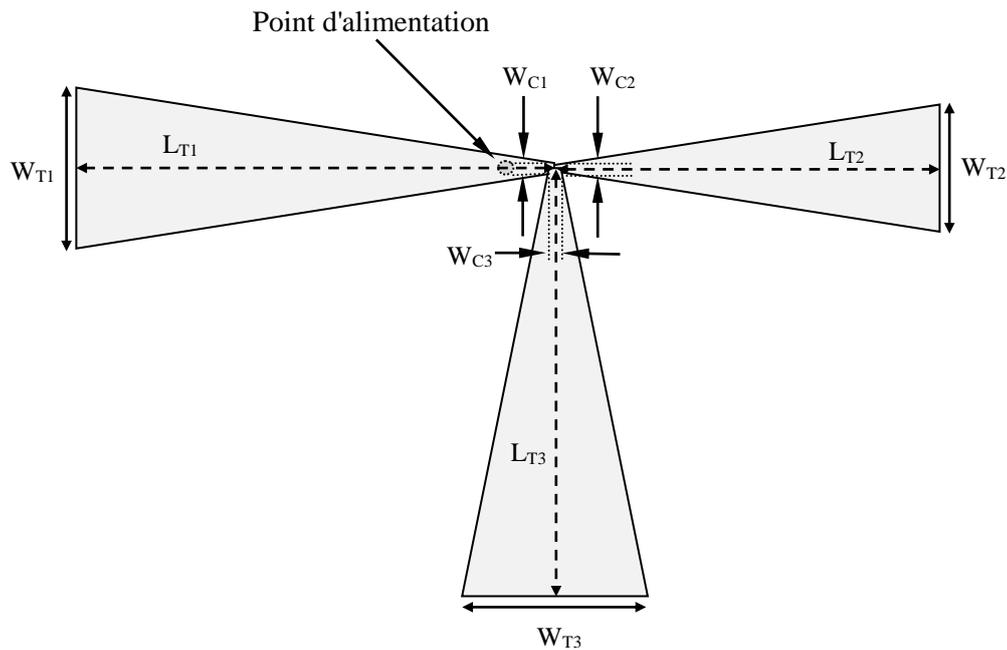


Figure IV. 120. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=27.103\text{ mm}$, $W_{C1}=1.821\text{ mm}$, $L_{T1}=71.69\text{ mm}$, $W_{T2}=21.495\text{ mm}$, $W_{C2}=1.107\text{ mm}$, $L_{T2}=57.82\text{ mm}$, $W_{T3}=27.157\text{ mm}$, $W_{C3}=1.822\text{ mm}$, $L_{T3}=71.83\text{ mm}$.

Sur les figures IV.121 et IV.122, on représente respectivement le résultat du module du coefficient de réflexion obtenu, et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne proposée.

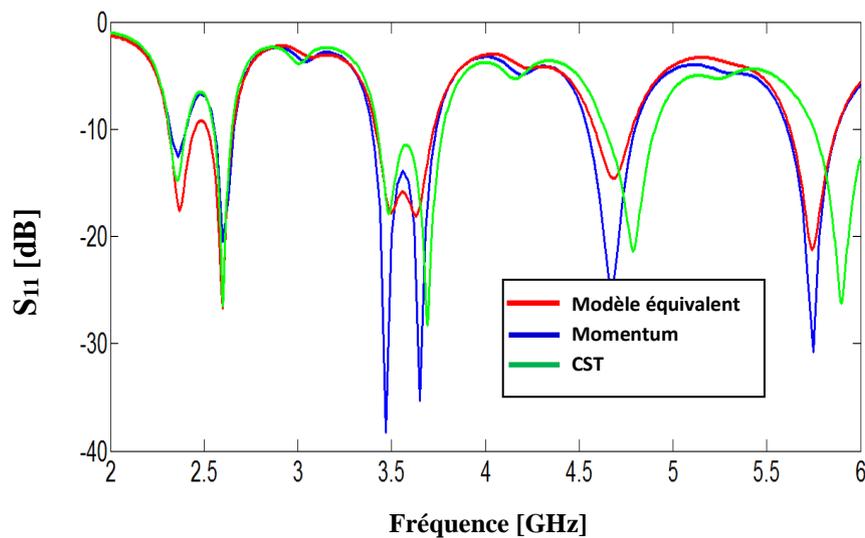


Figure IV. 121. Coefficient de réflexion simulé de l'antenne bow-tie tri-bande.

Cette antenne est conçue pour résonner à trois fréquences différentes à savoir $f_1=2.35\text{ GHz}$, $f_2=3.5\text{ GHz}$ et $f_3=5.8\text{ GHz}$ dont le coefficient de réflexion est respectivement de l'ordre

de -17.6 dB, -17.8 dB, -21.24 dB obtenu par le modèle électrique équivalent, de -12.62 dB, -38.3 dB et -30.75 dB obtenu par la méthode des moments de Momentum et de -14.8 dB, -17.87 dB et -26.18 dB obtenu par la technique d'intégration finie de CST. Nous observons que les résultats de simulation des trois méthodes sont très proches se qui prouve la bonne adaptation.

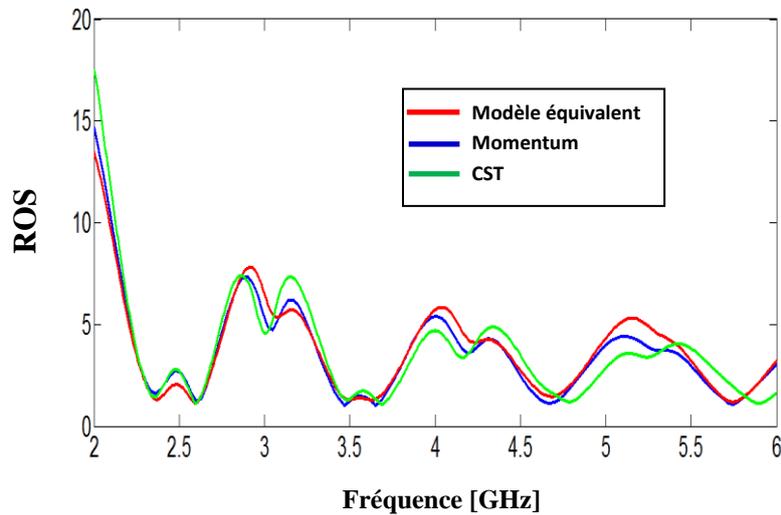


Figure IV. 122. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les figures IV.123 et IV.124 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.35 GHz, 3.5 GHz et 5.79 GHz.

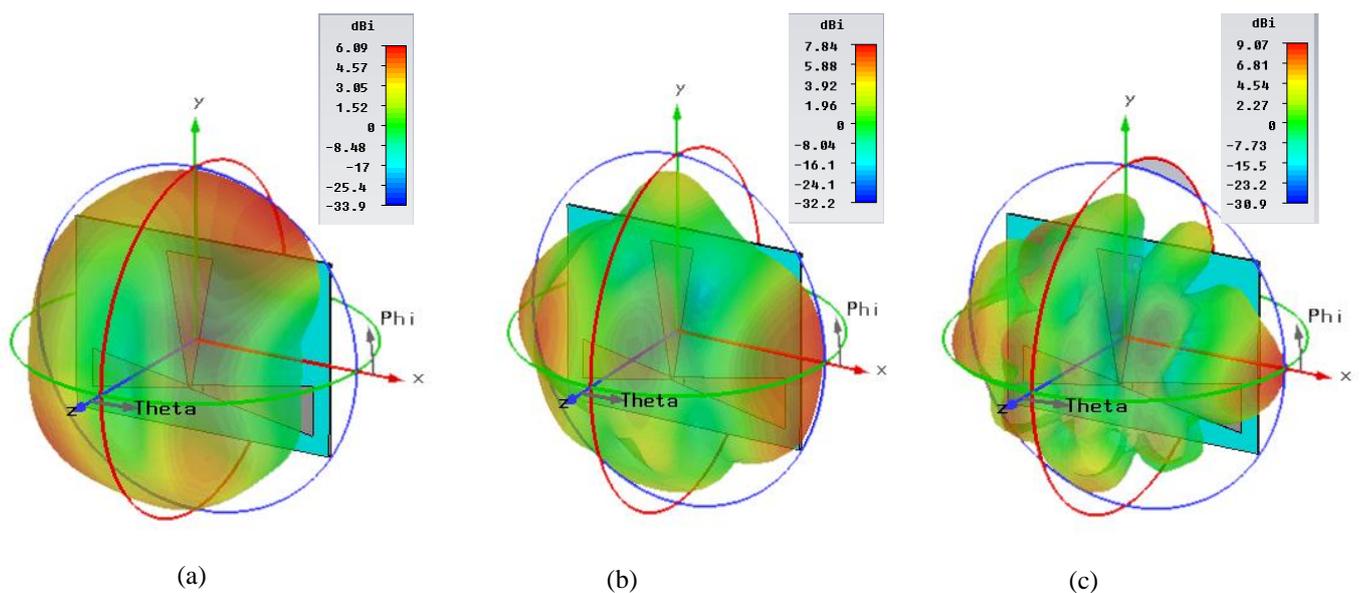


Figure IV. 123. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

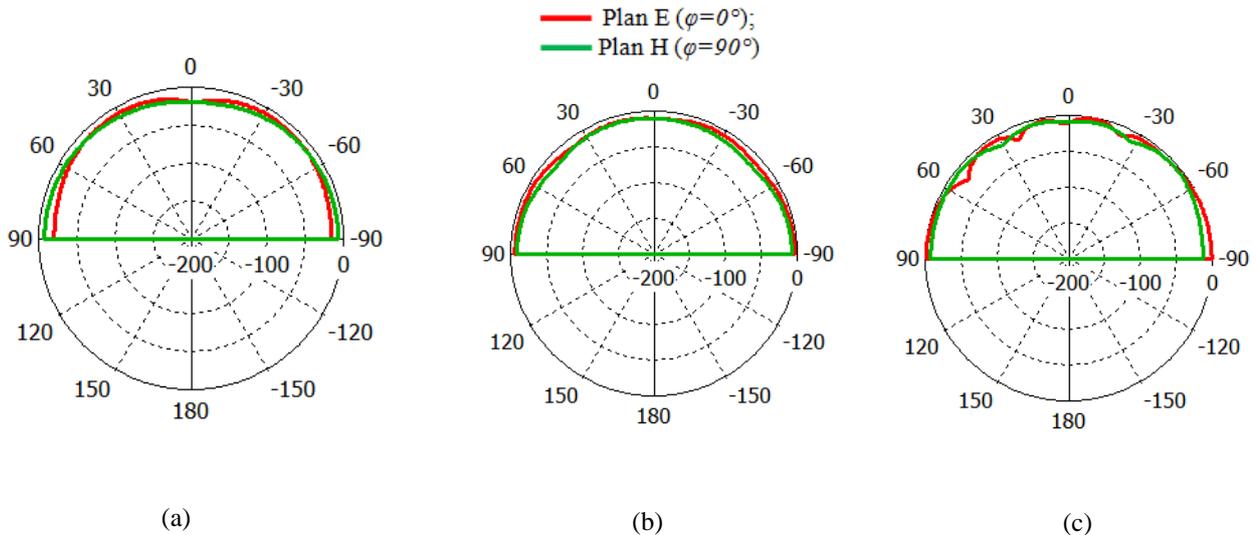


Figure IV. 124. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 4. 12. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz

Dans cette section, nous présentons une antenne tri-bande capable d'opérer à trois bandes de fréquence qui sont : LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz. La géométrie de cette antenne est schématisée sur la figure ci-dessous.

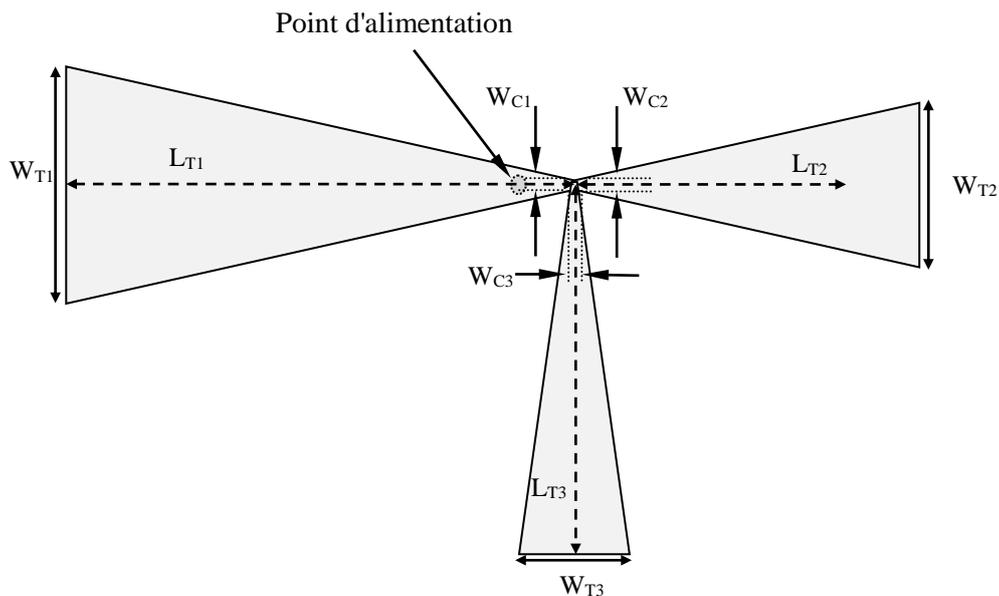


Figure IV. 125. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 28.360$ mm, $W_{C1}= 1.629$ mm, $L_{T1}=75.83$ mm, $W_{T2}= 19.715$ mm, $W_{C2}= 1.314$ mm, $L_{T2}=52.18$ mm, $W_{T3}= 16.877$ mm, $W_{C3}= 1.193$ mm, $L_{T3}=44.46$ mm.

Les résultats obtenus pour le coefficient de réflexion ainsi que le rapport d'onde stationnaire sont présentés dans les figures IV.126 et IV.127.

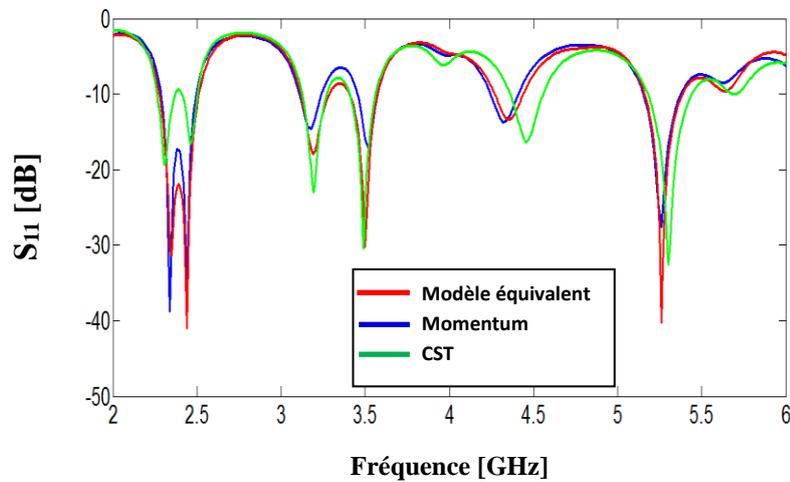


Figure IV. 126. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne tri-bande alimentée par sonde coaxiale.

L'antenne proposée résonne à trois fréquences: 2.35 GHz, 3.5GHz et 5.25 GHz dont les valeurs d'amplitude sont respectivement : -31.42 dB, -30.26 dB et -40.23 dB obtenues par le modèle électrique équivalent, -38.8dB, -17.37dB et -27.64 dB obtenues par Momentum et -19.3 dB, -30.4 dB et -32.5 dB obtenues par CST. Nous pouvons remarquer une très bonne correspondance entre les courbes simulés par les trois 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.

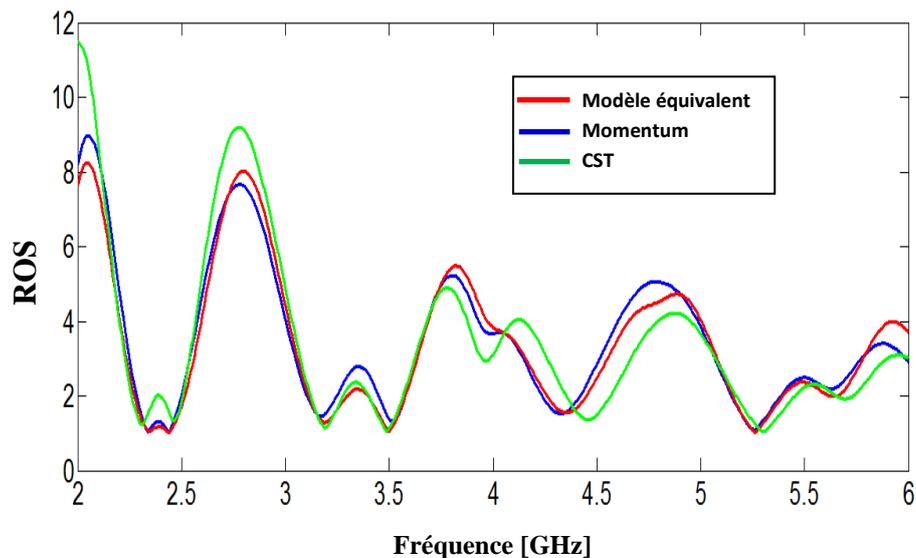


Figure IV. 127. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.35 GHz, 3.5 GHz et 5.25 GHz sont présentés sur les figures IV.128 et IV.129.

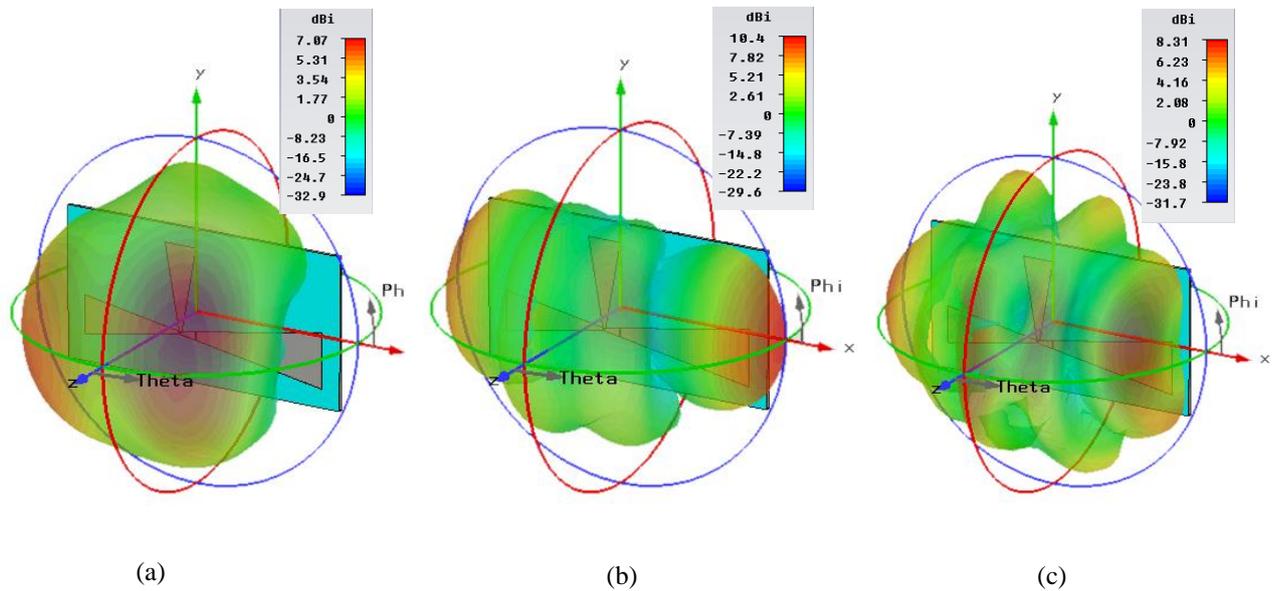


Figure IV. 128. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f=3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

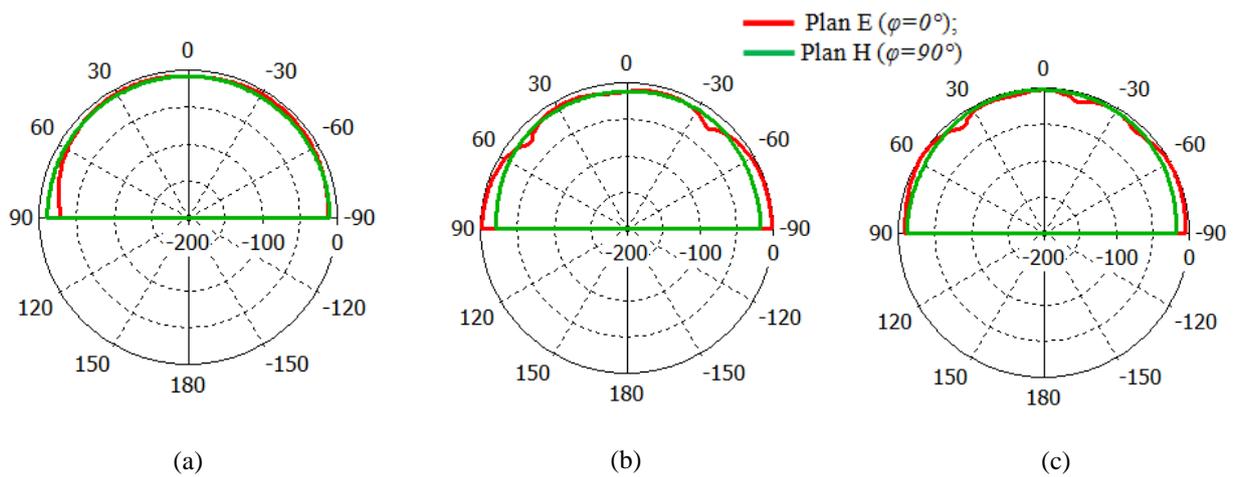


Figure IV. 129. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f=3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

IV. 4. 13. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz

Ici et dans cette section, nous allons essayer de concevoir une antenne de type nœud papillon capable d'opérer aux différentes normes LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz. Le modèle équivalent a été employé afin de faciliter l'optimisation et l'adaptation à ces fréquences. Le masque de cette antenne est illustré sur la figure ci-dessous. La configuration de notre antenne tri-bande dans une vue de face est présentée sur la figure IV. 130. Les dimensions géométriques de cette antenne sont également fournies et sont données en millimètre.

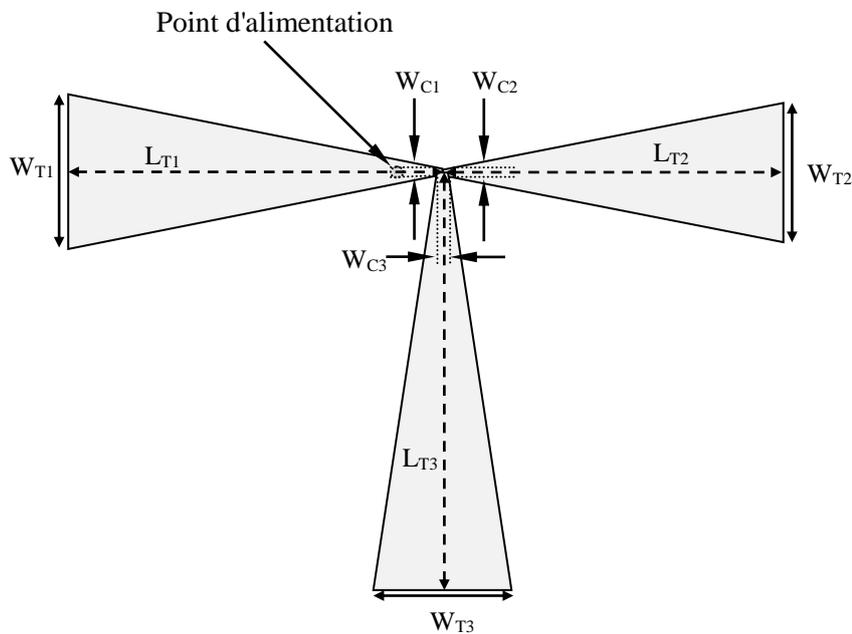


Figure IV. 130. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=26.545 \text{ mm}$, $W_{C1}=1.262 \text{ mm}$, $L_{T1}=71.69 \text{ mm}$, $W_{T2}=24.196 \text{ mm}$, $W_{C2}=1.119 \text{ mm}$, $L_{T2}=65.45 \text{ mm}$, $W_{T3}=27.278 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.968 \text{ mm}$, $L_{T3}=71.78 \text{ mm}$.

Les coefficients de réflexion et les rapports d'ondes stationnaires simulés obtenus par le modèle équivalent proposé, le simulateur Momentum d'Agilent software et ceux obtenus par CST Microwave studio de l'antenne tri-bande, sont représentés respectivement sur les figures IV.131 et IV.132 dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

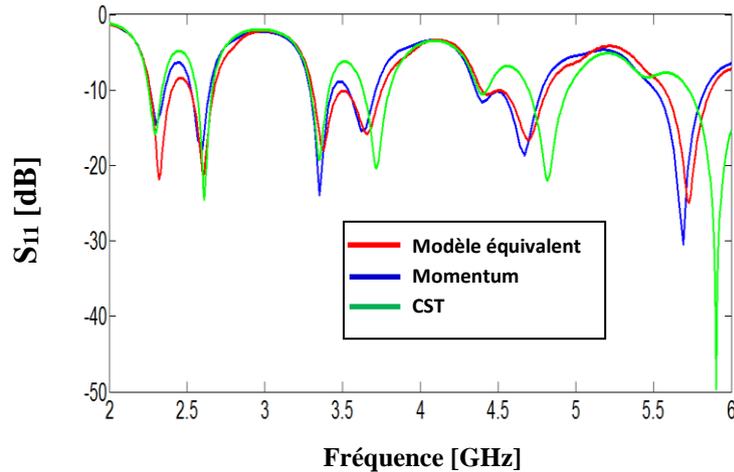


Figure IV. 131. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

Cette antenne résonne dans trois bandes de fréquence différentes. Pour $|S_{11}| < -10$ dB : la première bande s'étale de 2.26 à 2.41 GHz (permet de couvrir le standard LTE2300), la deuxième bande allant de 2.51 à 2.68 GHz (permet de couvrir le standard LTE2500) et la troisième bande allant de 5.56 à 5.89 GHz (permet de couvrir le standard WLAN U-NII High band) dont les amplitudes réfléchies sont respectivement de l'ordre de: -21.88 dB, -21.13 dB et -24.92 dB obtenues par le modèle électrique équivalent, de -14.61 dB, -17.96 dB et -30.53 dB obtenues par Momentum, et de -15.8 dB, -23.7 dB et -49.72 dB obtenues par la technique d'intégration finie de CST, un léger décalage est observé sur la bande supérieure par rapport à cette dernière.

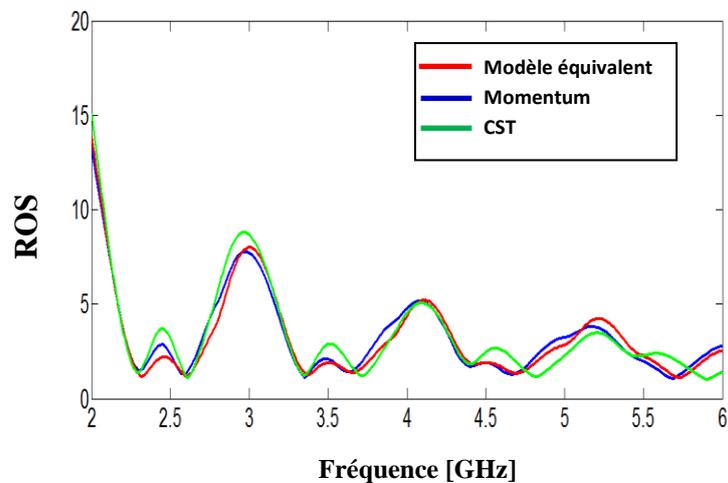


Figure IV. 132. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Nous pouvons constater 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. Les figures IV. 133 et IV. 134 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les trois fréquences de résonance 2.35 GHz, 2.59 GHz et 5.79 GHz.

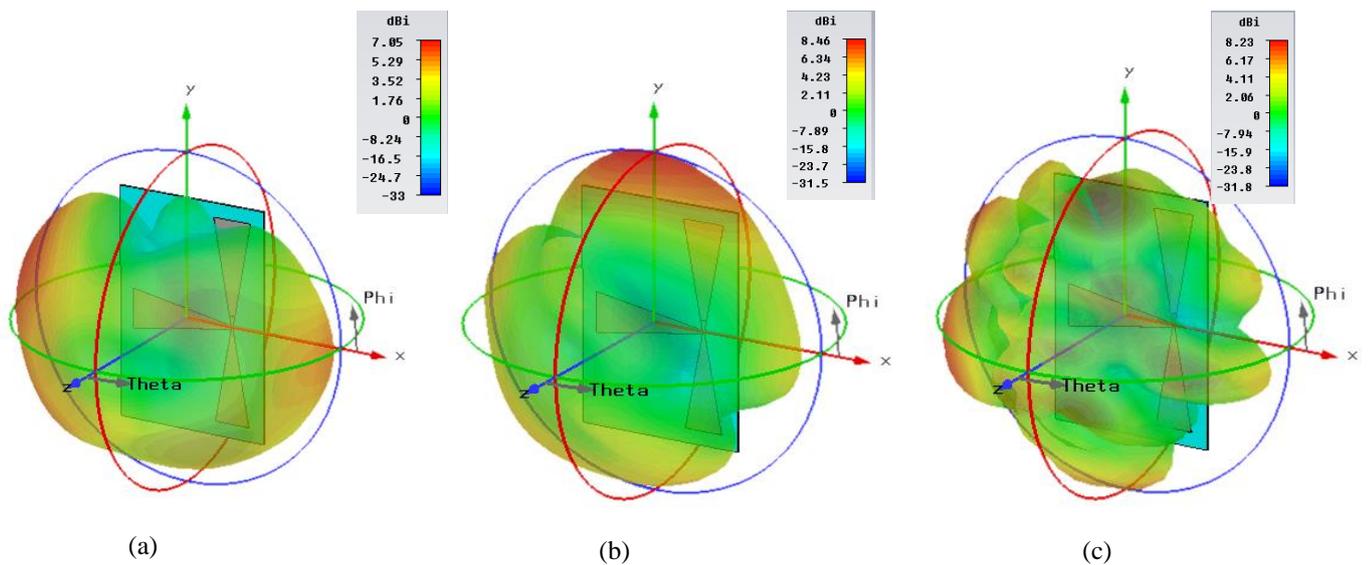


Figure IV. 133. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

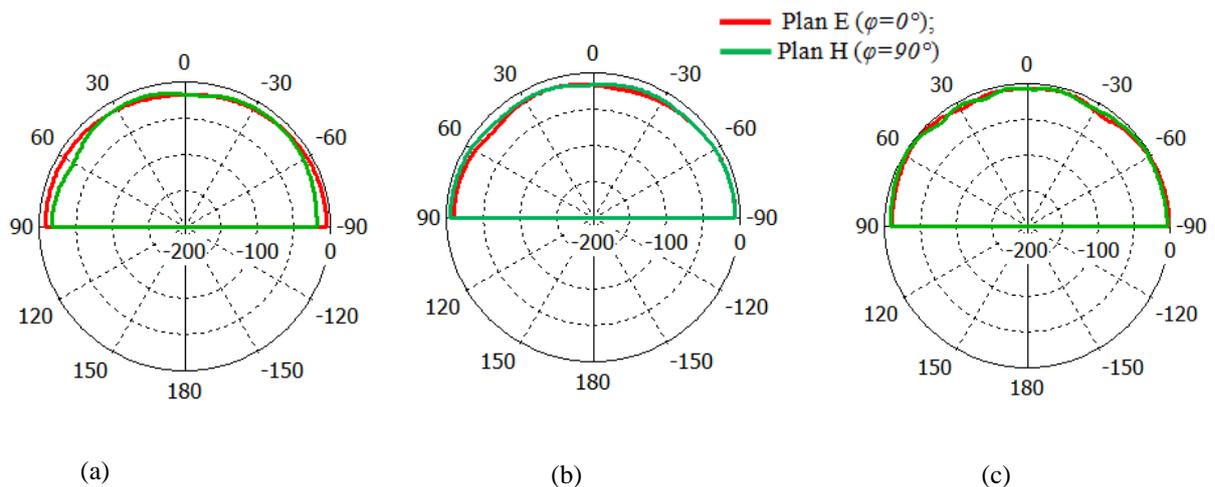


Figure IV. 134. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 4. 14. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz

Au cours de cette partie, une antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz a été développée afin de permettre un fonctionnement optimale dans ces bandes de fréquences. Bien entendu, le modèle équivalent a été largement employé afin d'optimiser cette antenne dans un temps records et permettre d'atteindre les performances souhaités. La configuration de notre antenne tri-bande dans une vue de face est présentée sur la figure IV. 135. Les dimensions géométriques de cette antenne sont également fournies et sont données en *mm*.

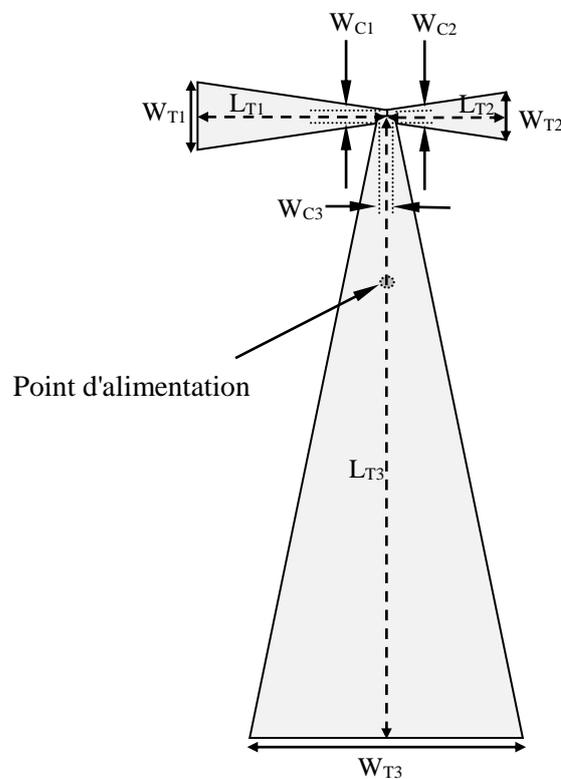


Figure IV. 135. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 7.146 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.295 \text{ mm}$, $L_{T1} = 16.59 \text{ mm}$, $W_{T2} = 5.113 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.407 \text{ mm}$, $L_{T2} = 10.52 \text{ mm}$, $W_{T3} = 27.937 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.253 \text{ mm}$, $L_{T3} = 75.66 \text{ mm}$.

Sur les figures IV.136 et IV.137 on représente respectivement le module du coefficient de réflexion, et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne simulée dans la gamme des fréquences entre 2 et 6 GHz.

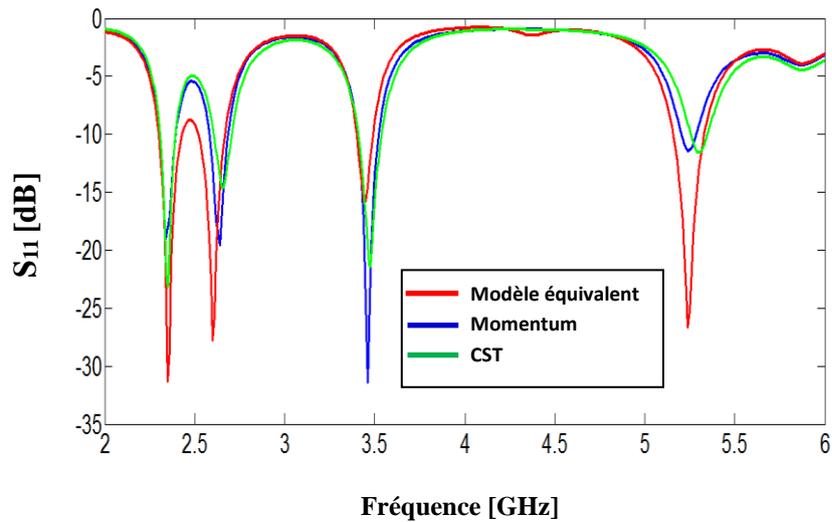


Figure IV. 136. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne tri-bande alimentée par sonde coaxiale.

Nous constatons que le coefficient de réflexion des trois courbes de l'antenne est inférieur à -9.54 dB sur toutes les bandes de fréquence désirées. Les fréquences centrales simulées sont autour de: 2.35, 2.59 et 5.25 GHz dont les pics de résonance sont de l'ordre de: -31.34 dB, -27.8 dB et -26.62 dB obtenus par le modèle équivalent, de -19.1 dB, -19.6 dB et -11.43 dB obtenus par Momentum et de -22.95 dB, -14.63 dB, et -11.56 dB obtenus par CST. Nous pouvons observer que les bandes LTE2300, LTE2500 et WLAN (U-NII low band) sont déjà couvertes, et que le rapport d'onde stationnaire est inférieur à 2 pour toutes les fréquences de travail et donc une très bonne adaptation de l'antenne.

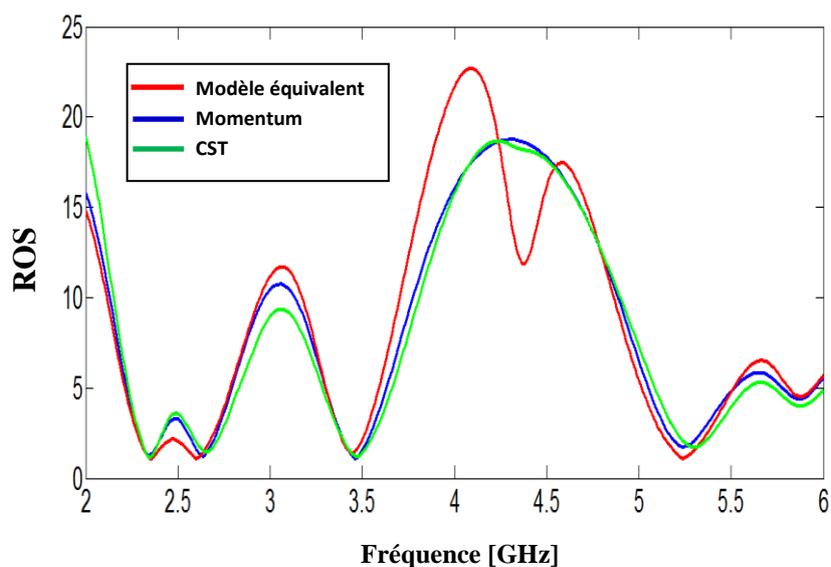


Figure IV. 137. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les caractéristiques de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne pour les trois fréquences de résonance sont présentées dans la figure IV.138 et IV.139.

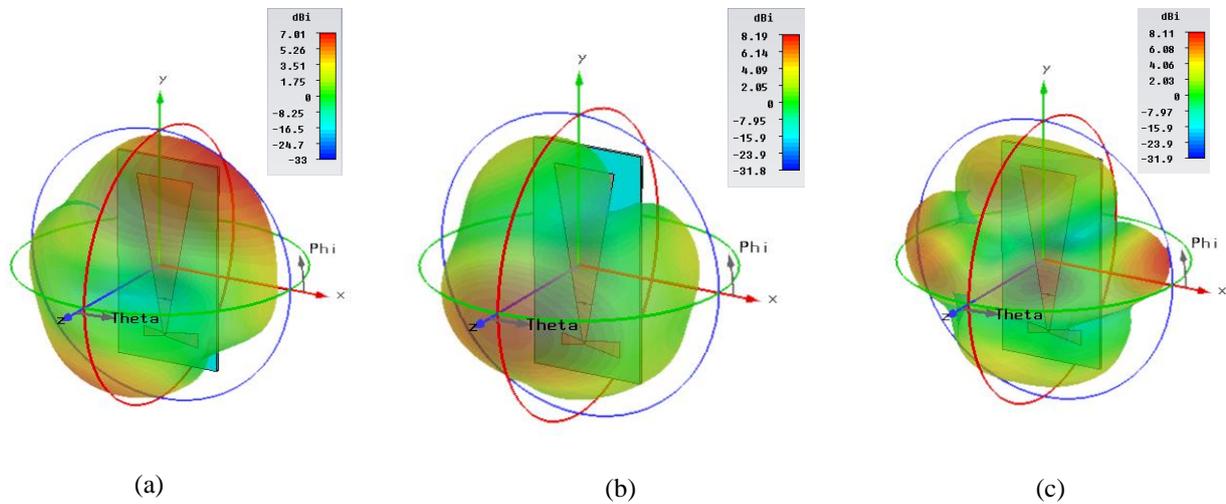


Figure IV. 138. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

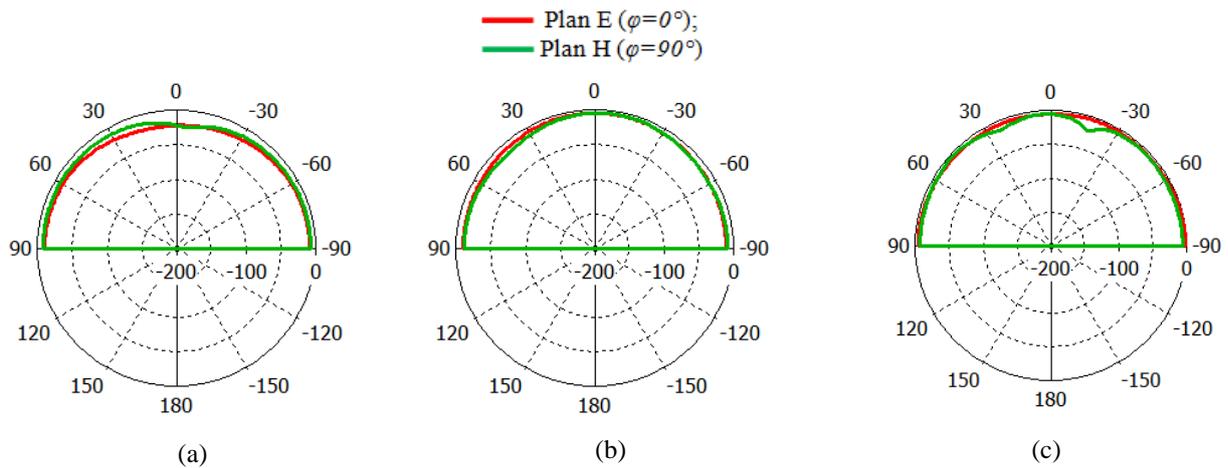


Figure IV. 139. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz) et (c) ($f= 5.25$ GHz).

IV. 4. 15. Antenne pour LTE1800 : 1.7-1.9 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz

Au cours de cette section, une antenne pour LTE1800 : 1.7-1.9 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725-5.852 GHz a été développée, afin de permettre un fonctionnement optimale dans ces bandes de fréquence. Bien entendu, le modèle

équivalent a été largement employé afin d'optimiser cette antenne dans un temps records et permettre d'atteindre les performances souhaités.

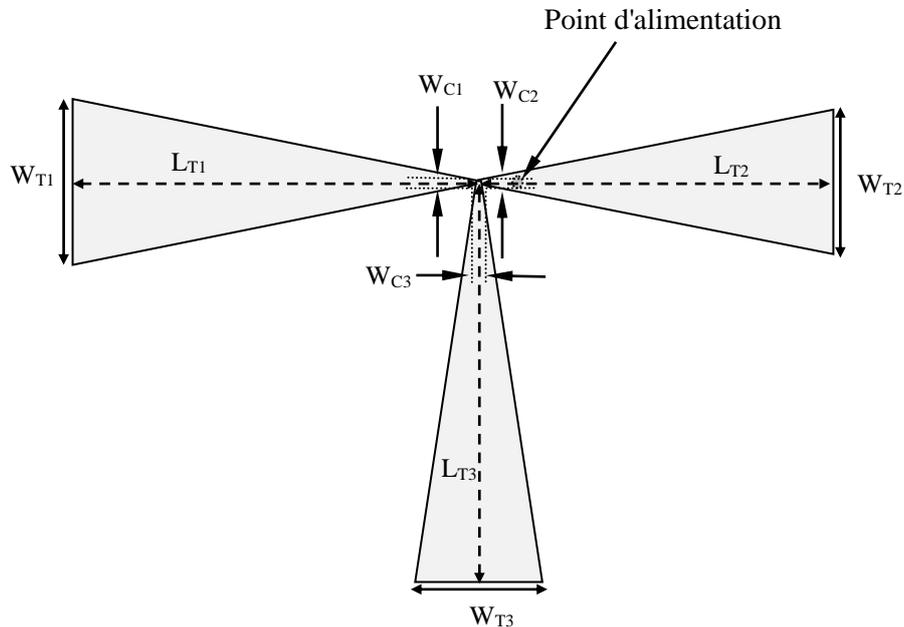


Figure IV. 140. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=39.976 \text{ mm}$, $W_{C1}=0.999 \text{ mm}$, $L_{T1}=110.5 \text{ mm}$, $W_{T2}=34.999 \text{ mm}$, $W_{C2}=1 \text{ mm}$, $L_{T2}=96.42 \text{ mm}$, $W_{T3}=34.964 \text{ mm}$, $W_{C3}=1 \text{ mm}$, $L_{T3}=96.31 \text{ mm}$.

Les variations du module du coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence sont indiquées respectivement sur les figures IV.141 et IV.142.

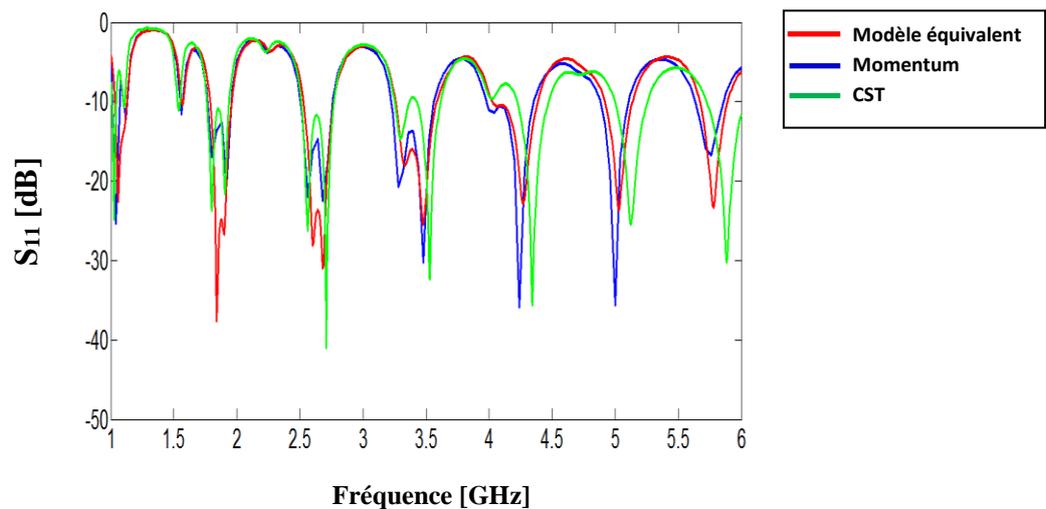


Figure IV. 141. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne tri-bande alimentée par sonde coaxiale.

Le coefficient de réflexion de l'antenne optimisée présente plusieurs pics de résonance. Pour les fréquences de résonance trouvées respectivement autour de 1.8 GHz, 3.5 GHz et 5.79 GHz, on enregistre des pics de l'ordre de -37.63 dB, -25.55 dB et -23.4 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de -17 dB, -30.29 dB et -16.69 dB obtenus par Momentum et de -21.87 dB, -32.36 dB et -29.67 dB obtenus par CST. Ces valeurs montrent que l'utilisation des tapers engendre une augmentation des fréquences de résonance, ainsi qu'un élargissement conséquent de la bande passante. On observe une excellente concordance des résultats du rapport d'onde stationnaire qui est près de l'unité pour les trois fréquences de résonance.

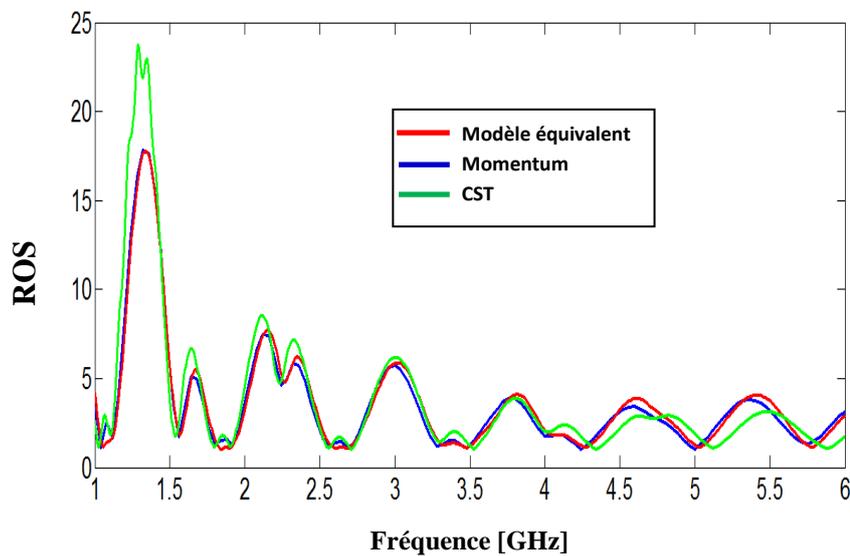


Figure IV. 142. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les caractéristiques de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne pour les trois fréquences de résonance sont présentées dans la figure IV.143 et IV.144.

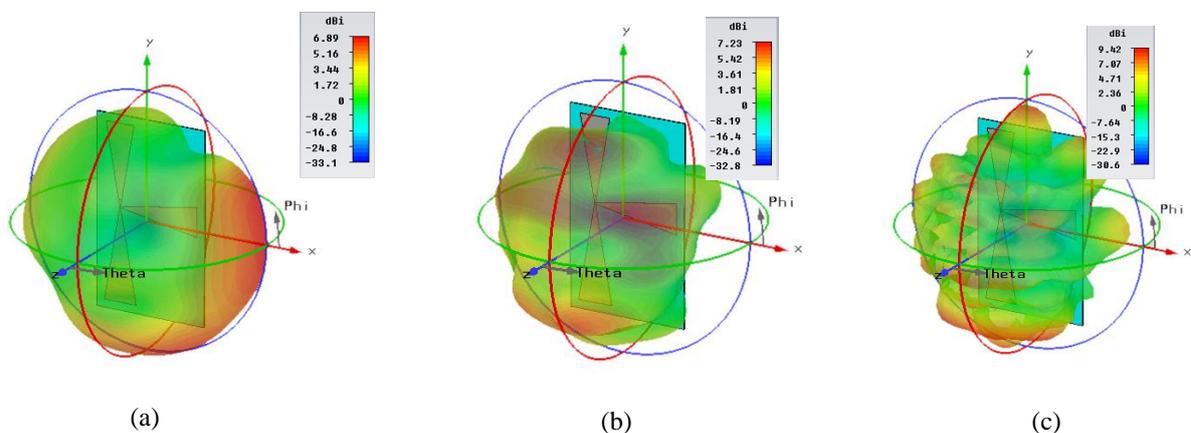


Figure IV. 143. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f = 1.8$ GHz) ; (b) ($f = 3.5$ GHz) et (c) ($f = 5.79$ GHz).

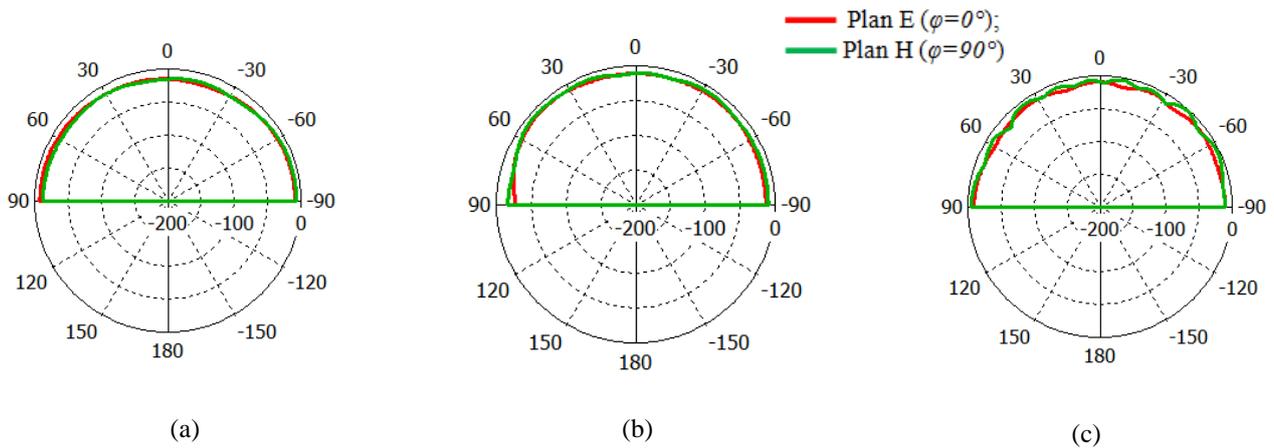


Figure IV. 144. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 1.8$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz) et (c) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 5. Antennes quad-bandes

La majorité des antennes multi-bandes exhibent des bandes de fonctionnement corrélées et par voie de conséquence, les relations entre ces fréquences ne sont pas autonomes et facilement maîtrisables. Dans ce contexte, une nouvelle topologie d'antennes quad-bandes possédant des rapports de fréquences de résonance indépendants, et aisément ajustables est proposée. L'élément de base utilisé est celui de l'antenne nœud-papillon en se basant sur le modèle équivalent mise en évidence dans la chapitre II.

IV. 5. 1. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII mid band : 5.46–5.73 GHz

Dans cette section de ce chapitre, nous commençons par la conception et validation de notre modèle équivalent proposé par la conception de plusieurs topologies d'antennes quad-bandes destinées aux applications sans fil. Ici, nous optimisant notre antenne afin qu'elle puisse opérer dans les normes : Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII mid band : 5.46–5.73 GHz. L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale de 50 Ohms. La géométrie de cette antenne est illustrée sur la figure ci-dessous[52].

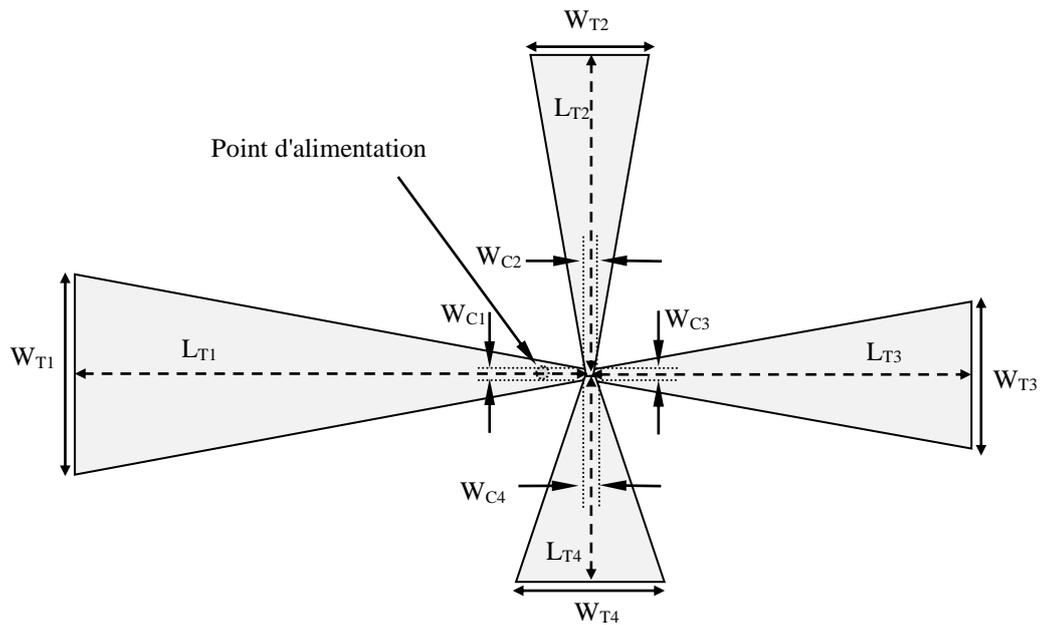


Figure IV. 145. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 28.260 \text{ mm}$, $W_{C1}= 1.782 \text{ mm}$, $L_{T1}=75.09 \text{ mm}$, $W_{T2}= 17.382 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.782 \text{ mm}$, $L_{T2}=32.89 \text{ mm}$. $W_{T3}= 20.974 \text{ mm}$, $W_{C3}=1.782 \text{ mm}$, $L_{T3}=54.42 \text{ mm}$, $W_{T4}=21.674 \text{ mm}$, $W_{C4}=1.782 \text{ mm}$, $L_{T4}=56.4 \text{ mm}$.

Sur les figures IV.146 et IV.147 on représente respectivement le module du coefficient de réflexion, et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne simulée.

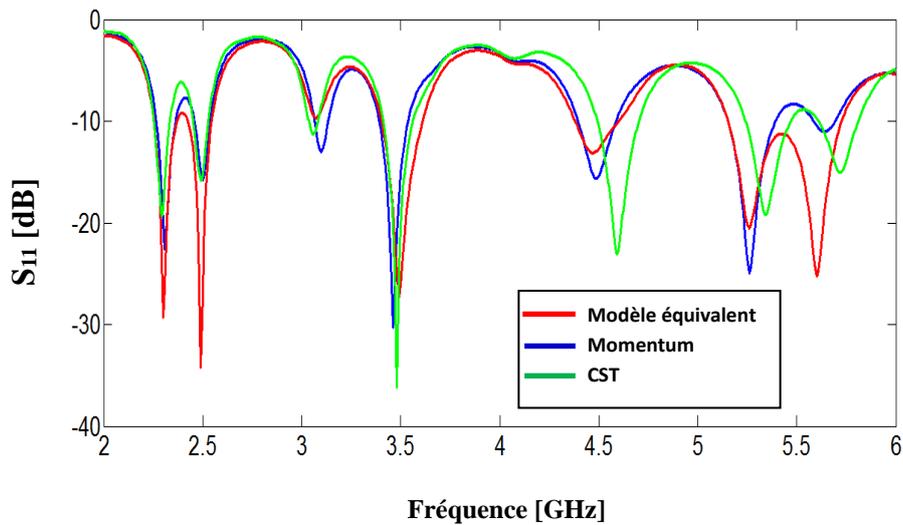


Figure IV. 146. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

Le résultat de simulation obtenu pour le module de coefficient de réflexion présente un nombre important de fréquences de résonance. En effet, ce nombre augmente au fur et à mesure que le nombre des éléments rayonnants augmente. Les fréquences centrales simulées sont autour de : 2.44, 3.5, 5.25 et 5.59 GHz dont les amplitudes réfléchies sont respectivement égales à -34.24 dB, -27.35 dB, -20.5 et -25.28 dB obtenues par le modèle équivalent, à -15.85 dB, -30.28 dB, -25 dB et -11 dB obtenues par la méthode des moments de Momentum et à -15.64 dB, -36.22 dB, -19.15 dB et -15 dB obtenues par la technique d'intégration finie de CST. On comparant ces résultats, on constate que le modèle électrique équivalent est en très bonne concordance avec ceux de Momentum et de CST, et donc une très bonne adaptation de l'antenne.

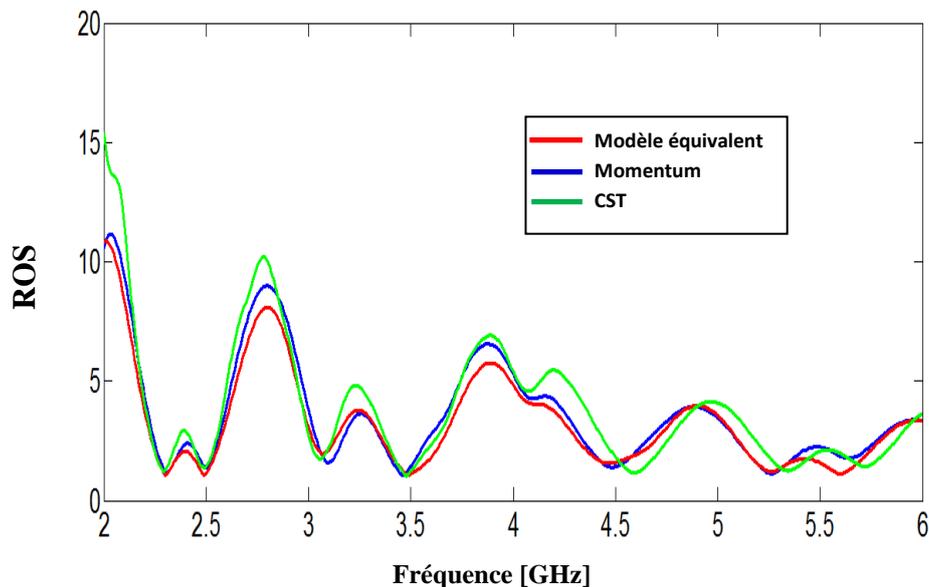


Figure IV. 147. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Comme nous pouvons observer sur la figure IV.147, les résultats de simulation du rapport d'onde stationnaire trouvés par les trois méthodes sont très proches dont ce dernier est inférieur à 2 pour toutes les fréquences de fonctionnement. Nous présentons sur les figures IV. 148 et IV. 149 le diagramme de rayonnement en trois dimensions et en polaire de l'antenne aux niveaux des quatre fréquences de résonance.

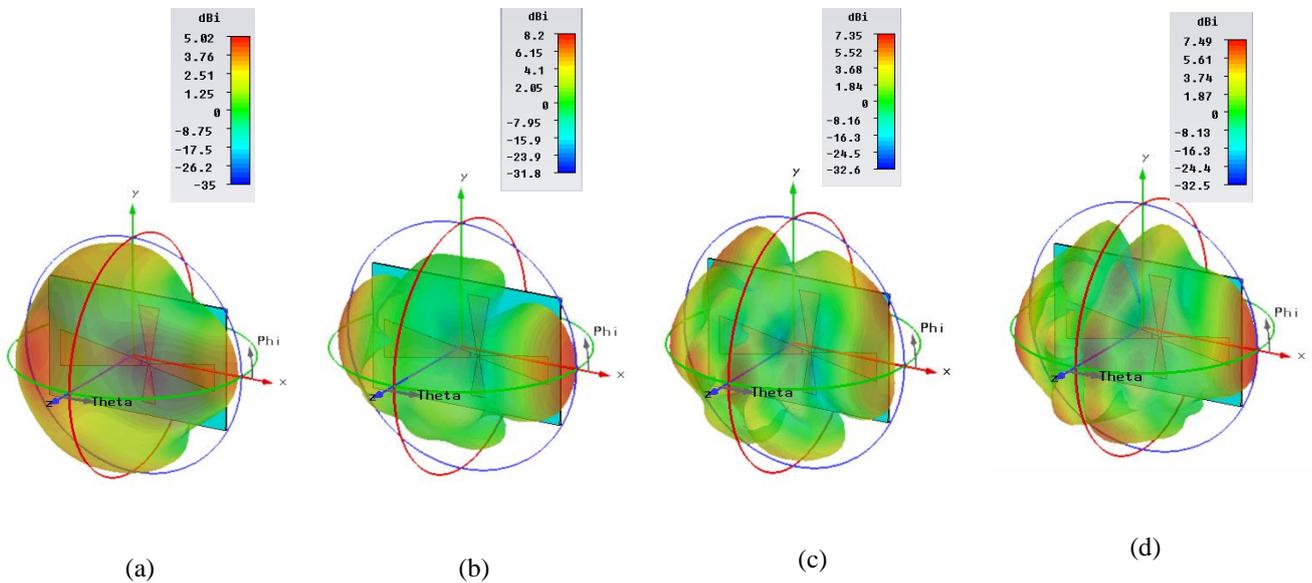


Figure IV. 148. Diagrammes de rayonnement en 3D de l’antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz), (c) ($f= 5.25$ GHz) et (d) ($f= 5.59$ GHz).

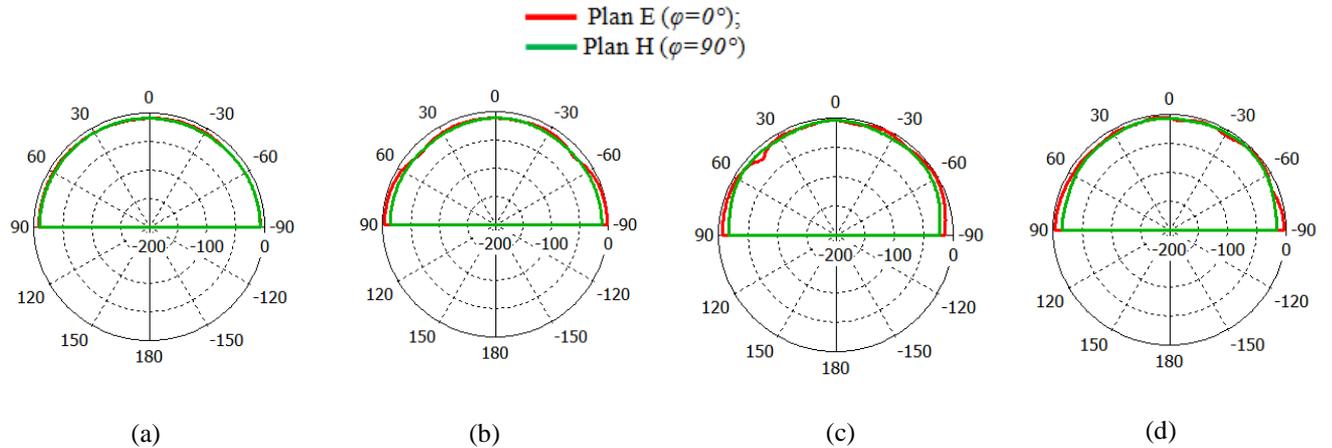


Figure IV. 149. Diagrammes de rayonnement en polaire de l’antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz), (c) ($f= 5.25$ GHz) et (d) ($f= 5.59$ GHz).

IV. 5. 2. Antenne pour Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725–5.852 GHz

Lors de cette partie, une antenne pour Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725–5.852 GHz

sera optimisée et conçue en employant le modèle équivalent de l'antenne proposée. Le masque de l'antenne nœud-papillon est présenté sur la figure III.150.

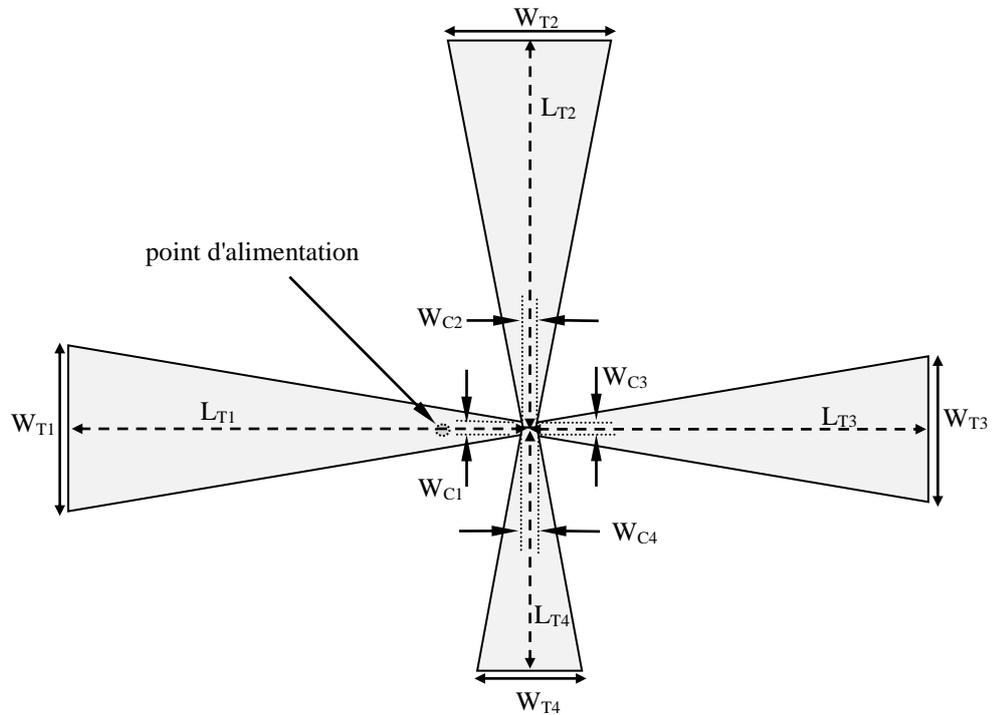


Figure IV. 150. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 18.088 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.521 \text{ mm}$, $L_{T1} = 46.96 \text{ mm}$, $W_{T2} = 16.414 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.521 \text{ mm}$, $L_{T2} = 42.22 \text{ mm}$, $W_{T3} = 15.828 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.521 \text{ mm}$, $L_{T3} = 40.55 \text{ mm}$, $W_{T4} = 10.738 \text{ mm}$, $W_{C4} = 1.521 \text{ mm}$, $L_{T4} = 26.12 \text{ mm}$.

Nous présentons respectivement sur les Figures IV.151 et IV.152 La variation du module du coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne quad-bande.

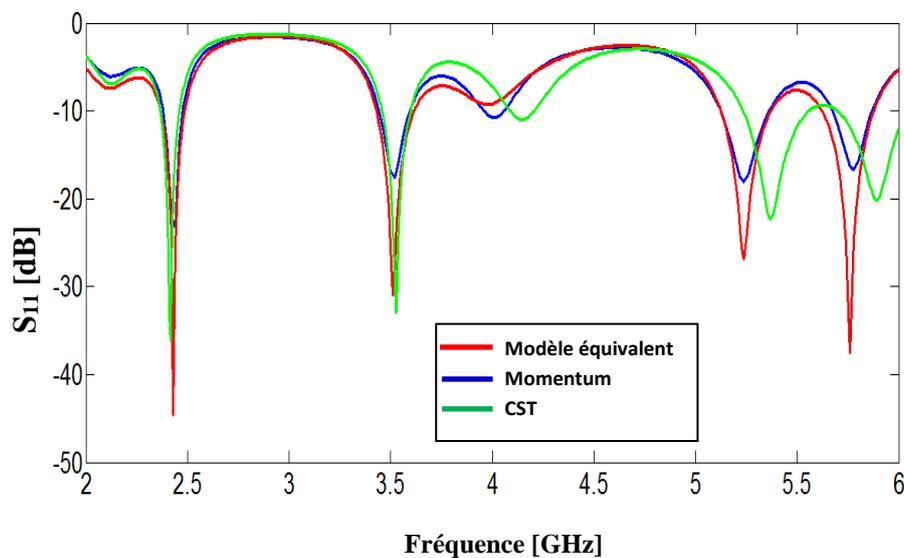


Figure IV. 151. Evolution du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence de l'antenne quad-bande alimentée par sonde coaxiale.

On constate que la couverture fréquentielle visée est adressée par l'antenne bowtie quad-bande que nous avons développée. Les quatre bandes de fréquence couvertes correspondent aux normes suivantes Bluetooth (2.4-2.49 GHz), WiMAX (3.4-3.6 GHz) et WLAN (U-NII low band (5.15-5.35 GHz) et U-NII High band (5.725-5.852 GHz)) dont les pics de résonance enregistrés sont respectivement de l'ordre de: -44.6 dB, -30.96 dB, -26.87 dB et -37.5 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de -23.3 dB, -17.6 dB, -18.1 dB et -16.68 dB obtenus par la méthode des moments de Momentum et de -36.21 dB, -32.65 dB, -22 dB et -20.2 dB obtenus par la technique d'intégration finie de CST. Elle permet donc de couvrir les fréquences souhaitées. En comparant les résultats simulés du rapport d'onde stationnaire on trouve qu'ils sont superposés et que ce dernier est inférieur à 2 pour les quatre fréquences de travail, Cela nous permet de valider notre modèle utilisé pour la conception de notre antenne.

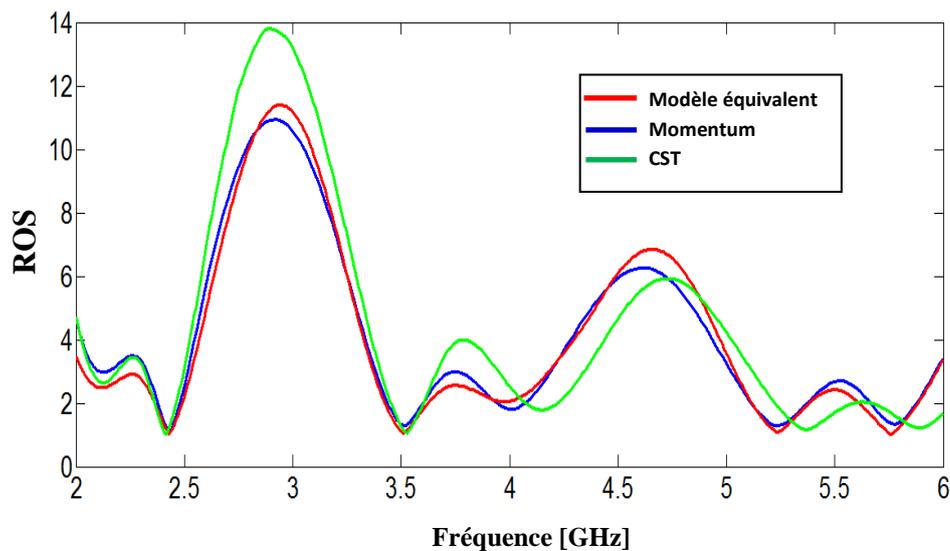


Figure IV. 152. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les figures IV.153 et IV.154 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les quatre fréquences de résonance 2.44 GHz, 3.5 GHz, $f=5.25$ GHz et 5.79 GHz.

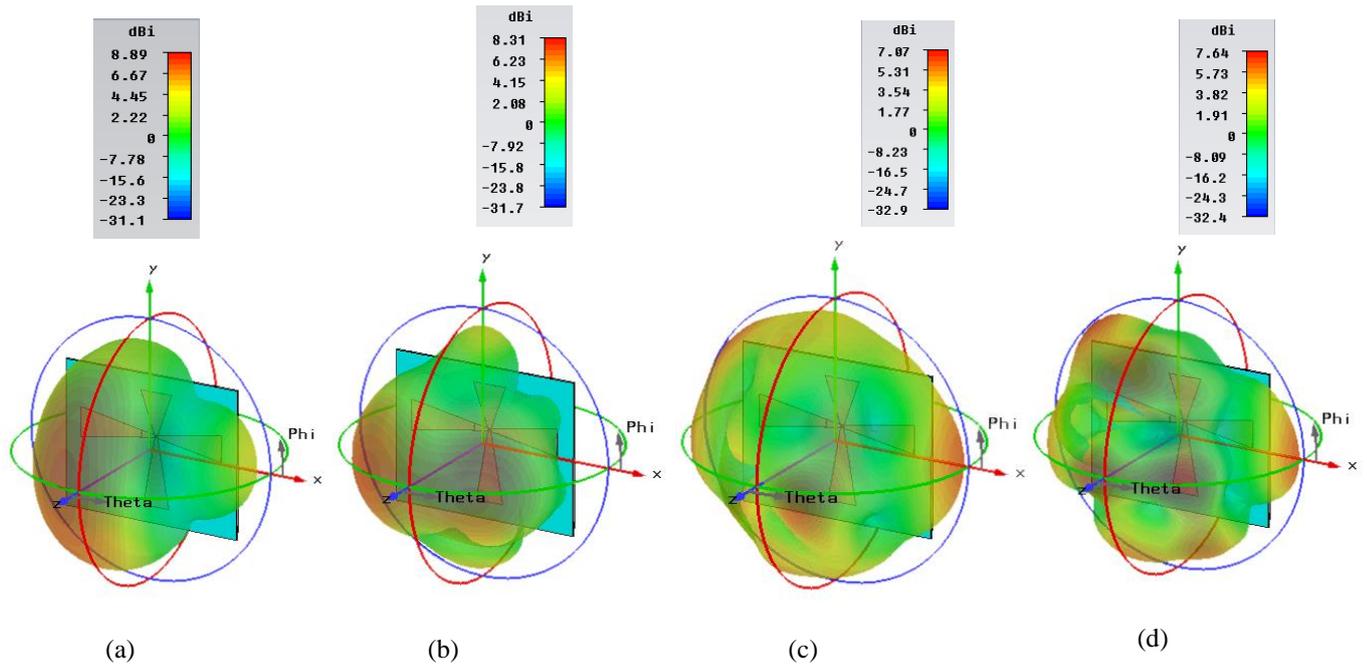


Figure IV. 153. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz), (c) ($f= 5.25$ GHz) et (d) ($f= 5.79$ GHz).

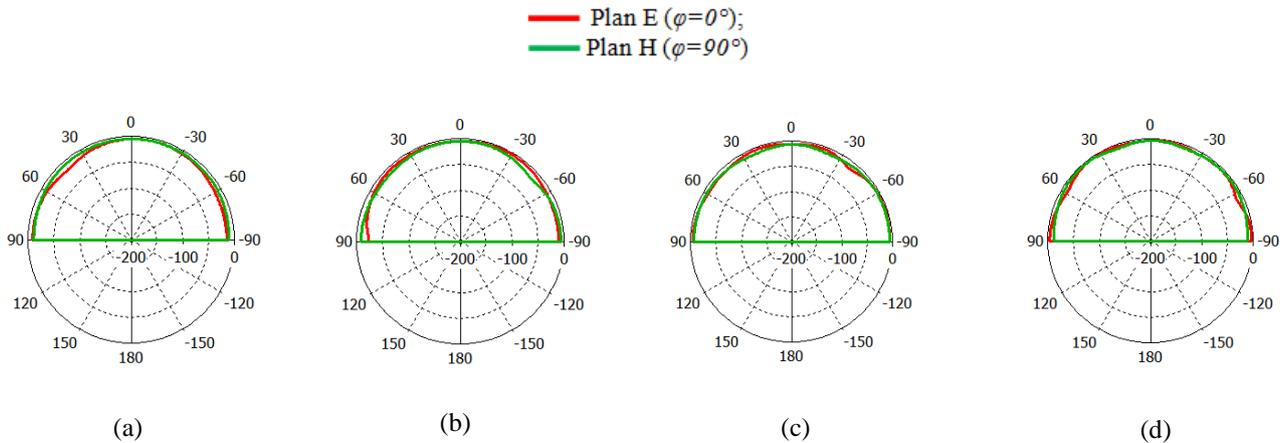


Figure IV. 154. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz), (c) ($f= 5.25$ GHz) et (d) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 5. 3. Antenne pour LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII high band : 5.725–5.852 GHz

L'antenne imprimée est alimentée par une sonde coaxiale selon la figure IV.155, elle couvre quatre bandes de fréquence (LTE 2500 ; 2.5-2.69 GHz), (WiMAX 3.4–3.6 GHz), et

les deux bandes du WLAN (U-NII low band (5.15-5.35 GHz) et U-NII High band (5.725–5.852 GHz)). Le masque de l'antenne est présenté sur la figure ci-dessous.

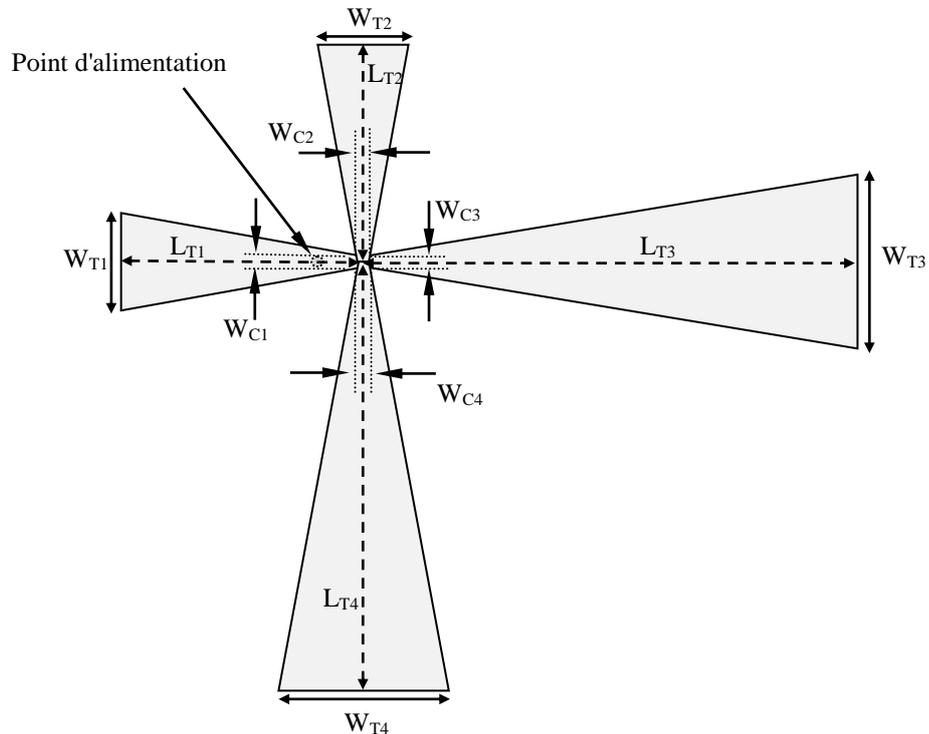


Figure IV. 155. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 13.535 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.939 \text{ mm}$, $L_{T1} = 32.89 \text{ mm}$, $W_{T2} = 12.568 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.789 \text{ mm}$, $L_{T2} = 30.57 \text{ mm}$, $W_{T3} = 24.598 \text{ mm}$, $W_{C3} = 0.850 \text{ mm}$, $L_{T3} = 67.32 \text{ mm}$, $W_{T4} = 23.016 \text{ mm}$, $W_{C4} = 1.767 \text{ mm}$, $L_{T4} = 60.26 \text{ mm}$.

La figure IV.156 présente le coefficient de réflexion de l'antenne quad-bande qui montre la bonne adaptation.

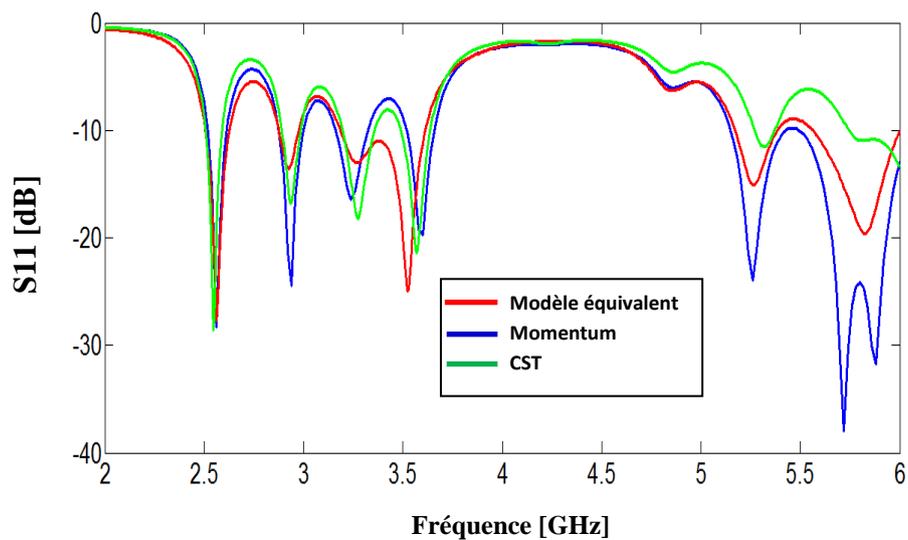


Figure IV. 156. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.

Selon la figure. IV.156, L'antenne simulée est bien adaptée à quatre bandes de fréquences allant de (2.5-2.69 GHz), (3.4–3.6 GHz), (5.15–5.35 GHz) et (5.725–5.852 GHz) tel que les puissances réfléchies atteintes sont respectivement de -27.65 dB , -24.95 dB, -15.06 dB et -19.6 dB obtenues par le modèle électrique équivalent, de -28.3 dB , -19.67 dB, -23.98 dB et -31.72 dB obtenues par Momentum et -28.6 de -21.4 dB , -11.5 dB et -11 dB obtenues par la technique d'intégration finie de CST. On observe un décalage au niveau de la quatrième bande de fréquence par rapport à CST.

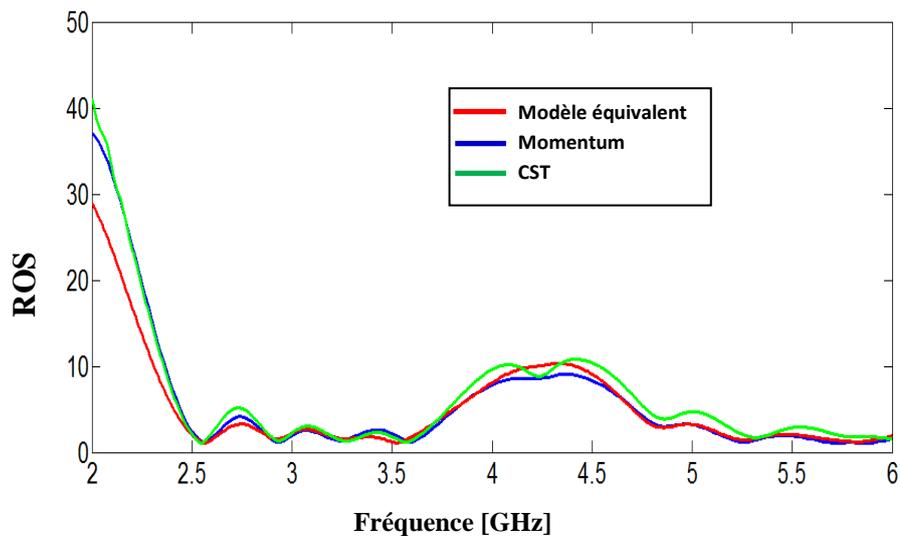


Figure IV. 157. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Le rapport d'onde stationnaire est au voisinage de l'unité pour les trois courbes obtenues par les trois méthodes utilisées donc on a une très bonne adaptation. Nous présentons successivement sur les figures IV. 158, et IV. 159 le diagramme de rayonnement en trois dimensions et en polaire aux fréquences 2.59 GHz, 3.5 GHz, 5.25 GHz et 5.8 GHz.

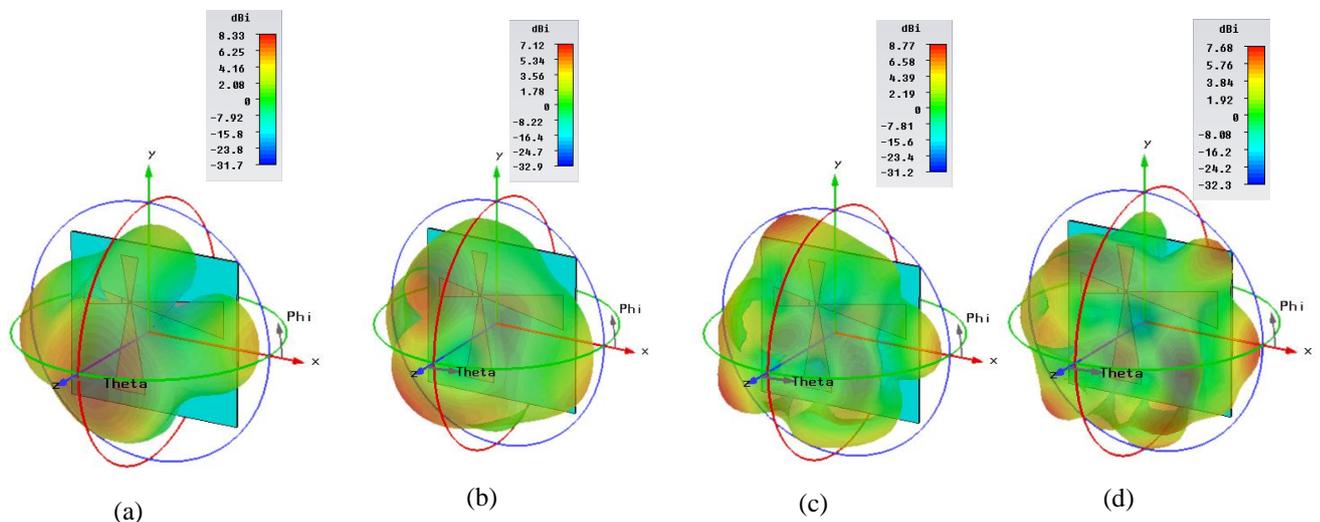


Figure IV. 158. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.59$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz), (c) ($f= 5.25$ GHz) et (d) ($f= 5.79$ GHz).

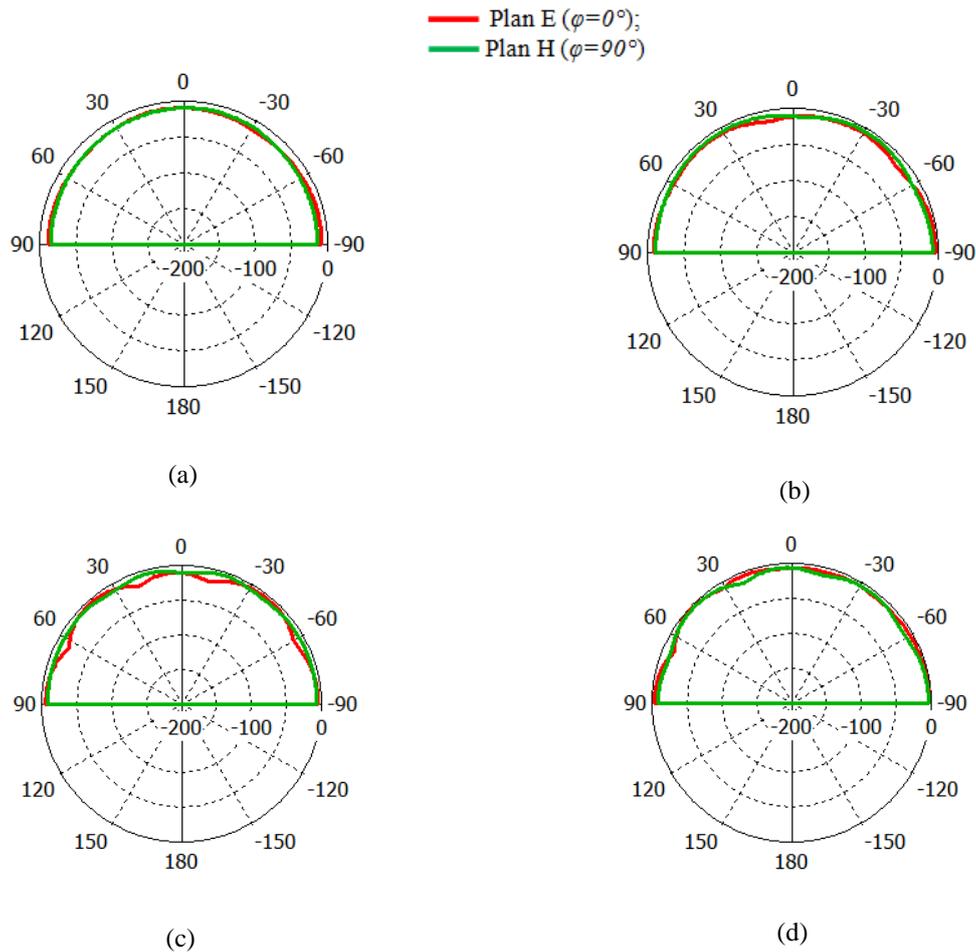


Figure IV. 159. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.59$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz), (c) ($f= 5.25$ GHz) et (d) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 5. 4. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII High band : 5.725–5.852 GHz

Maintenant nous allons voir la conception d'une antenne imprimée d'un type nœud de papillon, schématisée dans la figure IV.160, fonctionnant dans les bandes de fréquences: LTE2300 (2.3-2.4 GHz), WiMAX (3.4-3.6 GHz) et WLAN (U-NII low band (5.15-5.35 GHz) et U-NII High band (5.725–5.852 GHz)). La configuration de notre antenne quad-bande dans une vue de face est présentée sur le figure IV. 160. Les dimensions géométriques de cette antenne sont également fournies et sont données en *mm*.

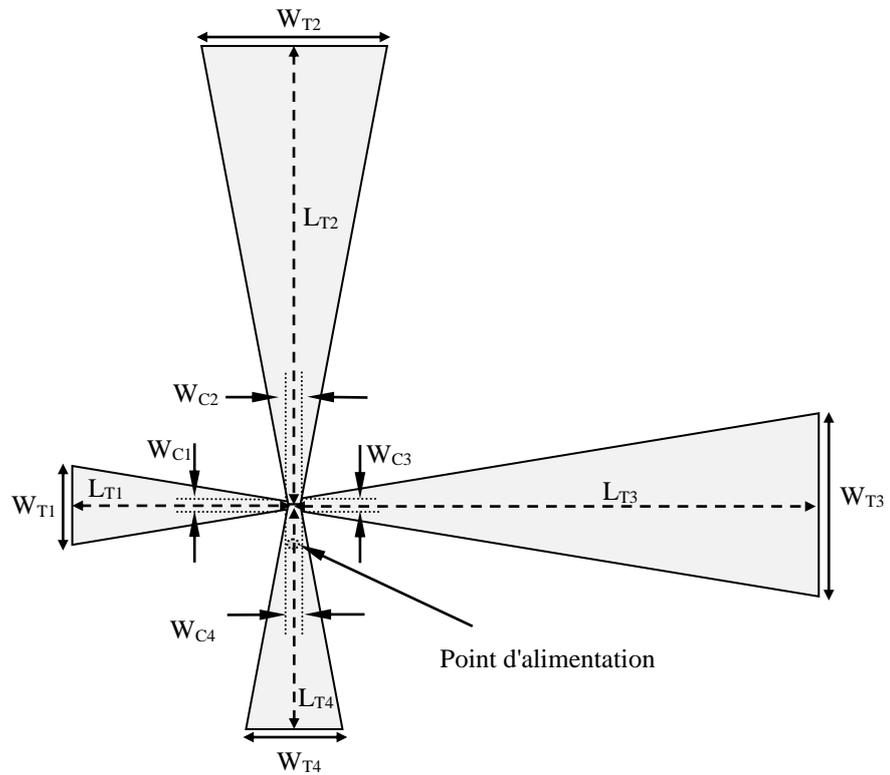


Figure IV. 160. Géométrie de l'antenne quatre bande. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}=11.782\text{ mm}$, $W_{C1}=0.901\text{ mm}$, $L_{T1}=30.85\text{ mm}$, $W_{T2}=25.998\text{ mm}$, $W_{C2}=1.915\text{ mm}$, $L_{T2}=68.29\text{ mm}$, $W_{T3}=27.437\text{ mm}$, $W_{C3}=1.745\text{ mm}$, $L_{T3}=72.85\text{ mm}$, $W_{T4}=13.710\text{ mm}$, $W_{C4}=1.999\text{ mm}$, $L_{T4}=33.21\text{ mm}$.

Les figures IV.161, IV.162 représentent les paramètres principaux de la conception qui sont respectivement le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire.

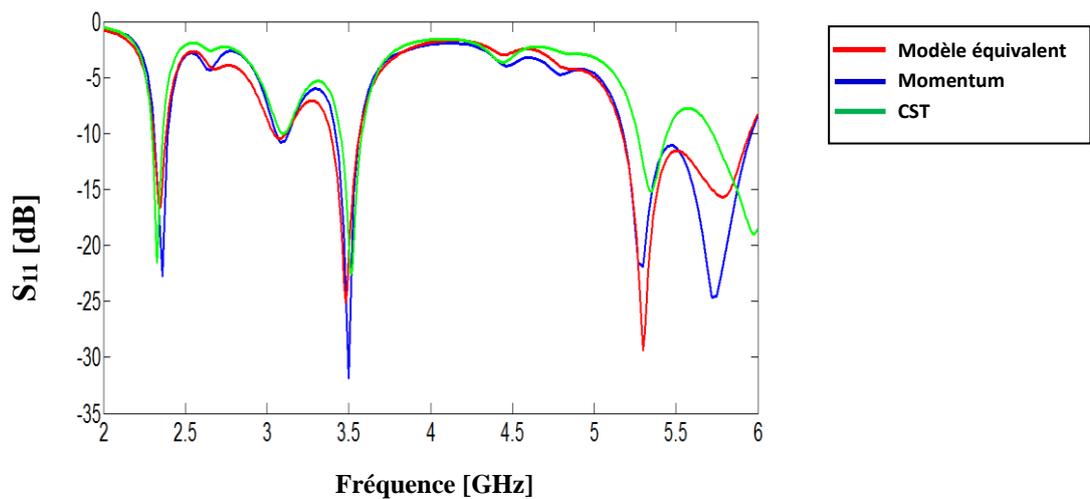


Figure IV. 161. Puissance réfléchi à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.

La figure IV.161 montre que l'adaptation est réalisée par la création des pics de résonance de l'ordre de -16.73 dB, -25.1 dB, -29.36 dB et -15.66 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de -22.71 dB, -31.83 dB, -21.85 dB et -24.67 dB obtenus par la méthode des moments de Momentum et de -21.54 dB, -22.53 dB, -15.18 dB et -18.98 dB obtenus par la technique d'intégration finie de CST, sur toutes les bandes de fréquences allant respectivement de [2.3-2.4 GHz], [3.4–3.6 GHz], [5.15–5.35 GHz] et [5.725–5.852 GHz]. les résultats obtenus sont très satisfaisants en terme de fréquence de résonance et de bande passante. Le rapport d'onde stationnaire obtenu par notre modèle est en bon accord avec Momentum et CST comme le montre la Figure IV. 162, et on remarque qu'il est inférieur à 2 aux niveaux des fréquences de résonance.

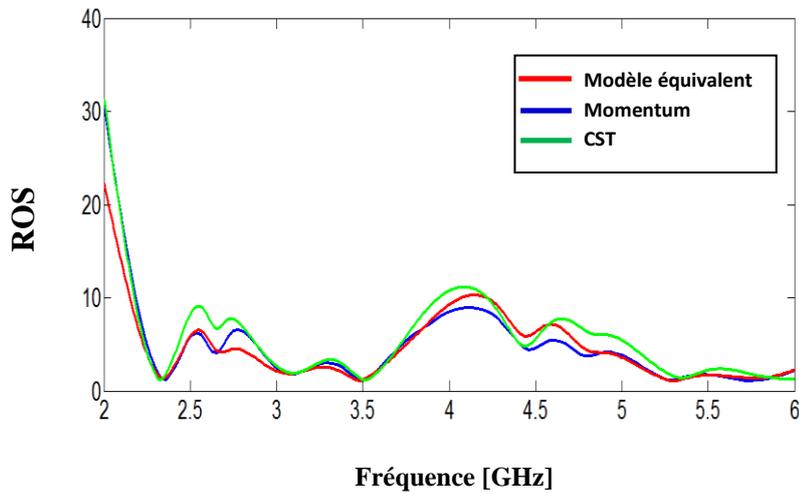


Figure IV. 162. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Les caractéristiques de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne pour les deux fréquences de résonance sont présentées dans la figure IV.163 et IV.164.

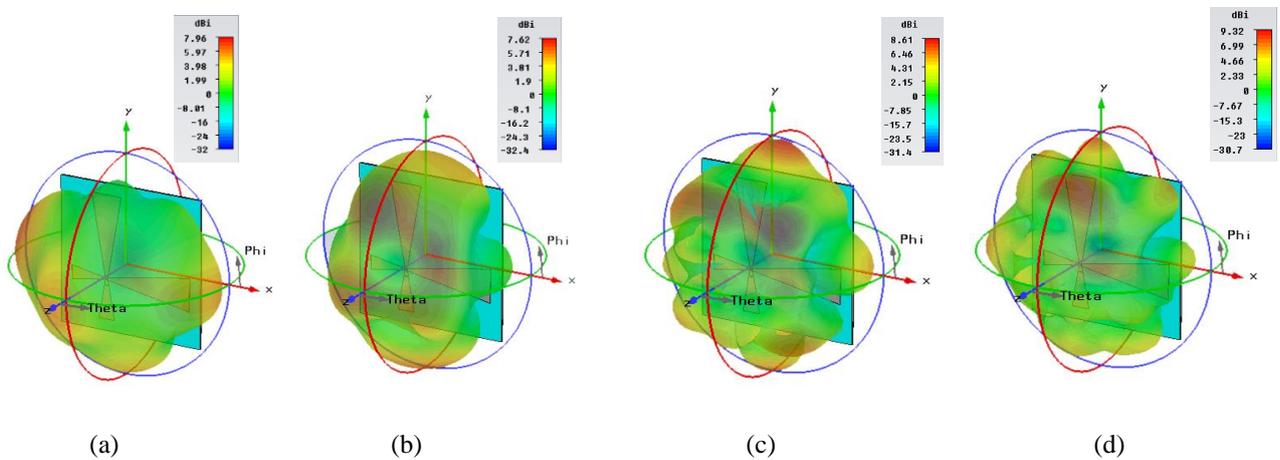


Figure IV. 163. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 3.5$ GHz), (c) ($f= 5.25$ GHz) et (d) ($f= 5.79$ GHz).

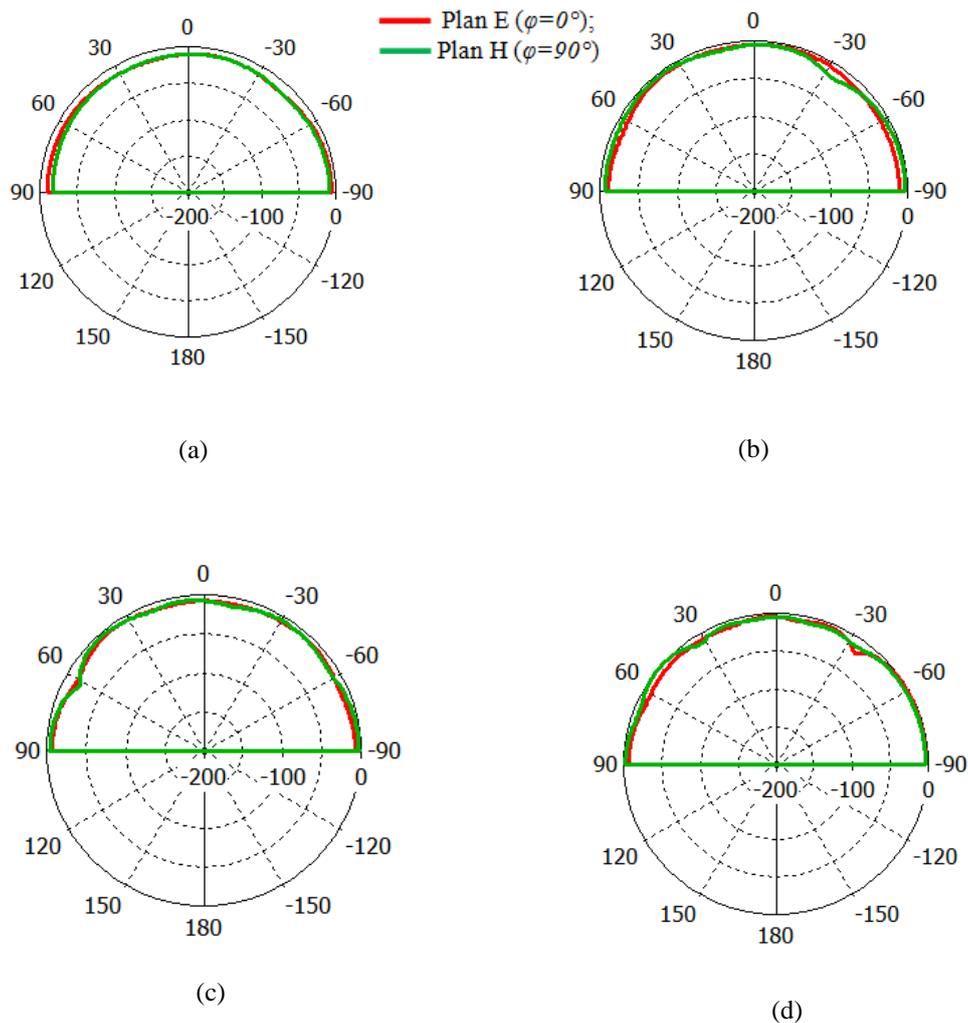


Figure IV. 164. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f=2.35$ GHz) ; (b) ($f=3.5$ GHz), (c) ($f=5.25$ GHz) et (d) ($f=5.79$ GHz).

IV. 5. 5. Antenne pour LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz, LTE2300 : 2.3-2.4 GHz, WiMAX 3.4-3.6 GHz et WLAN (U-NII high band) : 5.725–5.852 GHz.

Dans cette dernière section, nous proposons de simuler une antenne quad-bande dans les plages de fréquence suivante : LTE2300 ; 2.3-2.4 GHz, LTE2500 ; 2.5-2.69 GHz WiMAX 3.4–3.6 GHz) et WLAN (U-NII High band) : 5.725–5.852 GHz. La figure IV.165 représente la géométrie de l'antenne avec ses dimensions.

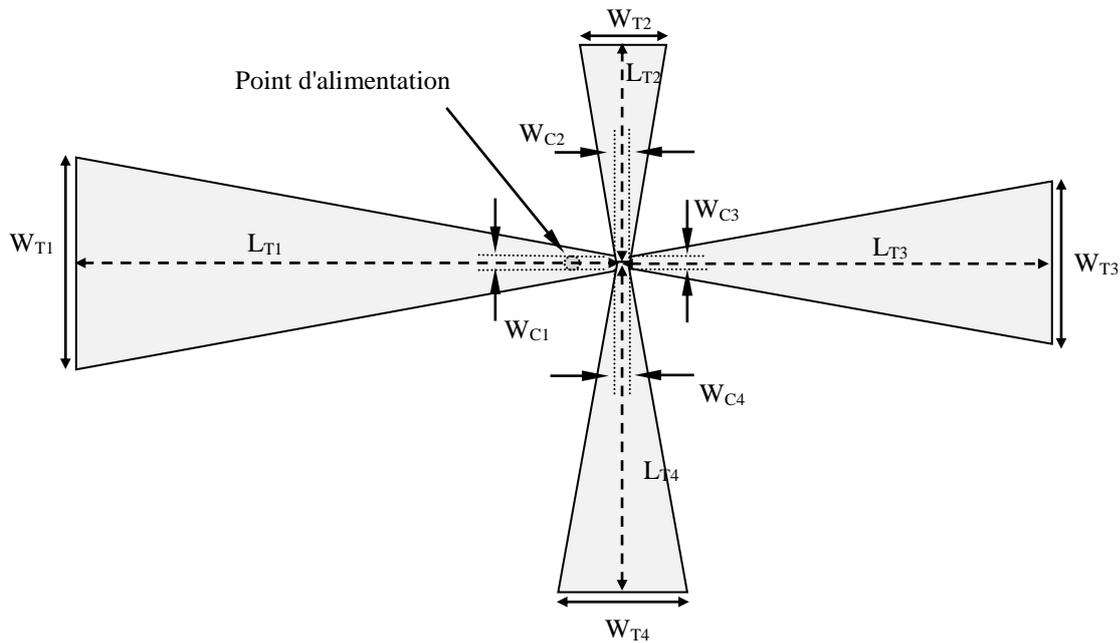


Figure IV. 165. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1}= 27.561 \text{ mm}$, $W_{C1}= 1.866 \text{ mm}$, $L_{T1}= 72.88 \text{ mm}$, $W_{T2}= 12.033 \text{ mm}$, $W_{C2}= 1.981 \text{ mm}$, $L_{T2}= 31.33 \text{ mm}$, $W_{T3}= 21.454 \text{ mm}$, $W_{C3}= 1.369 \text{ mm}$, $L_{T3}= 56.97 \text{ mm}$, $W_{T4}= 16.989 \text{ mm}$, $W_{C4}= 1.821 \text{ mm}$, $L_{T4}= 42.99 \text{ mm}$.

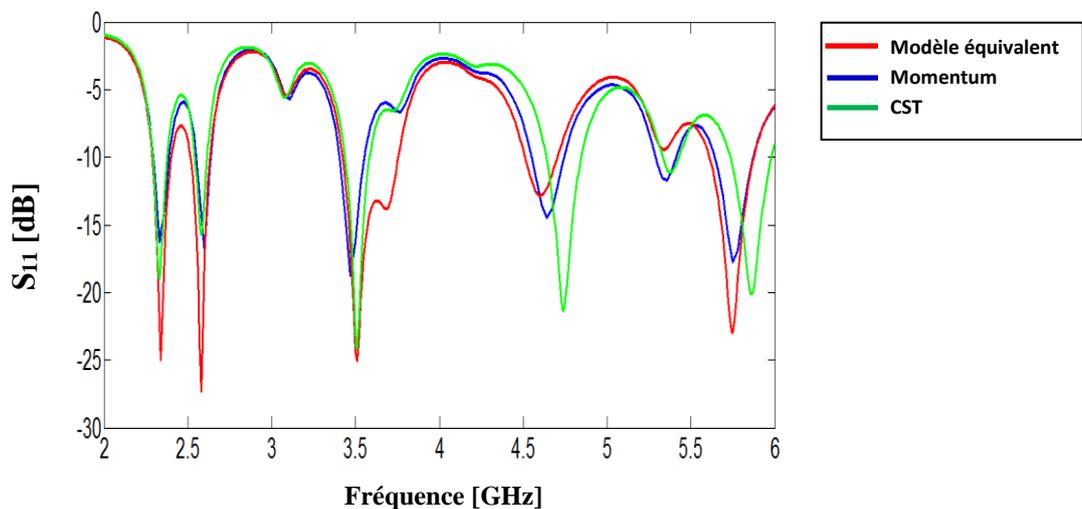


Figure IV. 166. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.

D'après la figure IV.166 on constate que l'antenne a un caractère multi-bande puisque l'adaptation est inférieure à -10 dB pour les différentes fréquences désirées. Les fréquences de résonance enregistrées sont autour de 2.35 GHz, 2.59 GHz, 3.5 GHz et 5.79 GHz dont les pics de résonance enregistrés sont respectivement de l'ordre de -25 dB, -27.33 dB, -25 dB et -22.92

dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de -16.3 dB, -17 dB, -18.73 dB et -17.76 dB obtenus par la méthode des moment de Momentum et de -19 dB, -15.75 dB, -24.22 dB et -20.11 dB obtenus par la technique d'intégration finie de CST. Nous avons remarqué une similitude entre les 3 courbes de la Figure IV.167 au niveau de la bande de fréquence étudiée (entre 2 GHz et 6 GHz).

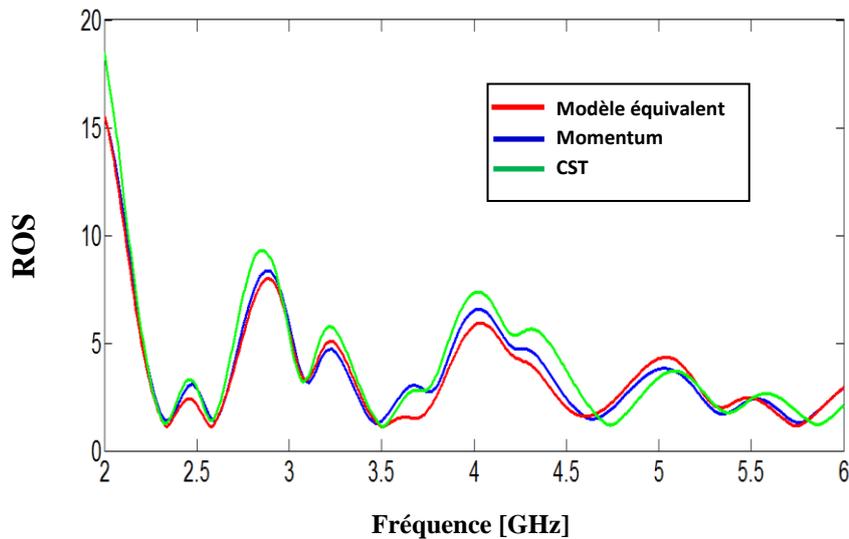


Figure IV. 167. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

Nous présentons respectivement sur les Figures IV. 168 et IV.169 Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne quad-bande.

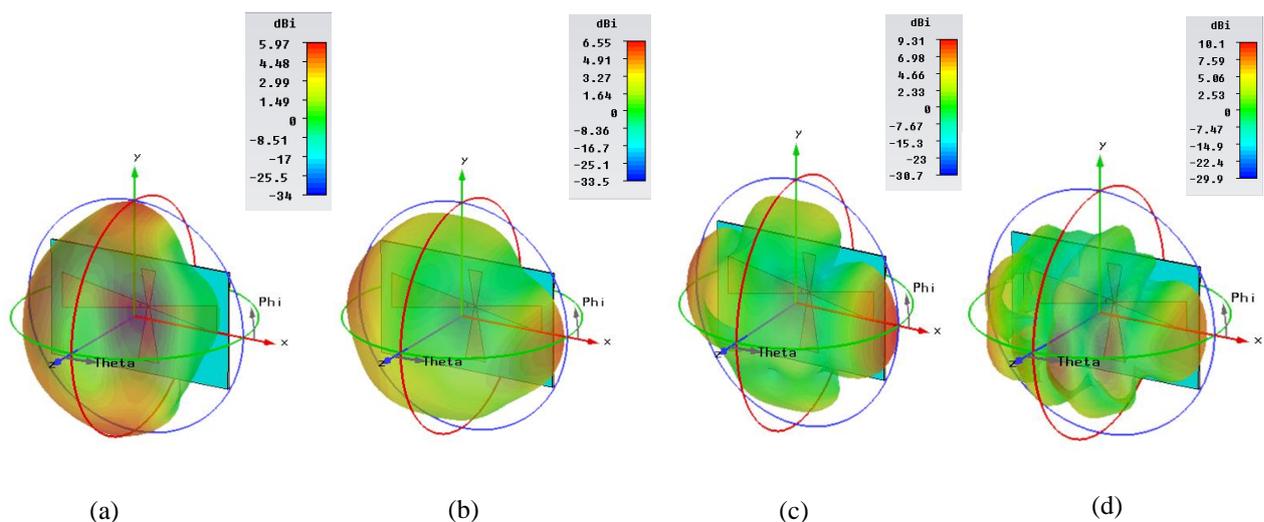


Figure IV. 168. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.

(a) ($f=2.35$ GHz) ; (b) ($f=2.59$ GHz), (c) ($f=3.5$ GHz) et (d) ($f=5.8$ GHz).

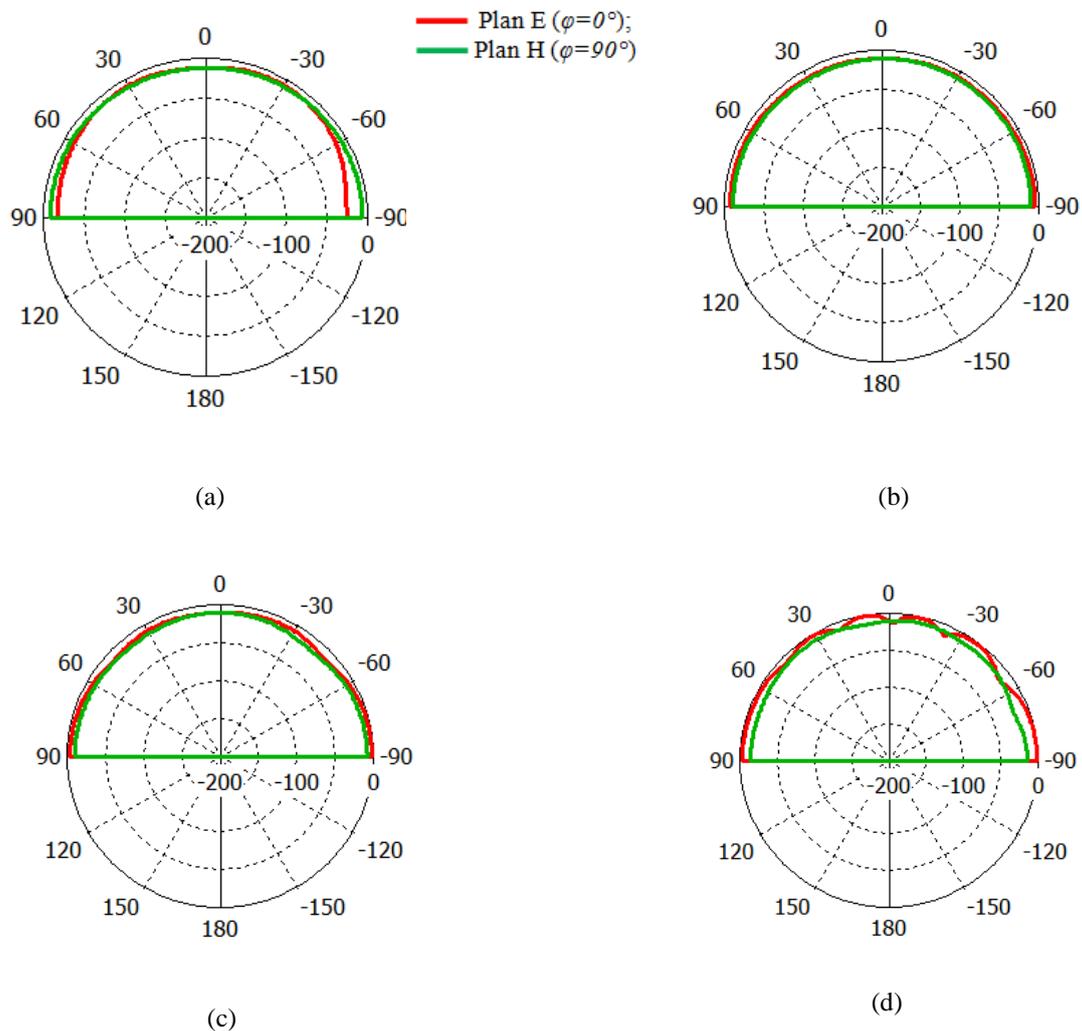


Figure IV. 169. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz), (c) ($f= 3.5$ GHz) et (d) ($f= 5.8$ GHz).

IV. 6. Antennes à cinq bandes

Les antennes à cinq bandes sont composées de cinq éléments rayonnants de dimensions différentes ce qui donne un comportement multifréquence à cinq bandes. Le rôle des cinq éléments est de créer le comportement multi fréquence due à la circulation du courant sur les bras de l'antenne bowtie. Dans ce qui suit plusieurs antennes à cinq bandes dédiées aux applications sans fil sont conçues. Les standards ciblés par cette étude sont: LTE 2300, LTE 2500, Bluetooth, WiMAX, WLAN (U-NII low band), (U-NII mid band) et (U-NII high band).

IV. 6. 1. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, Bluetooth : 2.4-2.49 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII mid band : 5.46–5.73 GHz

Ici, nous proposons de concevoir une antenne cinq-bandes opérant dans les bandes LTE2300 dans [2.3-2.4 GHz] Bluetooth dans [2.4-2.484 GHz], WiMAX [3.4-3.6 GHz], WLAN; U-NII low band dans [5.15–5.35 GHz] et WLAN; U-NII mid band dans la plage de fréquence [5.45–5.73 GHz]. La figure IV.170 représente la géométrie et les dimensions de l'antenne alimentée par sonde coaxiale.

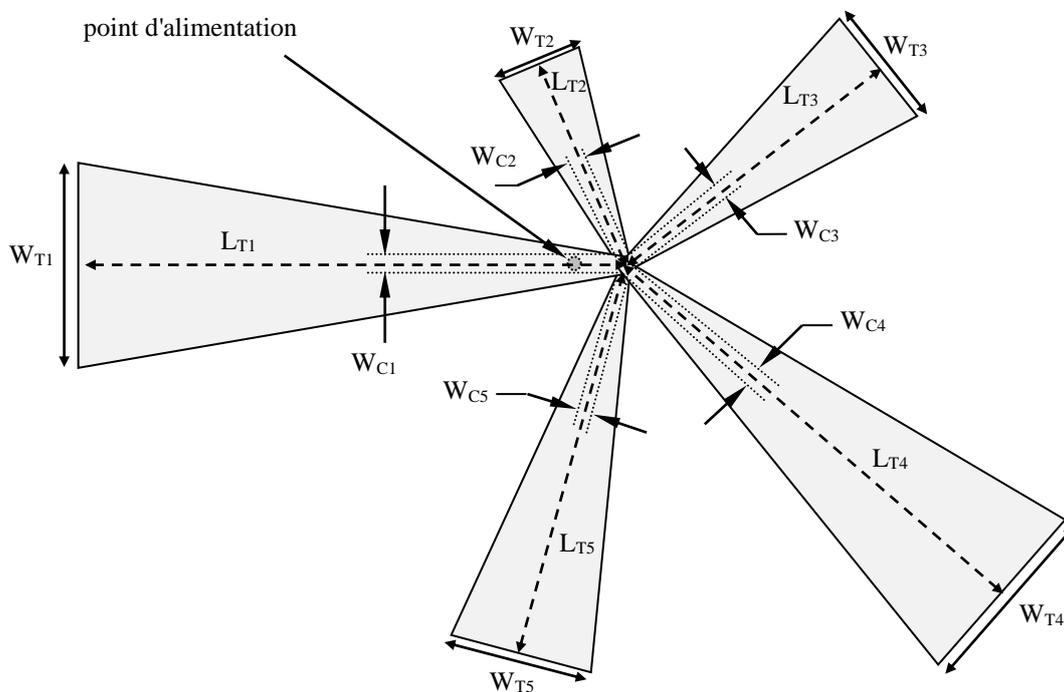


Figure IV. 170. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 28.357 \text{ mm}$, $W_{C1} = 1.848 \text{ mm}$, $L_{T1} = 75.18 \text{ mm}$, $W_{T2} = 11.821 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.148 \text{ mm}$, $L_{T2} = 30.28 \text{ mm}$, $W_{T3} = 17.066 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.634 \text{ mm}$, $L_{T3} = 43.76 \text{ mm}$, $W_{T4} = 26.191 \text{ mm}$, $W_{C4} = 1.848 \text{ mm}$, $L_{T4} = 69.05 \text{ mm}$, $W_{T5} = 20.419 \text{ mm}$, $W_{C5} = 0.974 \text{ mm}$, $L_{T5} = 55.13 \text{ mm}$.

Les variations du module du coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire de l'antenne en fonction de la fréquence sont représentés respectivement sur les figures IV.171 et IV.172 respectivement.

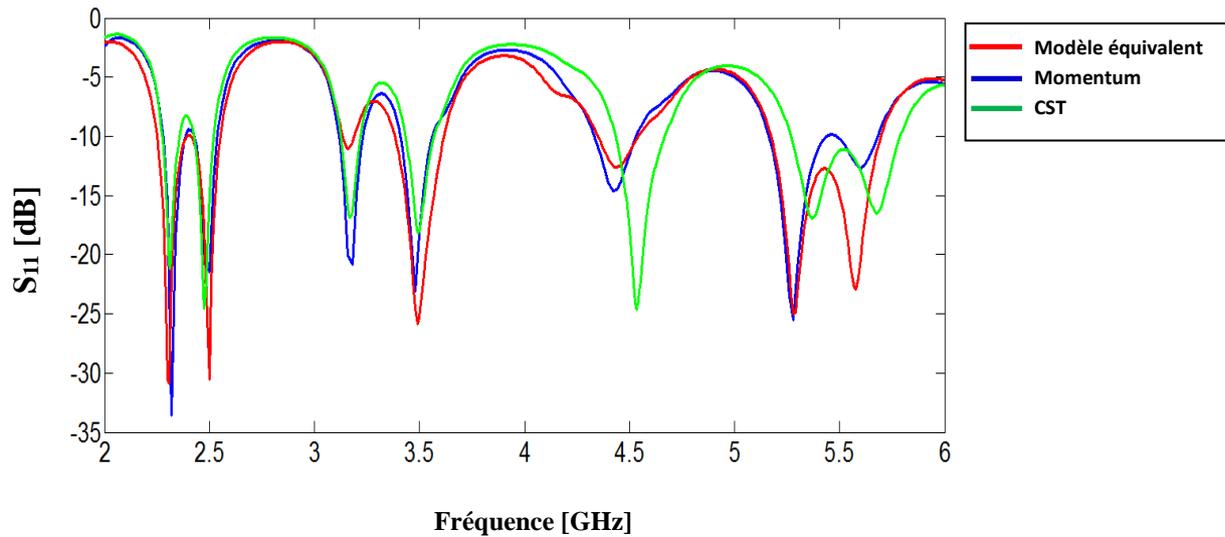


Figure IV. 171. Coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne.

Les résultats obtenus représentés par les figures IV.171 sont assez intéressants et montrent un comportement multi-bande remarquable en terme de fréquence de résonance et de bande passante. Le coefficient de réflexion présente des pics respectivement de l'ordre de : -30.85 dB, -30.57 dB, -25.87 dB, -25 dB et 22.1 dB obtenus par le modèle électrique équivalent et de -33.58 dB, -21.43 dB, -23 dB, -25.52 dB et -12.65 dB obtenus par Momentum et de -21.22 dB, -24.69 dB, -18.25 dB, -16.93 dB et -16.53 dB obtenus par la technique d'intégration finie de CST, sur les intervalles de fréquences [2.3-2.4 GHz], [2.4-2.484 GHz], [3.4-3.6 GHz], [5.15-5.35 GHz] et [5.45-5.73 GHz].

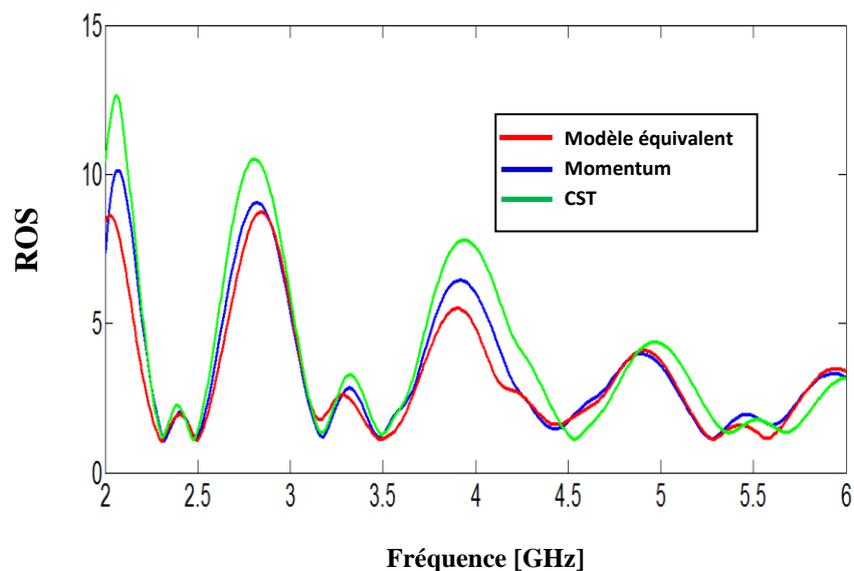


Figure IV. 172. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne.

La figure IV.172 montre que dans les différentes fréquences de résonance, le rapport d'onde stationnaire obtenu par le modèle électrique équivalent, Momentum et CST est proche de l'unité. Nous constatons effectivement une augmentation de fréquences de résonance si l'on augmente le nombre d'éléments rayonnants. Les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie cinq-bandes sont donnés par les figures IV.173 et IV.174. On constate bien que le rayonnement est omnidirectionnel pour les basses fréquences et multidirectionnel sur les fréquences hautes.

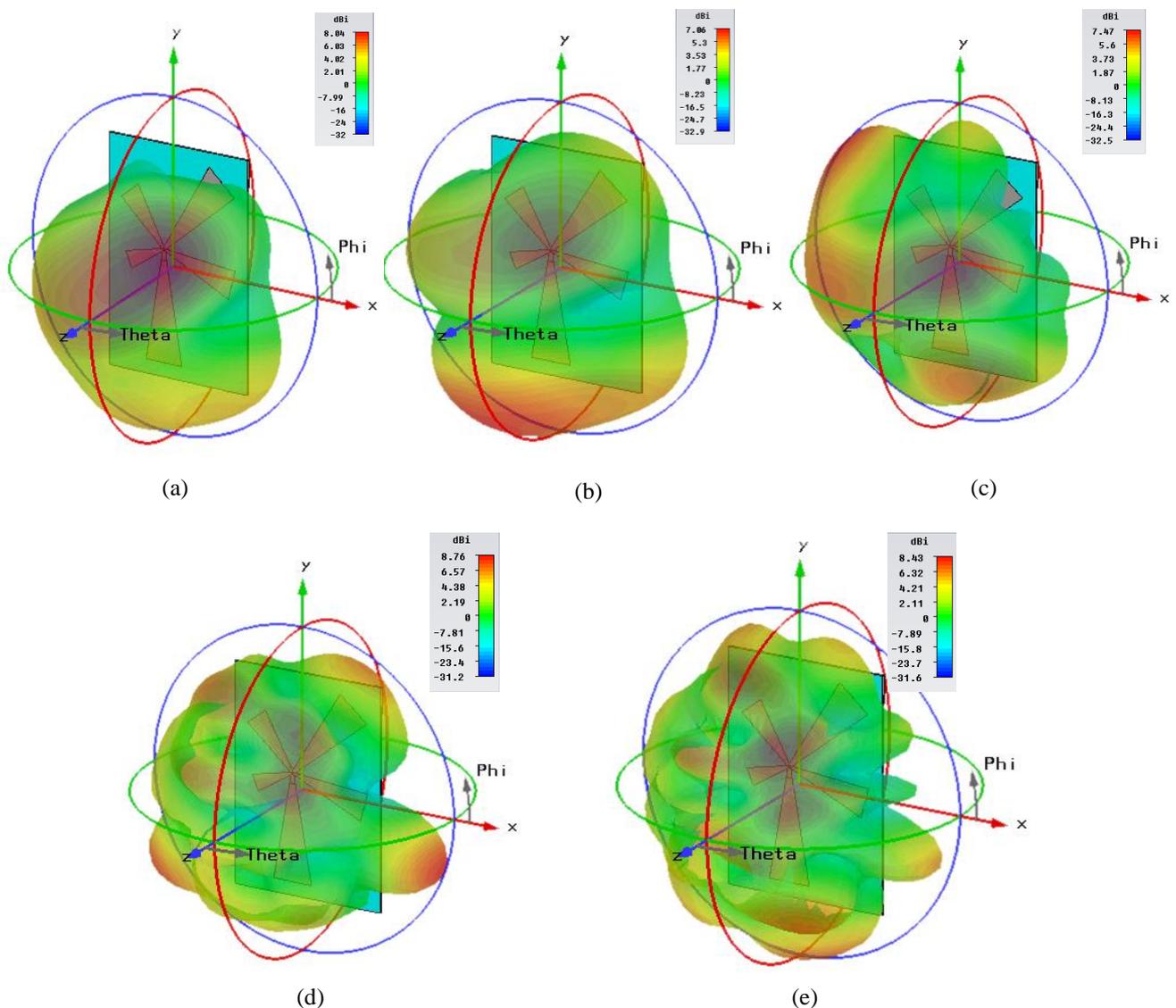


Figure IV. 173. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.

(a) ($f = 2.35$ GHz) ; (b) ($f = 2.44$ GHz), (c) ($f = 3.5$ GHz), (d) ($f = 5.25$ GHz) (e) ($f = 5.59$ GHz).

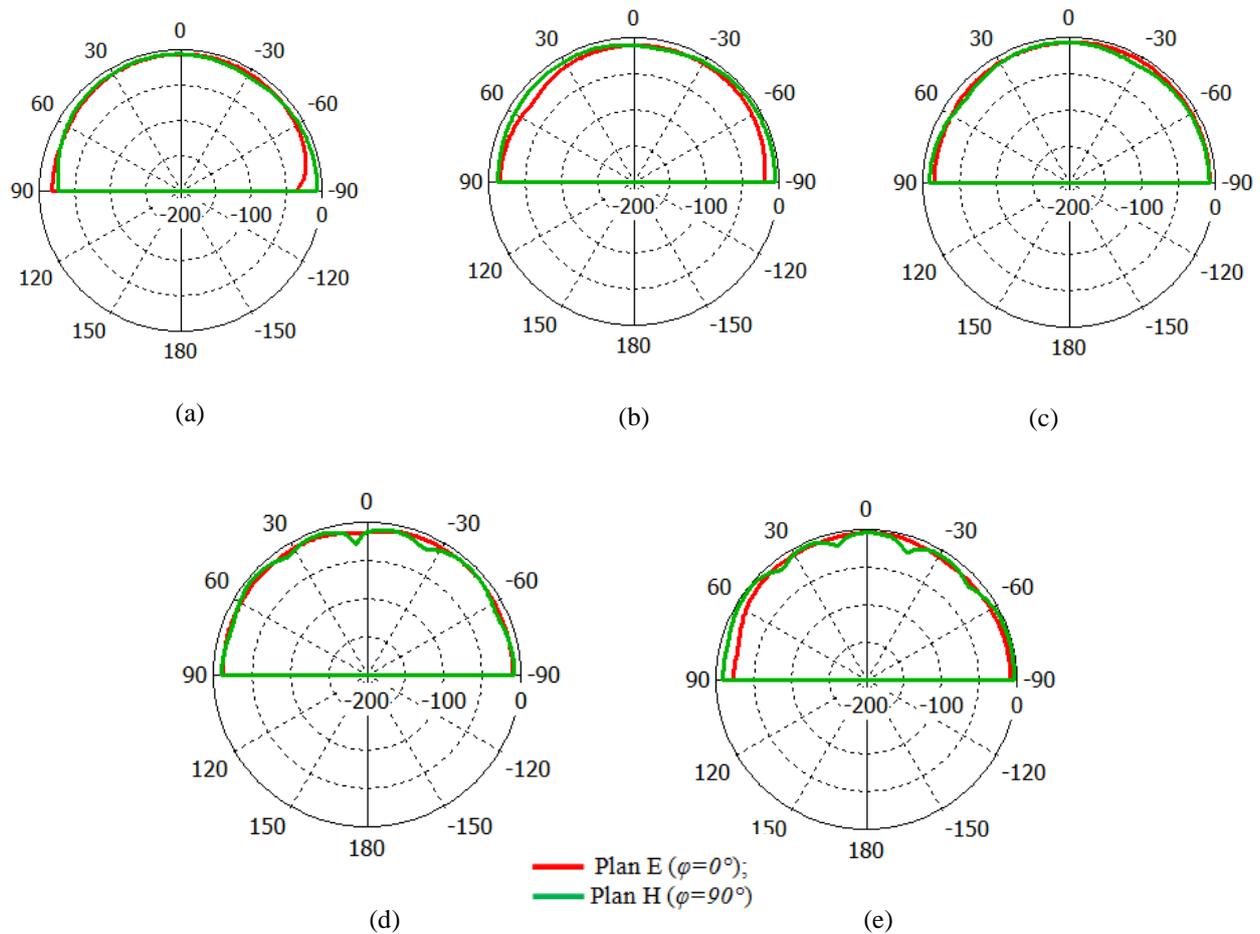


Figure IV. 174. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
(a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.44$ GHz), (c) ($f= 3.5$ GHz), (d) ($f= 5.25$ GHz) (e) ($f= 5.59$ GHz).

IV. 6. 2. Antenne pour LTE2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII mid band) : 5.46-5.73 GHz et U-NII high band : 5.725-5.852 GHz

L'antenne imprimée est alimentée par une sonde coaxiale selon la figure IV.175, elle comporte cinq bandes de fréquences (LTE 2300; 2.3-2.4 GHz), (LTE2500; 2.5-2.69 GHz), (WiMAX; 3.4-3.6 GHz), (WLAN (U-NII mid band; 5.45-5.73 GHz)) et (WLAN (U-NII High band; 5.725-5.852 GHz)).

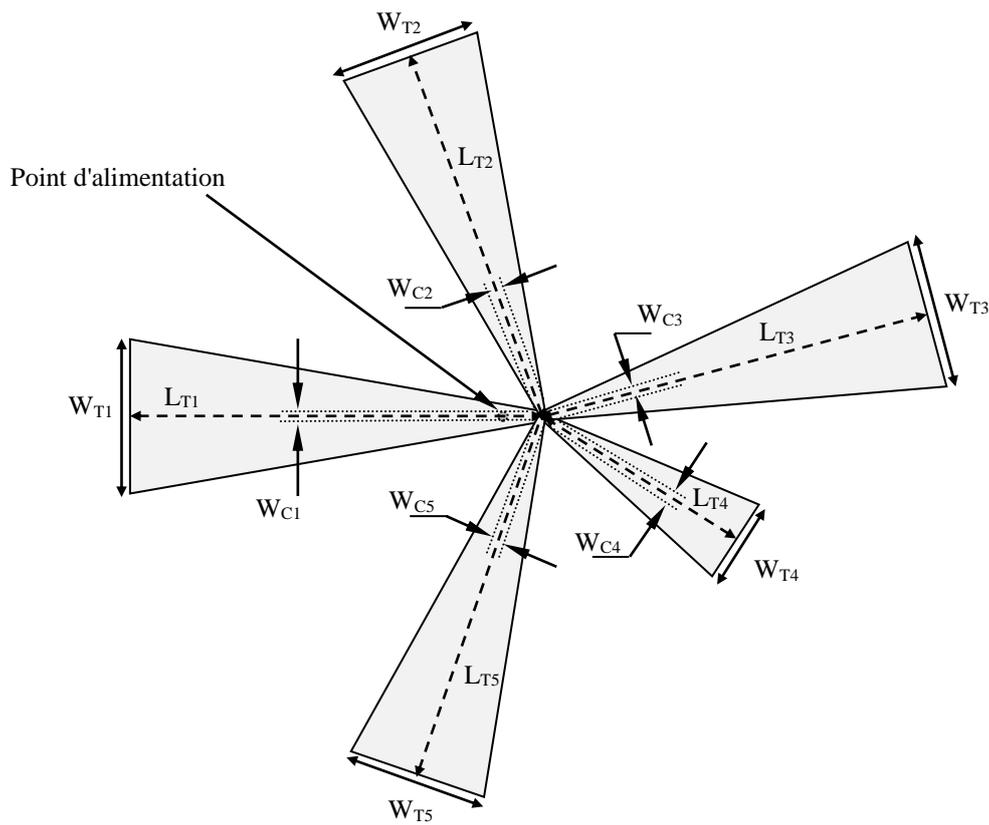


Figure IV. 175. Géométrie de l'antenne. Les paramètres de l'antenne sont donnés par : $W_{T1} = 26.946 \text{ mm}$, $W_{C1} = 0.902 \text{ mm}$, $L_{T1} = 73.85 \text{ mm}$, $W_{T2} = 25.177 \text{ mm}$, $W_{C2} = 1.353 \text{ mm}$, $L_{T2} = 67.55 \text{ mm}$, $W_{T3} = 26.515 \text{ mm}$, $W_{C3} = 1.864 \text{ mm}$, $L_{T3} = 69.89 \text{ mm}$, $W_{T4} = 15.020 \text{ mm}$, $W_{C4} = 0.859 \text{ mm}$, $L_{T4} = 40.18 \text{ mm}$, $W_{T5} = 24.444 \text{ mm}$, $W_{C5} = 0.902 \text{ mm}$, $L_{T5} = 66.76 \text{ mm}$.

La figure IV.176 donne le coefficient de réflexion S_{11} simulé à l'entrée de l'antenne cinq-bandes.

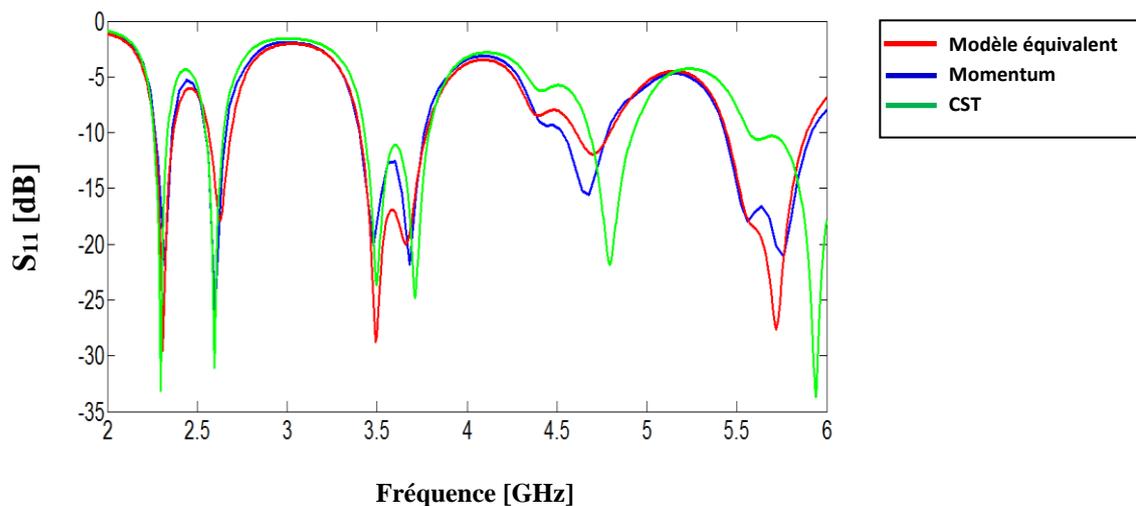


Figure IV. 176. Puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne obtenue par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.

Nous remarquons que les trois graphes présentent un nombre important de fréquences de résonance. En effet, ce nombre augmente au fur et à mesure que le nombre des éléments rayonnants augmente. Les fréquences centrales simulées sont autour de : 2.35 GHz, 2.6 GHz, 3.5 GHz, 5.59 GHz et 5.79 GHz pour les trois méthodes utilisées dont les bandes passantes correspondantes (pour $|S_{11}| < -10\text{dB}$) sont égales respectivement à 110 MHz (LTE2300), 130 MHz (LTE2500), 380 MHz (WiMAX), 480 MHz (WLAN (U-NII mid band et high band)). Les fréquences basses, centrales intermédiaire et haute simulées de l'antenne cinq-bandes sont satisfaisantes. On constate que la bande passante haute est légèrement hors spécifications par rapport à la technique d'intégration finie de CST. le rapport d'onde stationnaire est illustré dans la figure IV.177. On remarque que les trois courbes sont en très bonne concordance et le ROS est inférieur à 2 aux niveaux des cinq fréquences de résonance.

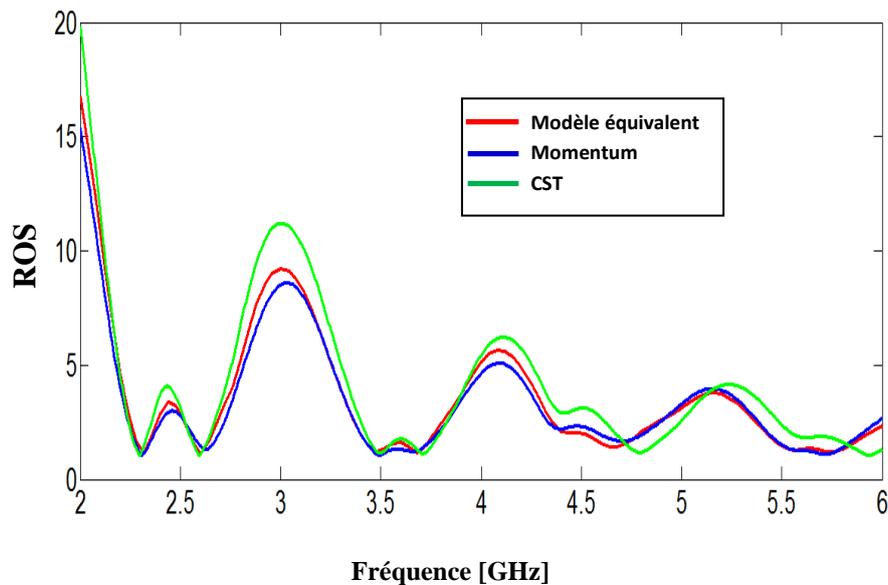


Figure IV. 177. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne obtenu par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments de Momentum et la technique d'intégration finie de CST.

Les figures IV. 178 et IV. 179 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les cinq fréquences de résonance.

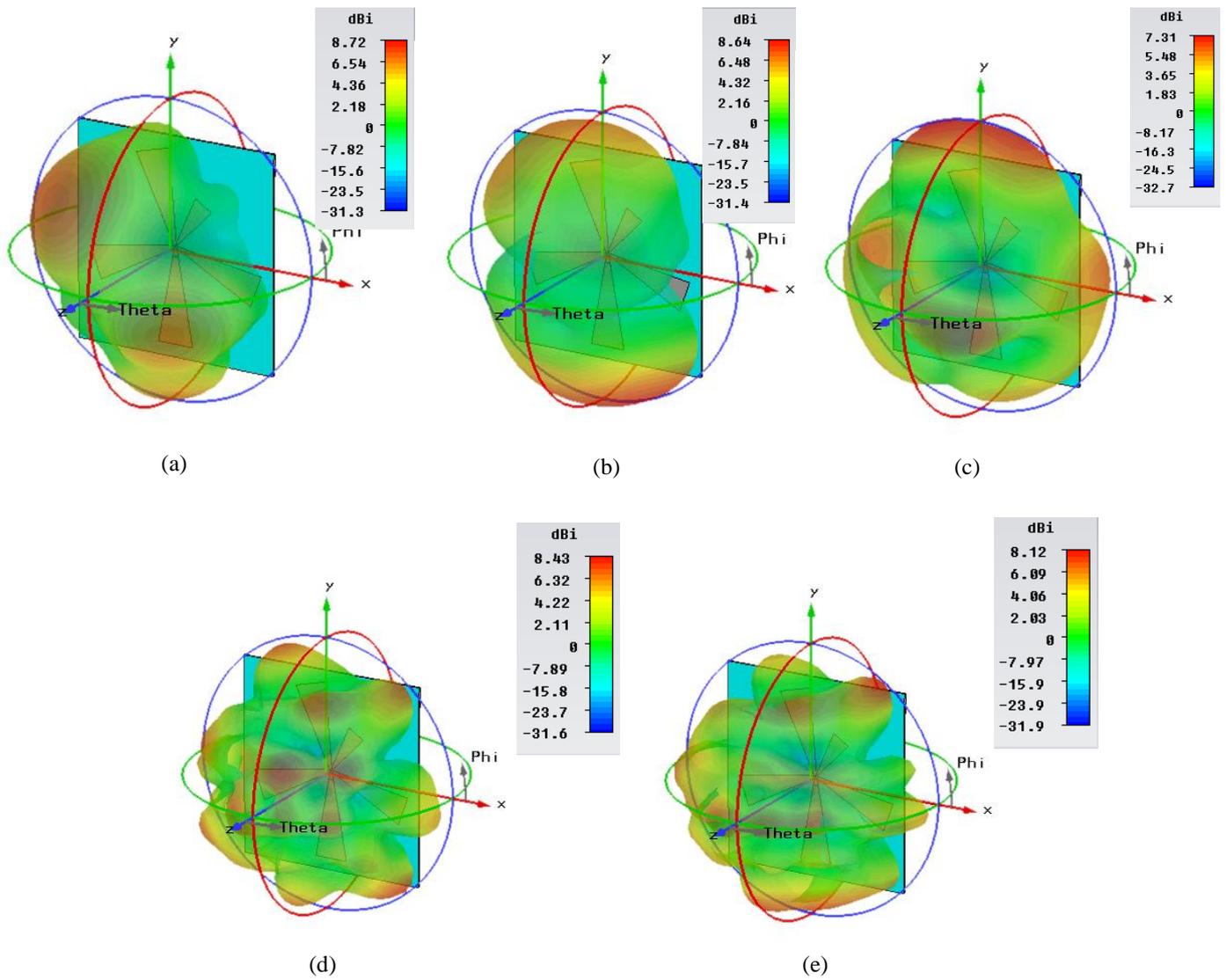
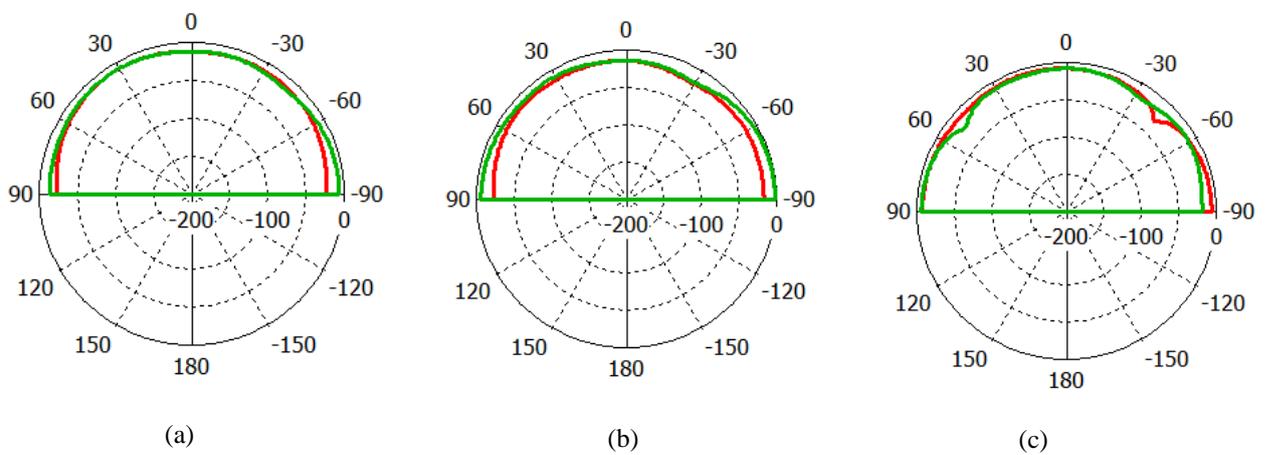


Figure IV. 178. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne. (a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz), (c) ($f= 3.5$ GHz), (d) ($f= 5.6$ GHz) (e) ($f= 5.79$ GHz).



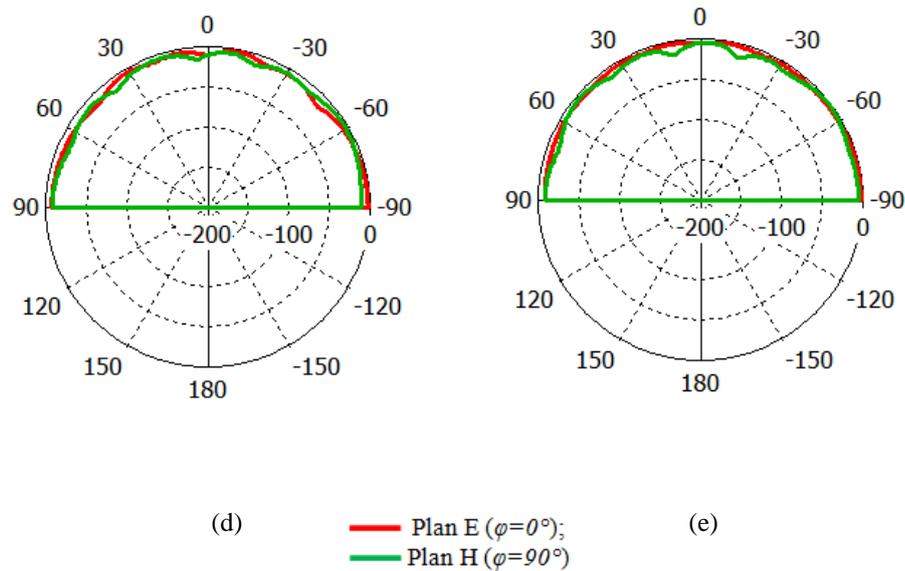


Figure IV. 179. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.35$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz), (c) ($f= 3.5$ GHz), (d) ($f= 5.6$ GHz) (e) ($f= 5.79$ GHz).

IV. 6. 3. Antenne pour LTE 2300 : 2.3-2.4 GHz, LTE 2500 : 2.5-2.69 GHz, WiMAX : 3.4-3.6 GHz, WLAN (U-NII low band) : 5.15-5.35 GHz et U-NII mid band : 5.46-5.73 GHz

Ici et dans cette section de ce chapitre, nous proposons de faire la conception d'une antenne cinq-bandes opérant dans les bandes: LTE 2300 allant de [2.3-2.4 GHz], LTE 2500 allant de [2.5-2.69 GHz], WiMAX allant de [3.4-3.6 GHz], WLAN; U-NII low band dans allant de [5.15-5.35 GHz] et WLAN; U-NII mid band dans la plage de fréquence [5.46-5.725 GHz]. Cette antenne a été développée à travers le modèle équivalent afin de permettre un fonctionnement multifréquence. Bien entendu, les dimensions de chaque bras vont être optimisées pour générer les fréquences désirées et permettant ainsi de répondre à notre cahier des charges exigé à l'avance par l'utilisateur. Le cahier des charges exige une adaptation nécessaire inférieure à -9.54 dB : (ROS=2). La figure IV.180 représente la géométrie optimale obtenue par notre modèle, ainsi que les dimensions de l'antenne cinq-bandes alimentée par sonde coaxiale.

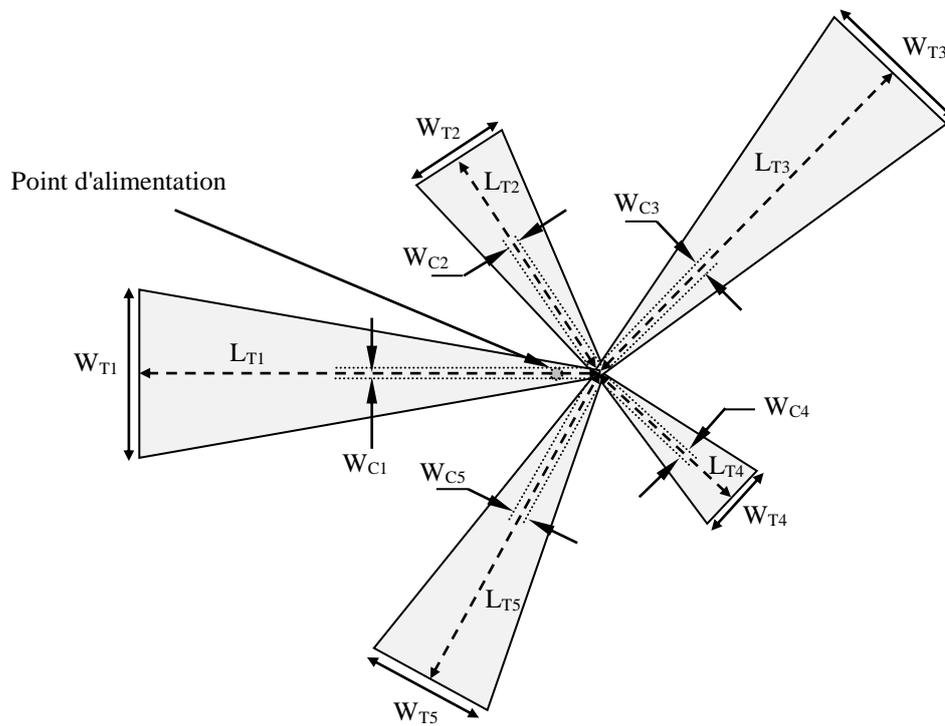


Figure IV. 180. Géométrie de l'antenne cinq-bandes. $W_{T1} = 27.699$ mm, $W_{C1} = 1.518$ mm, $L_{T1} = \text{mm}$, $W_{T2} = 16.765$ mm, $W_{C2} = 1.953$ mm, $L_{T2} = \text{mm}$. $W_{T3} = 25.735$ mm, $W_{C3} = 1.518$ mm, $L_{T3} = \text{mm}$, $W_{T4} = 11.8$ mm, $W_{C4} = 1.275$ mm, $L_{T4} = \text{mm}$, $W_{T5} = 21.264$ mm, $W_{C5} = 1.133$ mm, $L_{T5} = \text{mm}$.

Le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne cinq-bandes est montré sur la figure IV. 181.

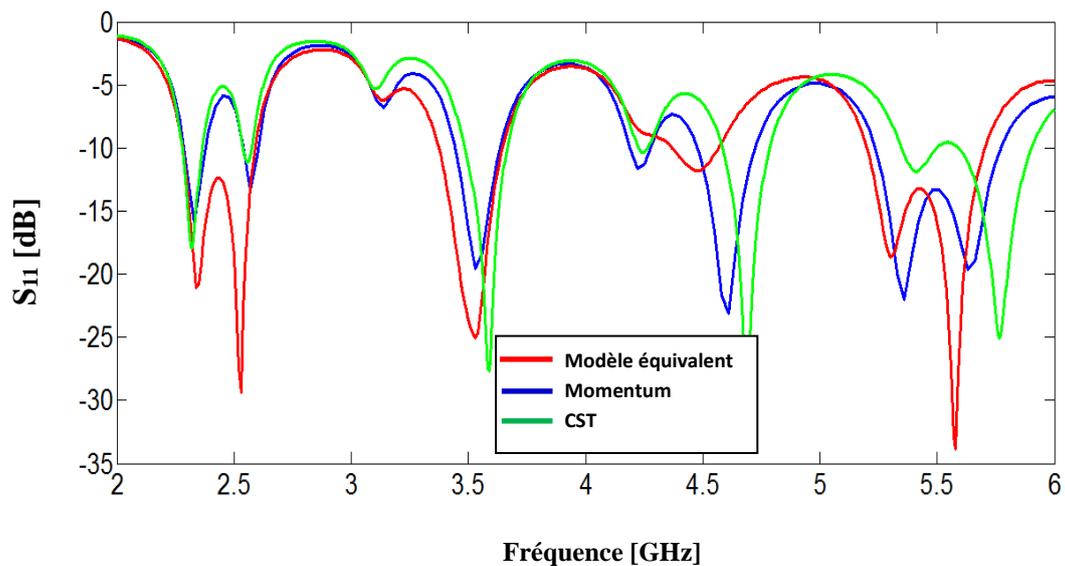


Figure IV. 181. Coefficient de reflexion à l'entrée de l'antenne cinq-bandes.

On peut observer d'après la figure IV.181 que notre antenne proposée combine plusieurs fréquences de résonance dont le coefficient de réflexion est inférieur à -9.54 dB dans les cinq bandes de fréquence désirées. On enregistre des pics de résonance de l'ordre de -21.1 dB, -29.4 dB, -25 dB, -18.62 dB et -33.86 dB obtenus par le modèle électrique équivalent, de -15.95 dB, -13.33 dB, -19.55 dB, -22 dB et -19.64 dB obtenus par la méthode des moments de Momentum et de -17.97 dB, -11.1 dB, -27.66 dB, -11.86 dB et -25 dB obtenus par la technique d'intégration finie pour respectivement les fréquences de résonance suivantes: $f_1=2.35$ GHz, $f_2=2.59$ GHz, $f_3=3.5$ GHz, $f_4=5.25$ GHz et $f_5=5.6$ GHz. On constate un décalage minime au niveau des fréquences hautes de fonctionnement pour la technique d'intégration finie de CST. Mais l'adaptation répond au critère des -10 dB sur toute les bandes de fréquence, nous avons considéré qu'il était acceptable à ce niveau de l'étude. le rapport d'onde stationnaire de l'antenne est schématisé sur la figure IV.182.

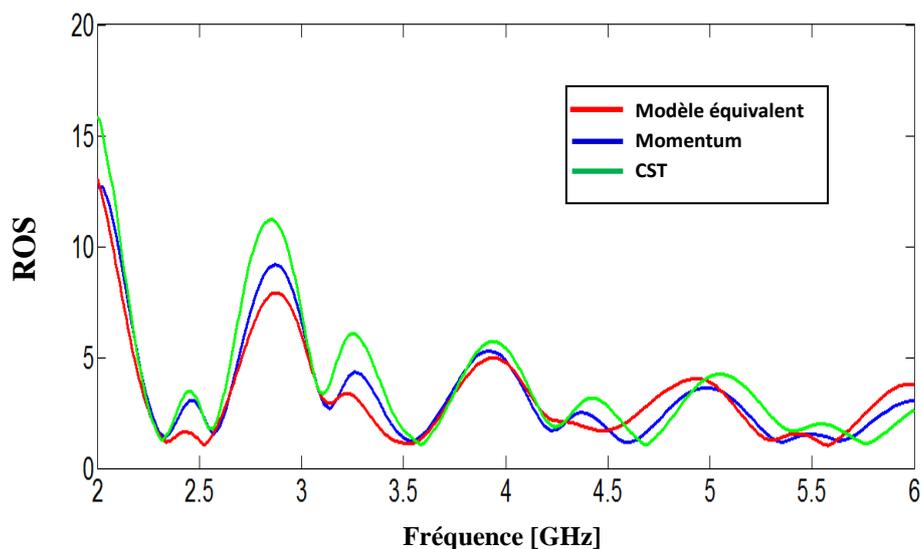


Figure IV. 182. Rapport d'onde stationnaire de l'antenne cinq-bandes.

En ce qui concerne le ROS de l'antenne, nous constatons qu'il est globalement inférieur à 2 pour les cinq fréquences de fonctionnement. Les figures IV. 183 et IV. 184 illustrent les diagrammes de rayonnement en 3D et en polaire de l'antenne bowtie pour les cinq fréquences de résonance suivantes: 2.35 GHz, 2.59 GHz, 3.5 GHz, 5.25 GHz et 5.6 GHz.

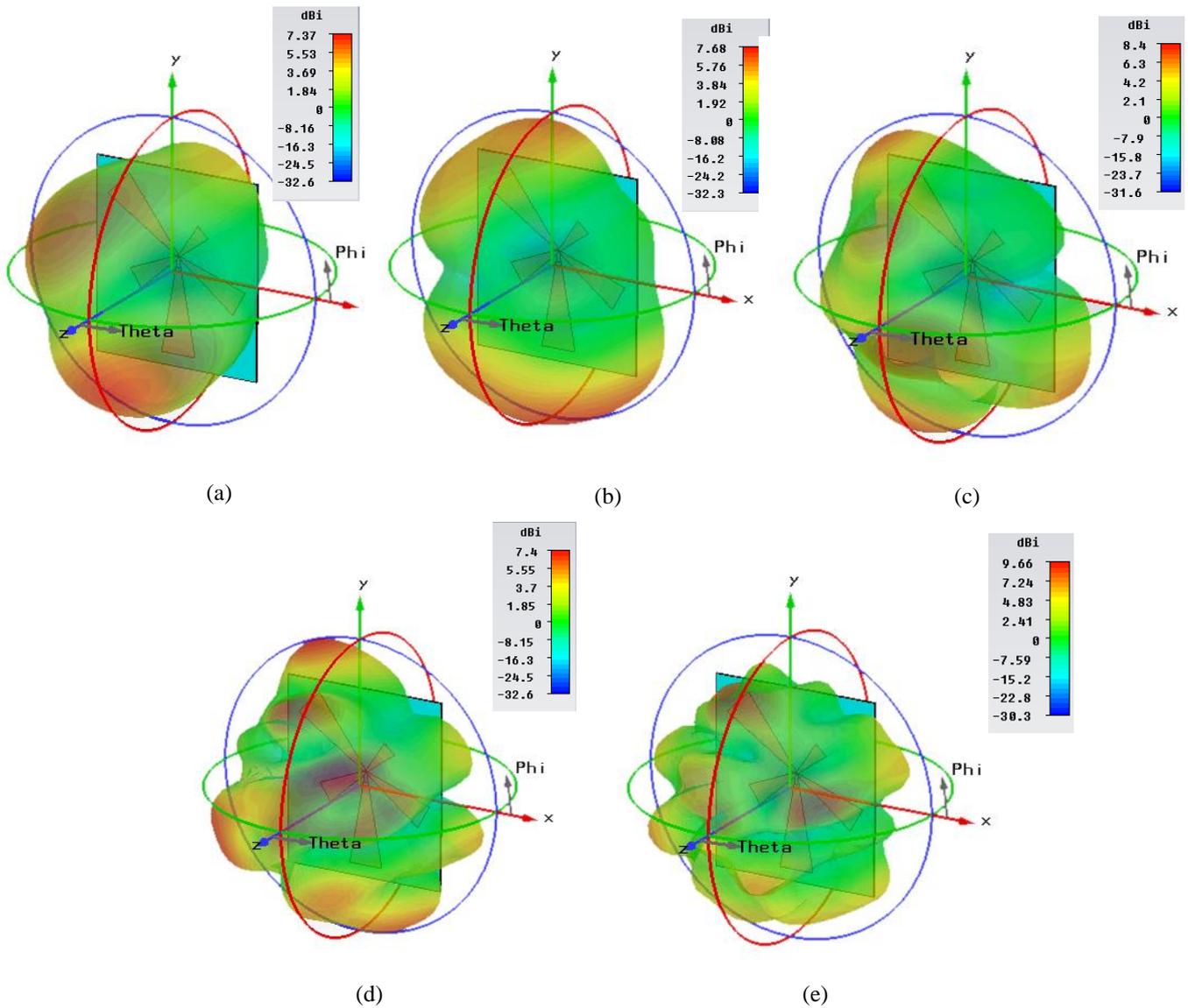
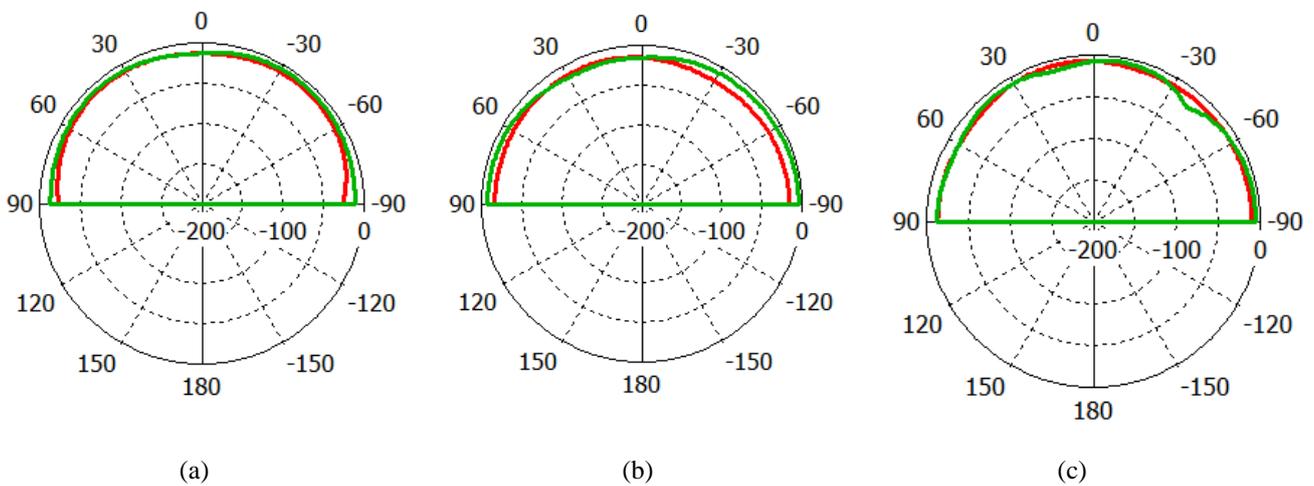


Figure IV. 183. Diagrammes de rayonnement en 3D de l'antenne.
 (a) ($f = 2.35$ GHz) ; (b) ($f = 2.59$ GHz), (c) ($f = 3.5$ GHz), (d) ($f = 5.25$ GHz) (e) ($f = 5.59$ GHz).



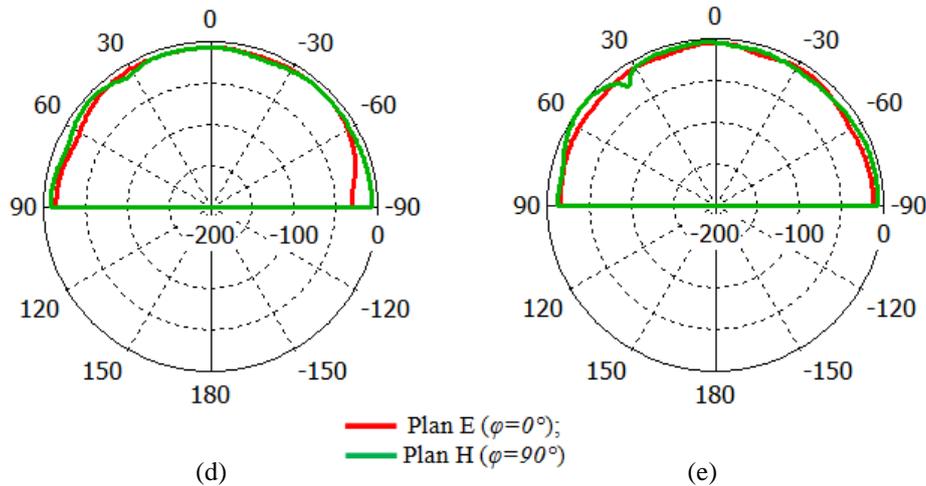


Figure IV. 184. Diagrammes de rayonnement en polaire de l'antenne.
 (a) ($f= 2.44$ GHz) ; (b) ($f= 2.59$ GHz), (c) ($f= 3.5$ GHz), (d) ($f= 5.25$ GHz) (e) ($f= 5.59$ GHz).

IV. 7. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une étude de plusieurs géométries d'antennes bowtie multi-bandes utilisables dans plusieurs standards de télécommunication, destinés à des applications en communication mobile et sans fil tels que : LTE 2300, LTE 2500, Bluetooth, WiMAX, WLAN U-NII low band, U-NII mid band et U-NII high band basées sur le modèle électrique équivalent. Les résultats de simulation obtenus valident les bonnes performances de l'antenne multi-bande proposé dans ce travail. Le nombre des fréquences de résonance augmente au fur et à mesure que le nombre des éléments rayonnants augmente. Nous pouvons appliquer cet effet en compromis, dans le cas d'une augmentation du nombre de fréquences de résonance pour des applications souhaitées. On outre, une possibilité d'amélioration des bandes passantes serait de modifier les dimensions des éléments rayonnants. La technique d'alimentation utilisée est une alimentation directe par sonde coaxiale. En général, les antennes conçues dans cette thèse peuvent être efficacement utilisées pour d'autres applications. Elle pourrait être avantageusement intégrée dans les lap-tops ainsi que pour les véhicules.

Conclusions générales

Les travaux présentés au cours de cette thèse constituent une originalité en terme de modélisation par des circuits électriques équivalents des antennes multi-bandes de type nœud papillon ou dite bowtie. Dans le cadre de cette thèse, nous avons étudié, optimisé et développé des antennes bowtie mono-bandes et multi-bandes pour les télécommunications multistandards sans fil tels que : LTE 2300, LTE 2500, Bluetooth, WiMAX, WLAN U-NII low band, U-NII mid band et U-NII high band basées sur le modèle électrique équivalent.

Après avoir rappelé les principaux standards de télécommunication sans fil, procédé à une étude bibliographique sur les antennes imprimées et leurs applications, leurs formes, avantages et inconvénients et ces modes d'alimentation, nous avons présenté les différentes méthodes d'analyses de ces différents types d'antennes. Nous avons également reportés quelques applications des antennes multi-bandes à partir de la littérature.

Dans le deuxième chapitre nous avons procédé à l'étude des antennes imprimées mono-bandes, bi-bandes et multi-bandes. La méthode utilisée pour la conception de ces antennes imprimées multi-bandes, basée sur le modèle de la ligne de transmission, a été exposé et appliqué aux antennes bowtie, pour les deux cas d'alimentation: par ligne microruban et par sonde coaxiale.

Par la suite, nous avons développé et simulé les antennes alimentées par ligne microruban et par sonde coaxiale par deux logiciels de simulation électromagnétique qui sont ADS/Momentum d'Agilent software et le simulateur CST Microwave Studio. Le fonctionnement multi-bandes de l'antenne bowtie est obtenu à l'aide de l'utilisation de plusieurs éléments rayonnants. Le dimensionnement de ces derniers offre à l'antenne l'avantage d'être flexible, c'est à dire qu'elle peut être facilement modifiée pour satisfaire à d'autres bandes de fréquences. En modifiant les dimensions des éléments rayonnants, nous obtenons d'autres fréquences de résonance.

Les différents résultats de simulation des antennes obtenus par le modèle électrique équivalent, la méthode des moments et la technique d'intégration finie pour les différentes applications tels que : LTE 2300, LTE 2500, Bluetooth, WiMAX, WLAN U-NII low band, U-NII mid band et U-NII high band basées sur le modèle électrique équivalent prouve la

validité des bonnes performances de l'antenne bowtie multi-bande proposée dans ce travail de thèse.

Pour les perspectives de ces travaux de thèse, nous désirons dans un proche avenir aborder les antennes à six bandes, sept bandes,...etc en ajoutant d'autres bras rayonnants.

En fin et pour conclure, nous souhaitons que cette thèse soit une référence dans le domaine de la modélisation des antennes bowtie dédiées aux applications sans fil.

Annexes

Méthode des moments

La méthode des moments est utilisée en connexion avec la méthode de la réaction de Richmond pour déterminer les courants de surface inconnus (J_s , M_s) sur la surface formée du pavé, du plan de masse et des murs magnétiques. On écrit d'abord l'équation intégrale de la réaction [56]:

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

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

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

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

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

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

Equation intégrale :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{E} &= -\nabla\phi - j\omega\mathbf{A} - \frac{1}{\varepsilon}\nabla\times\mathbf{F} \\
 \mathbf{H} &= -\nabla\psi - j\omega\mathbf{F} - \frac{1}{\varepsilon}\nabla\times\mathbf{A}
 \end{aligned}
 \tag{A.2}$$

Où \mathbf{A} et \mathbf{F} sont les potentiels vecteurs électrique et magnétique et ϕ et ψ sont les potentiels scalaires électrique et magnétique.

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

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

Où :

\mathbf{J} et \mathbf{M} sont les densités de courants électriques et magnétiques

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

- pour une structure diélectrique, les deux équations doivent être résolues simultanément,
- pour une structure parfaitement conductrice, il n'y a pas de courants magnétiques $M_s=0$,

- pour une structure imparfaitement conductrice, le problème peut être résolu en introduisant une impédance de surface qui traduit l'existence des courants magnétiques.

En tout point de la structure, on a :

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

Soit

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

L'intégrale du potentiel vecteur magnétique :

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

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

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

La valeur du terme constant est donc :

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

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

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

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

Le terme général de la matrice a pour valeur :

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

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

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

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

Le second membre de l'équation est égal :

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

Les potentiels vecteurs électrique et magnétique sont calculés par :

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

$$\nabla \times \frac{\bar{F}_m}{\varepsilon} = \frac{Z_S}{4\pi} \int_S (\bar{n}' \times \bar{f}_n(r')) \times \nabla G(r, r') ds' \quad (\text{A.14})$$

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

On donne ci-dessous l'organigramme récapitulatif [57] :

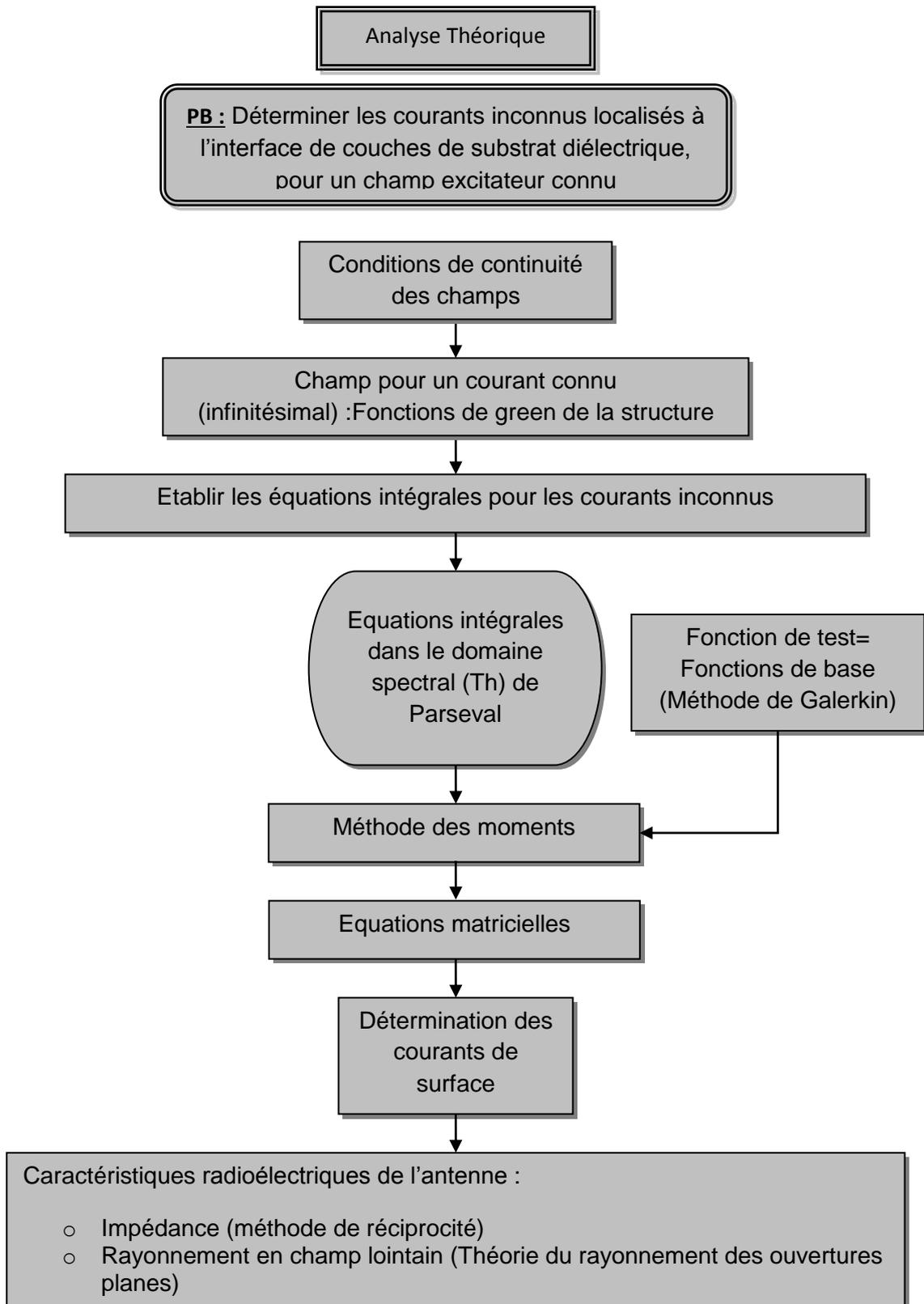


Figure. 1 : Organigramme de la méthode des moments

Présentation du logiciel ADS Momentum

Advanced Design System, développé par *Agilent EESof EDA*, est un logiciel de conception et modélisation de systèmes électroniques pour les microondes et les radiofréquences, La technique de simulation utilisée pour calculer les champs électromagnétiques à l'intérieur d'une structure est basée sur la méthode des moments appliquée aux équations intégrales utilisant les fonctions de Green.. Les applications visées sont très vastes et comprennent entre autres le domaine de la téléphonie mobile, les systèmes de communications sans fil, radar et satellite [57].

Le logiciel offre des possibilités de conception et de simulation pour les domaines des radiofréquences et des microondes et se divise en 2 modules Analog RF Designer et Digital Signal Processing Designer pouvant interagir entre eux :

- La conception de circuits intégrés monolithiques (MMICs) ou hybrides (avec des Composants Montés en Surface).
- La conception de nouvelles architectures pour les futures normes de télécommunications sans fil.

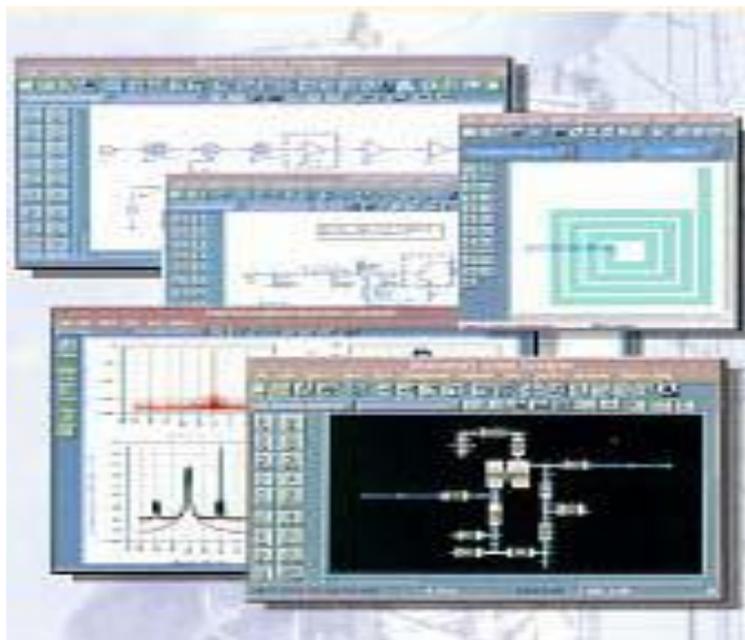


Figure. 1 : *Advanced Design System*

Pour faire une simulation sous ADS, on doit suivre les étapes suivantes :

- **Le design :**

C'est l'étape de mise en forme du circuit électrique. On entre toutes les lignes et éventuelles discontinuités. On entre aussi toutes les variables comme par exemple les largeurs et les longueurs de lignes utilisées. On définit également le substrat que l'on veut utiliser pour la réalisation pratique en donnant la valeur de la permittivité relative, de l'épaisseur du ruban et du substrat.

Une fois le schéma terminé, on peut faire une simulation où l'on doit tout d'abord indiquer la plage de fréquence sur laquelle on désire travailler ainsi que le nombre de points pour la précision sur la fréquence.

- **Le Dataset :**

Après chaque analyse, les résultats des performances du circuit sont enregistrés dans le fichier Dataset.

Ce fichier contiendra toutes les opérations de calculs des simulations que l'on aura effectué.

- **Visualisation des résultats :**

La présentation correspond à l'affichage des résultats sous forme de graphiques. On peut sélectionner la donnée à étudier c'est-à-dire dans notre cas le paramètre à étudier (en dB, phase, valeur absolue,...) ainsi que le format de représentation tels que :

- échelle linéaire ;
- échelle semi log ;
- abaque de Smith,...

Il est également possible de positionner un marker sur les courbes (Insert Marker) afin de visualiser les coordonnées d'un point précis.

Présentation du logiciel CST MICROWAVE STUDIO

CST MICROWAVE STUDIO est un outil spécialisé pour la simulation et la conception électromagnétique trois dimensions (3D) des composants hautes fréquences. Il simplifie le processus de saisie de la structure et la définition des équipements en fournissant une interface graphique de modélisation puissante et solide (Figure. 1). Après la modélisation du composant, une procédure de maillage automatique peut être appliquée avant que le moteur de simulation ne soit lancé.

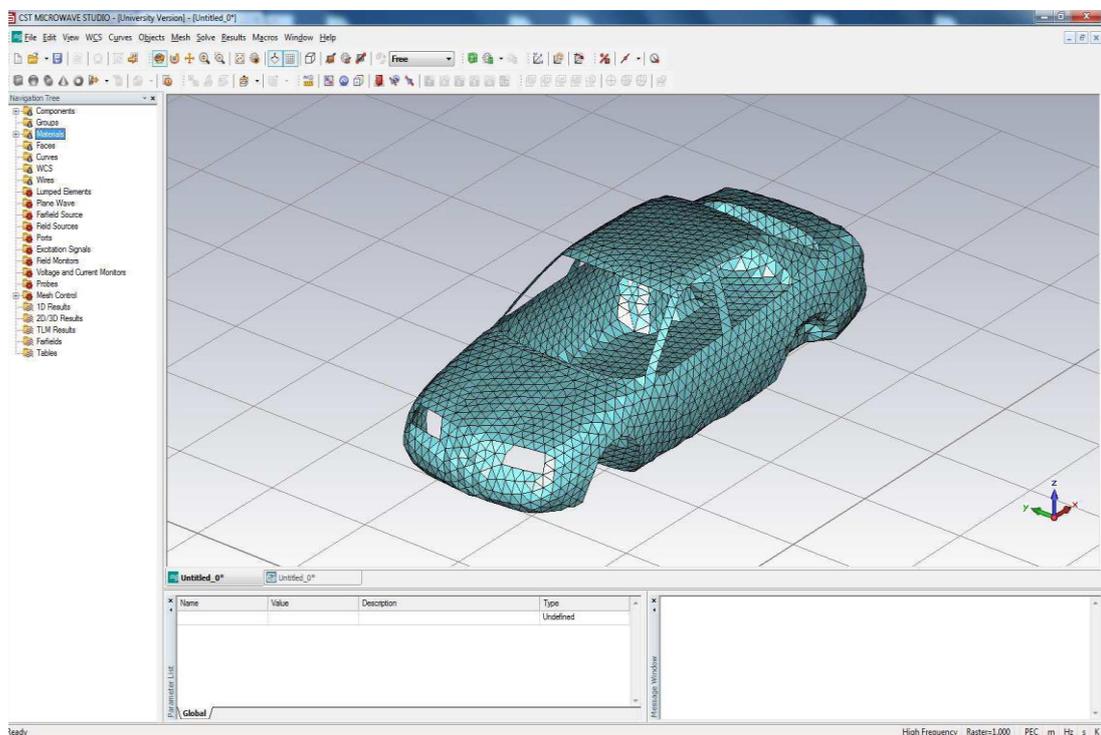


Figure .1: l'interface principale de CST MICROWAVE Studio.

CST MICROWAVE STUDIO est un module qui fait partie du logiciel CST STUDIO SUITE[55] et propose un certain nombre de solveurs pour différents types d'application.

Comme aucune méthode ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application, le logiciel contient quatre techniques différentes de simulation (solveur transitoire, solveur fréquentiel, solveur d'équation intégrale, et solveur de mode propre) pour mieux répondre aux applications particulières. L'outil le plus flexible est le solveur transitoire, qui peut obtenir le comportement fréquentiel pour une large bande de fréquence par une seule et unique

simulation (contrairement à l'approche fréquentielle de nombreux autres simulateurs). Il est basé sur la technique FIT (en anglais : Finite Integration Technique) qui a été introduite en électrodynamique plus de trois décennies auparavant [58].

Le calcul des dérivées spatiales et temporelles s'effectue grâce à l'approximation dite des différences centrées. La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalées d'une demi-maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs électriques et l'autre grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques. Ainsi chaque composante de champ magnétique est entourée de quatre composantes du champ électrique comme le montre la maille élémentaire sur la Figure.2.

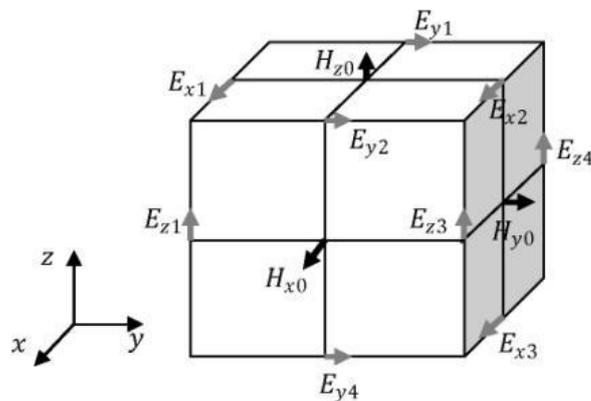


Figure. 2: Maille élémentaire d'une simulation FIT

Ce formalisme implique d'une part un maillage parallélépipédique et d'autre part que la taille mémoire nécessaire et le temps de calcul d'une simulation FIT, sont directement dépendants du volume borné de la structure simulée, de la dimension de la maille élémentaire et donc du pas spatial choisi. Il est donc possible par ce logiciel de calculer des champs électriques, des champs magnétiques, mais aussi les paramètres S d'un dispositif et de visualiser en trois dimensions les champs rayonnés par ce dernier. Les points importants pour la réalisation d'une simulation exploitable sont principalement le réglage du maillage lequel est déterminé par la maille élémentaire, le réglage de la précision de convergence du calcul ainsi que le choix des ports pour l'injection du signal d'excitation de la structure [29].

La liste des abréviations

E (champ E)	-Champ électrique
EDGE	-Enhanced Data rate for GSM Evolution.
EM	-ElectroMagnétique.
FEM	-Finite Element Method ou méthode des éléments finis.
FDTD	-Finite Difference Time Domain.
FIT	-Finite Integration Technique.
GPRS	-Global Packet Radio System.
GPS	-Global Positioning System
GSM	-Global System for Mobile communications.
H (champ H)	-Champ magnétique.
LTE	-Long Term Evolution.
MIMO	-Multiple-Input Multiple-Output.
MOM	-Method of Moments ou méthode de moment.
RF	-RadioFréquence.
TE	-Transverse Electrique.
TM	-Transverse Magnétique.
WiMAX	-Worldwide Interoperability for Microwave Access.
1G	-1ère Génération.
2G	-2ème Génération. cf. GSM / DCS / PCS.
2,5G	-cf. GPRS.
2,75G	-cf. EDGE.
2-D / 3-D	-bidimensionnel / tridimensionnel.
3G	-3ème Génération. cf. UMTS.
3,5G	-cf. HSDPA.
3,75G	-cf. HSUPA.
4G	-4ème Génération. cf. MIMO.
IEEE	-Institute of Electrical and Electronics Engineer
ISM	-Industrial Scientific Medical
HF	-Hyperfréquence (Haute Fréquence)
WPAN	-Wireless Personal Area Network
CST	-Computer Simulation Technology

Références bibliographiques

- [1] Institute of Electrical and Electronics Engineers. IEEE Std 802.15.1-2005, Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs), p 313, 14 June 2005.
- [2] LTE, WIMAX AND WLAN NETWORK DESIGN, OPTIMIZATION AND PERFORMANCE ANALYSIS, p 341, 2011, John Wiley.
- [3] I. Ben Trad , "Antennes agiles pour les télécommunications multistandards" Engineering Sciences. INSA de Rennes, 2014. France.
- [4] A. čáp, Z Raida, E de Las, H. Palmero, R. Lamadrid ruiz, "Multi-band planar antennas a comparative study" radioengineering, Vol. 14, no. 4, December 2005
- [5] C. Picher and J. Anguera, "MULTIBAND Handset Antenna Using Slots On The Ground Plane: Considerations To Facilitate The Integration Of The Feeding Transmission Line", Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 7, 95–109, 2009.
- [6] J. Zhong, Robert M. Edwards, L Ma, and X Sun, "MULTIBAND SLOT ANTENNAS FOR METAL BACK COVER MOBILE HANDSETS", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 39, 115-126, 2013.
- [7] S. M. Zhang, F. S. Zhang, W. M. Li, W. Z. Li, and H. Y. WuA, " Multi-Band Monopole Antenna With Two Different Slots For Wlan And Wimax Applications", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 28, 173-181, 2012.
- [8] P-Lin Shu and Q-Yuan Feng, "Design Of A Compact Quad-Band Hybrid Antenna For Compass/Wimax/Wlan Applications", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 138, 585-598, 2013.
- [9] S. Charan Puri and M.G. Tiary, "A Novel Quad Band Rectangular Microstrip Patch Antenna For Wireless Applications", (ISDMISC) 2011.
- [10] I. J. Bahl and P. Bhartia, "Microstrip antennas" Artech house Dedham, MA, 1980.
- [11] Johnson. R.C., and Jasik, H., "Antenna engineering handbook", McGraw Hill, NY, 1984, 2nd edn., chap. 7.
- [12] F. Chebbara, "Etude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique," Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2011.
- [13] H. Chorfi, Conception D'un Nouveau Système D'antenne Réseau Conforme En Ond Millimétrique , P16, MAI 2012.

- [14] S. Azzaz Rahmani, "Analyse et Conception Des Antennes Imprimees Multibandes En Anneaux Concentriques Pour Les Reseaux De Telecommunications.", thèse de doctorat, juillet 2013.
- [15] H. Ben IBRAHIM GAHA, "Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande.", thèse de doctorat, Tunis 2007. Page 35.
- [16] S. SADEK, M. TAKI, F. BOUAZZA, "Antennes Plaquées Hyperfréquences A Lobe Droit Et Incliné Pour Applications Odometriques.", SETIT 2007, TUNISIA, mars 2007 .
- [17] S. Loizeau, " Conception Et Optimisation D'antennes Reconfigurables Multifonctionnelles Et Ultra Large Bande", thèse de doctorat, UNIVERSITE PARIS-SUD XI, décembre 2009.
- [18] C. TOUNOU, " Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel," thèse de doctorat UNIVERSITE DE LIMOGES, pp.40-41, Octobre 2008.
- [19] Y. DUROC, "Contribution Au Développement De Modèles Orientés Système Pour Les Antennes Des Communications Ultra Large Bande," thèse de doctorat INP Grenoble , pp. 76-77, Avril 2007.
- [20] L. Merad, "Modélisation et optimisation de réseaux d'antennes imprimées par les réseaux de neurones et les méthodes stochastiques," Thèse de Doctorat d'état, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, juin 2005.
- [21] Y. Hmeydi, "Réalisation et mise au point d'un système de brouillage GSM 900-1800." PFE tunis, 2009.
- [22] O. DIOP, "Etude et Minimisation du Facteur de Qualité d'Antennes Miniatures conçues pour de Petits Objets Communicants.", thèse de doctorat UNIVERSITE DE NICE SOPHIA ANTIPOLIS, pp21-22, Septembre 2013.
- [23] E. DREINA, "Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G." thèse de doctorat UNIVERSITE DE GRENOBLE, Juillet 2010.
- [24] B. BENSAPHLA-TANI, Contribution à la conception et à la réalisation d'émetteurs/recepteurs monolithiques 140 GHz pour réseaux de capteurs sans fil, thèse de doctorat Université Lille1, septembre 2013.
- [25] Hichem CHAKER, "Conception Et Optimisation De Reseaux D'antennes Imprimees A Faisceaux Multiples Application Des Reseaux De Neurones.", these de doctorat, Université de TLEMEN, Mars 2012.

- [26] 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, juin 2009.
- [27] K. CHEMACHEMA, "ÉTUDE DES STRUCTURES Microbandes PAR La technique des RESEAUX DE NEURONES Application a différentes excitations.", thèse de doctorat, Université Constantine 1, Juin 2013.
- [28] KADRI Boufeldja, "Modélisation Et Synthèse De Réseaux Périodiques Et Non Périodiques D'antennes Microrubans Par L'application D'un Algorithme Génétique-Flou.", Thèse de Doctorat, université de Tlemcen Février 2011.
- [29] D. ZIANI KERARTI, "ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE", mémoire de magister, université de Tlemcen, 2011.
- [30] B. Sami, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes", p 18, thèse de doctorat, université de Batna.
- [31] M. Diblang , " Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.
- [32] A. Hafiane, "Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique," Université de Marne la Vallee Thèse de doctorat 10 mars 2003.
- [33] E. H. Newman, and P. Tylyathan, "Analysis of microstrip antennas using moment methods", IEEE Transaction on Antennas and Propagations, Vol. AP-29, N°. 1, pp. 47-53, January 1989.
- [34] P. R. Haddad and D. M. Pozar "Anomalous mutual coupling between microstrip antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. 42, N°. 11, pp.1545-1549, November 1994.
- [35] <https://www.wimo.com/cgi-bin/cart.pl?l=f&add=18540>.
- [36] <http://www.clubic.com/actualite-262020-intel-antenne-integree-pc-portables.html>.
- [37] Wong. K. L and K. B. Hsieh, "Dual-frequency Circular Microstrip Antenna with a Pair of Arc-shaped Slots," Microwave Opt. Technol. Lett. 19, 410--412, Dec. 20, 1998.

- [38] Hsieh. K. B. and Wong. K. L., "Inset-Microstrip-line-fed Dual-Frequency Circular Microstrip Antenna and its Application to a Two-element Dual-frequency Microstrip Array," *IEE Proc. Microwave. AP.* 147, 359--361, Oct. 1999.
- [39] Fang. S. T and Wong. K. L., "A Dual-frequency Equilateral-triangular Microstrip Antenna with a Pair of Narrow Slots," *Microwave Opt. Technol. Lett.* 23, 82--84, Oct. 20, 1999.
- [40] J.H. Lu, C.L. Tang, K.L. Wong, "Novel Dual-Frequency and Broad-Band Designs of Slots-Loaded Equilateral Triangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, Vol. 48, n°7, July 2000, pp. 1048-1054.
- [41] Hong-Son CHU Couplage, " Algorithmes Génétiques et TLM pour la conception des antennes" l'UNIVERSITE de Nice-Sophia Antipolis, 02 juin 2004.
- [42] M. ABRI, «Analyse et synthèse des réseaux d'antennes imprimées multibandes a l'aide des modèles équivalents », Thèse du Doctorat, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2008.
- [43] Sang-Hyuk Wi, Jung-Min Kim, and Jong-Gwan Yook Dept. of Electrical and Electronics Engineering, "Microstrip-Fed Bow-Tie-Shaped Meander Slot Antenna With Compact And Broadband Characteristics.", Yonsei University.
- [44] Abdelnasser A. Eldek, Atef Z. Elsherbeni, and Charles E. Smith , "Wideband Microstrip-Fed Printed Bow-Tie Antenna For Phased array systems.", Department of Electrical Engineering The University of Mississippi, University, MS 38677, USA.
- [45] Shih-Yuan Chen and Powen Hsu «A Modified Bow-Tie Slot Antenna Fed by a Coplanar Waveguide », Department of Electrical Engineering and Graduate Institute of Communication Engineering National Taiwan University.
- [46] M. Abri, H. Dib and A. S. E. Gharnaout, ' Accurate Modèle for Single Bow-Tie Antenna Design', *International Journal of Microwave and Optical Technology*, V°.6, N°.5, September 2011.
- [47] H. A. Majid, M. K. Abd Rahim, M. R. Hamid, and M. F. Ismail, "Frequency reconfigurable microstrip patch-slot antenna with directional radiation pattern," *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 144, pp. 319–328, 2014.

- [48] M. R. Ahsan, M. T. Islam, M. HabibUllah, H. Arshad, and M. F. Mansor, "Low-cost dielectric substrate for designing low profile multiband monopole microstrip antenna," *The Scientific World Journal*, vol. 2014, Article ID 183741, 10 pages, 2014.
- [49] E. H. van Lil and A. R. van de Capelle, "Transmission line modèle formutual coupling between microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 8, pp. 816–821, 1984.
- [50] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 2nd edition, 1997.
- [51] S. Didouh, M. Abri, and F. T. Bendimerad, "Corporate-feed multilayer bow-tie antenna array design using a simple transmission line modèle," *Modèleling and Simulation in Engineering*, vol. 2012, Article ID 327901, 8 pages, 2012.
- [52] Mohammed Moulay, Mehadjji Abri, and Hadjira Abri Badaoui, "Quad-Band Bowtie Antenna Design for Wireless Communication System Using an Accurate Equivalent Circuit Modèle", *International Journal of Microwave Science and Technology*, Article ID 637607, 2015.
- [53] E. H. Newman, and P. Tylyathan, "Analysis of microstrip antennas using moment methods", *IEEE Transaction on Antennas and Propagations*, Vol. AP-29, N°. 1, pp. 47-53, January 1989.
- [54] T. Weiland. A discretization method for the solution of Maxwell equations for six component fields. *Electronics and Communications AEU*, 31 :pp116-120, 1977.
- [55] ". C. D. S. Computer Simulation Technology (CST). <http://www.cst.com/Content/Products/DS/Overview.aspx>.
- [56] FABRICE SAUVAT, "Elément Rayonnant Imprime Multifréquence Place En Réseau Conforme.", Thèse de doctorat "électronique" –Université de Rennes I, Novembre 1999.
- [57] AISSAOUI Djelloul, "Analyse à l 'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées.", mémoire de magister, Université aboubekr belkaid de Tlemcen, Mars 2007.
- [58] Ibrahim EL BABA, "Contributions numériques en compatibilité électromagnétique impulsionnelle. Paradigme pour la caractérisation temporelle d'équipements.", thèse de doctorat, Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, Mars 2012.

Les travaux scientifiques

□ Les publications internationales

1. Mohammed Moulay, Mehadji Abri, 'Bowtie Antennas Design for Bluetooth/Wimax/Wifi Applications', international journal of microwave and optical technology, Vol. 9, N°4, pp. 282-287, 2014 (revue indexée scopus).
2. Mohammed Moulay, Mehadji Abri, and Hadjira Abri Badaoui, 'Quad-Band Bowtie Antenna Design for Wireless Communication System Using an Accurate Equivalent Circuit Modèle', International Journal of Microwave Science and Technology, Article ID 637607, 2015 (revue indexée scopus).

□ Les communications internationales

1. M. Moulay et M. Abri 'Conception d'une antenne bi-bandes bluetooth/wimax Adaptées aux réseaux sans fil'. International Conference on Systems and Processing Information (ICSIP'13) May 12-14, 2013, Guelma, Algeria.
http://www.univ-guelma.dz/icsip13/index_files/Program%20ICSIP%2713_provisoire.pdf
2. M. Moulay et M. Abri 'Antenna design for Wimax/Wifi Applications', Conférence internationale sur l'intelligence Artificielle et les technologies de l'information' ICA2IT'14, 10-12 Mars 2014, Ouargla, Algérie.
http://manifest.univ-ouargla.dz/documents/Archive/Archive%20Faculte%20des%20Sciences%20et%20Technologies%20et%20des%20Sciences%20de%20le%20Matiere/2emes-journees-internationales-de-chimie-organometallique-et-catalyse-jicoc-2014/icaiit2014_submission_154.pdf
3. M. Moulay, M. Abri, H. ABRI BADAOU, 'Triple Band Antenna Design for LTE2300/Wimax/WLAN Based on Equivalent Circuit Modèle', nternational Conference of ICT and Telecommunication, ICTTELECOM2015, 16-18 May 2015, Oran, Algeria.
<http://icct.ito.dz/>
4. M. Moulay, M. Abri and H. ABRI BADAOU, 'THREE BAND BOWTIE ANTENNA FOR LTE/BLUETOOTN/WLAN APPLICATIONS USING TRANSMISSION LINE APPROACH', Colloque international TELECOM'2015 & 9èmes JFMMA 13, 14, 15 mai 2015, Meknès- Maroc.
5. M. MOULAY, M. ABRI and H. ABRI BADAOU, 'Arbitrary shaped antenna design for LTE2300/LTE2500/WLAN applications', 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT), 25-27 May 2015 , Tlemcen, Algeria.
http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=7233010&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D7233010
6. Mohammed Moulay, Mehadji Abri and Hadjira Abri Badaoui, 'ARBITRARY SHAPED TRIPLE BAND BOWTIE ANTENNA DESIGN FOR WLAN APPLICATIONS', International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing, ICOSIP'2015, 8-9 November Tlemcen, Algeria. <http://icosip2015.univ-tlemcen.dz/>

□ **Les communications nationales**

1. M. Moulay et M. Abri, ‘Three band Bowtie antenna for LTE\WLAN application using transmission line approach’, 11^{eme} congrès national de la physique et de ses applications CNPA’2014, 21, 22 et 23 Décembre 2014, Blida, Algérie.
2. M. Moulay, M. Abri and H. Abri Badaoui, ‘ A Novel Bowtie Multi-Band Antenna Design for LTE2500, WLAN and WIMAX Applications’, 9ème Conférence sur le Génie Electrique Bordj El Bahri, 14-15 Avril 2015.