

الجمهورية الجزائرية  
الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث

العلمي

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

جامعة أبي بكر بلكايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd - Tlemcen -

Faculté de TECHNOLOGIE



**THESE**

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

**En : Télécommunications**

**Spécialité : Télécommunications**

**Par : BOUCHENAK KHELLADI Yassamina**

**Sujet**

**CONCEPTION D'ANTENNES MULTI-BANDES  
PYRAMIDALES RECONFIGURABLES POUR  
DIVERSES APPLICATIONS**

Soutenue publiquement, le 14 / 03 / 2019 , devant le jury composé de :

**BENDIMERAD Fethi Tarik**  
**MAHDJOUB Zoubir**  
**LASRI Boumédiène**  
**BOUKLI-HACENE Nouredine**

Professeur à l'Université de Tlemcen  
Professeur à l'Université de Sidi Bel-Abbès  
Professeur à l'Université de Saida  
Professeur à l'Université de Tlemcen

Président  
Examineur  
Examineur  
Directeur de Thèse

## *Dédicace*

*A ma princesse adorée «Amani».*

*A mes parents.*

*Zui m'ont tant donné pour faire de moi ce que je suis*

*A mon cher époux.*

*A ma sœur et à mon frère.*

*À mes nièces « Lina et Rym »*

*A tous ceux qui comptent pour moi.*

*A tous ceux pour qui je compte.*

*Je leur dédie ce modeste travail en guise de reconnaissance*

*Yasmina*

# *Remerciements*

Je tiens tout d'abord à remercier mon Seigneur Dieu, le Tout-puissant, Lui qui a veillé sur moi et qui a été avec moi tous les jours de ma vie, sans qui cette thèse n'aurait vu le jour.

Ce travail de recherche s'est déroulé au sein du laboratoire de Télécommunication à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, sous la direction de Monsieur **BOUKLI HACENE Noureddine** Professeur à l'Université de Tlemcen. Je le remercie énormément pour son encadrement, sa disponibilité, ses conseils précieux et pour le soutien constant qu'il n'a cessé de me prodiguer.

J'aimerais exprimer ma reconnaissance envers les membres du jury, Monsieur **BENDIMERAD Fethi Tarik**, Professeur à l'Université de Tlemcen pour l'honneur qu'il apporte pour présider cet honorable jury. Je remercie tout particulièrement Monsieur **MAHDJOUR Zoubir**, Professeur à l'Université de Sidi Bel-Abbès et Monsieur **LASRI Boumédiène** Professeur à l'Université de Saida qui ont accepté d'examiner ce mémoire.

J'aimerais adresser un remerciement particulier à mes parents, ma sœur, mon frère et mon mari pour leur soutien tout au long de ces années.

Je remercie tous mes collègues et mes ami(e)s pour leurs échanges fructueux et leurs soutiens.

Et enfin, je voudrais terminer par remercier tous ceux et toutes celles qui de près ou de loin, m'ont soutenu, épaulé et qui croient en moi.

# ***Résumé***

Les progrès concernant la multiplication des bandes de fréquences ont engendré un besoin croissant d'antennes multi-bandes. En effet, la plupart des systèmes de télécommunications modernes utilisent ce type d'antennes. Mais, la conception de celles-ci semble difficile à cause de la diversité des caractéristiques des différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, le type de polarisation, la largeur de bande nécessaire).

Une antenne multi-bande à polarisation circulaire est conçue et étudiée pour les systèmes de navigation satellitaire et de télémétrie. Notre travail a pour objectif de faire répondre cette antenne à d'autres cahiers de charge (Bluetooth, SDARS WLAN, Wimax) par introduction de certaines modifications au niveau de celle-ci. Nous avons effectué différentes simulations en utilisant les deux logiciels FEKO et CST. L'antenne ainsi conçue présente de très bonnes performances en termes d'adaptation, de bandes passantes et de polarisation circulaire. Malgré la satisfaction des performances en rayonnement, celles-ci peuvent être améliorées. Le concept de cette antenne peut être facilement adapté à d'autres applications vu que celle-ci présente l'avantage d'être flexible.

**Mots clés :** Antenne multi-bande, antenne pyramidale, polarisation linéaire/polarisation circulaire, diversité de polarisation, radionavigation, applications de l'antenne pyramidale.

# Liste des figures

<i>Figure I-1: Antenne patch bibande.....</i>	<i>10</i>
<i>Figure I-2: Antenne PIFA élémentaire .....</i>	<i>12</i>
<i>Figure I- 3: Quatre antennes PIFAs combinées .....</i>	<i>13</i>
<i>Figure I-4: Exemple d'une antenne de Sierpinski de type monopole.....</i>	<i>15</i>
<i>Figure I- 5: Variantes de l'antenne de Sierpinski .....</i>	<i>16</i>
<i>Figure I-6: Exemple d'une antenne fractale triangulaire à l'itération 3 .....</i>	<i>16</i>
<i>Figure I-7: Dipôle bibande à base de trappes.....</i>	<i>19</i>
<i>Figure II- 1: Géométrie de l'antenne pyramidale .....</i>	<i>24</i>
<i>Figure II-2: Les éléments rayonnants avec différents angles d'inclinaison.....</i>	<i>25</i>
<i>Figure II-3: Divers types de polarisation en utilisant quatre accès.....</i>	<i>26</i>
<i>Figure II- 4: L'antenne pyramidale avec le guide d'onde métallique.....</i>	<i>27</i>
<i>Figure II-5: L'antenne pyramidale multi-bande étudiée .....</i>	<i>29</i>
<i>Figure II-6: L'élément rayonnant de l'antenne pyramidale tri-bande avec les trappes .....</i>	<i>30</i>
<i>Figure II- 7: Les quatre configurations simulées sous FEKO.....</i>	<i>33</i>
<i>Figure II-8: Les quatre configurations simulées sous IE3D [4] .....</i>	<i>33</i>
<i>Figure II-9: coefficients de réflexion simulés par FEKO .....</i>	<i>35</i>
<i>Figure II-10: coefficients de réflexion par IE3D [4].....</i>	<i>35</i>
<i>Figure II-11: Diagrammes de rayonnement obtenus avec FEKO.....</i>	<i>36</i>
<i>Figure II-12: Diagrammes de rayonnement pour les 4 configurations [4].....</i>	<i>37</i>
<i>Figure II-13: Coefficients de réflexion pour différents rayons du plan de masse obtenus avec FEKO .....</i>	<i>38</i>
<i>Figure II-14: Coefficients de réflexion pour différents rayons du plan masse simulés par IE3D [4] .....</i>	<i>38</i>
<i>Figure II-15: Diagrammes de rayonnement pour différents rayons du plan de masse obtenus avec FEKO.....</i>	<i>40</i>
<i>Figure II-16: Diagrammes de rayonnement pour les différents rayons du plan de masse [4].....</i>	<i>40</i>
<i>Figure II-17: Coefficients de réflexion pour différents rayons de l'ouverture simulés par FEKO.....</i>	<i>41</i>
<i>Figure II-18: Coefficients de réflexion, pour différents rayons de l'ouverture simulés par IE3D [4] .....</i>	<i>42</i>
<i>Figure II-19: Diagrammes de rayonnement pour différents rayons de l'ouverture [4] .....</i>	<i>43</i>
<i>Figure II-20: Diagrammes de rayonnement pour différents rayons de l'évidement obtenus avec FEKO .....</i>	<i>44</i>

<i>Figure II-21: Coefficients de réflexion pour différentes valeurs de <math>L_g</math> obtenus avec FEKO</i> .....	45
<i>Figure II-22: Diagrammes de rayonnement pour différents longueurs du guide d'onde obtenus avec FEKO</i> .....	46
<i>Figure II-23: Coefficients de réflexion pour différents valeurs de <math>\theta</math> obtenus avec FEKO</i> .....	48
<i>Figure II-24: Coefficients de réflexion pour différents valeurs de <math>\theta</math> simulés par IE3D [4]</i> .....	48
<i>Figure II-25: Diagrammes de rayonnement des trois configurations obtenus avec FEKO</i> .....	49
<i>Figure II-26: Diagrammes de rayonnement pour les trois configurations [4]</i> .....	50
<i>Figure III-1 : L'antenne pyramidale tri-bandes</i> .....	57
<i>Figure III-2: Dimensions des lignes micro-rubans <math>50 \Omega</math>, des éléments rayonnants, et du plan et son ouverture [4]</i> .....	59
<i>Figure III-3: Le support en polystyrène et ses différentes dimensions [4]</i> .....	59
<i>Figure III-4: L'antenne pyramidale tri-bande pour la 1<sup>ère</sup> bande simulée par FEKO</i>	60
<i>Figure III-5: L'antenne pyramidale tri-bande pour la 2<sup>ème</sup> bande simulée par FEKO</i> .....	61
<i>Figure III-6: L'antenne pyramidale tri-bande pour la 3<sup>ème</sup> bande simulée par FEKO</i> .....	61
<i>Figure III-7: Coefficients de réflexion simulés par FEKO de l'antenne pyramidale dans (a) la première bande, (b) la deuxième bande et (c) la troisième bande</i> .....	63
<i>Figure III-8: Coefficients de réflexion mesurés et simulés de l'antenne pyramidale dans (a) la première bande, (b) la deuxième bande et (c) la troisième bande [1]</i> .....	64
<i>Figure III-9: Diagrammes de rayonnement simulés par FEKO de l'antenne pyramidale</i> .....	67
<i>Figure III-10: Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne pyramidale [4]</i> .....	68
<i>Figure III-11: diagramme de rayonnement en 3D pour la 1<sup>ère</sup> bande avec FEKO</i> .....	69
<i>Figure III-12: diagramme de rayonnement en 3D pour la 2<sup>ème</sup> bande avec FEKO</i> .....	70
<i>Figure III-13: diagramme de rayonnement en 3D pour la 3<sup>ème</sup> bande avec FEKO</i> .....	70
<i>Figure III-14: Coefficients de réflexion pour différentes largeurs des éléments rayonnants simulés par FEKO</i> .....	71
<i>Figure III-15: Diagrammes de rayonnement pour différentes largeurs des éléments rayonnants</i> .....	72
<i>Figure III-16: Coefficients de réflexion pour différentes largeurs des éléments rayonnants simulés par FEKO</i> .....	73
<i>Figure III-17: Diagrammes de rayonnement pour différents largeurs des éléments rayonnants</i> .....	74

<i>Figure III-18: Coefficients de réflexion pour différentes largeurs des éléments rayonnants simulés par FEKO.....</i>	<i>75</i>
<i>Figure III-19: Diagrammes de rayonnement pour différents largeurs des éléments rayonnants.....</i>	<i>76</i>
<i>Figure IV-1: Géométrie de l'antenne pyramidale avec hauteur Hc.....</i>	<i>80</i>
<i>Figure IV-2: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs..</i>	<i>83</i>
<i>Figure IV-3: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs..</i>	<i>83</i>
<i>Figure IV-4: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs..</i>	<i>84</i>
<i>Figure IV-5: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs..</i>	<i>84</i>
<i>Figure IV-6: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs..</i>	<i>85</i>
<i>Figure IV-7: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs..</i>	<i>85</i>
<i>Figure IV-8: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs..</i>	<i>86</i>
<i>Figure IV-9: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs..</i>	<i>86</i>
<i>Figure IV-10: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs Hc.....</i>	<i>87</i>
<i>Figure IV-11: Géométrie de l'antenne pyramidale.....</i>	<i>88</i>
<i>Figure IV-12: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs Hc.....</i>	<i>90</i>
<i>Figure IV-13: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>91</i>
<i>Figure IV-14: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>91</i>
<i>Figure IV-15: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>92</i>
<i>Figure IV-16: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>93</i>
<i>Figure IV-17: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>93</i>
<i>Figure IV-18: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>94</i>
<i>Figure IV-19: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>95</i>
<i>Figure IV-20: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>95</i>
<i>Figure IV-21: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>96</i>
<i>Figure IV-22: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>97</i>
<i>Figure IV-23: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>97</i>
<i>Figure IV-24: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>98</i>
<i>Figure IV-25: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>99</i>
<i>Figure IV-26: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	<i>99</i>
<i>Figure IV-27: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....</i>	<i>100</i>
<i>Figure IV-28: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....</i>	<i>101</i>
<i>Figure IV-29: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....</i>	<i>101</i>
<i>Figure IV-30: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....</i>	<i>102</i>
<i>Figure IV-31: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....</i>	<i>103</i>
<i>Figure IV-32: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....</i>	<i>103</i>

<i>Figure IV-33: Diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences et hauteurs Hc</i>	104
<i>Figure IV-34: Rapport axial pour différentes fréquences et hauteurs Hc</i>	105
<i>Figure IV-35: Géométrie de l'antenne pyramidale tétraédrique</i>	107
<i>Figure IV-36: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	108
<i>Figure IV-37: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	109
<i>Figure IV-38: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs</i>	110
<i>Figure IV-39: Diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences et hauteurs Hs et Rt= 33mm</i>	111
<i>Figure IV-40: Diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences et hauteurs Hs et Rt=36mm</i>	113
<i>Figure IV-41: Diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences et hauteurs Hs et Rt= 38mm</i>	114

# Liste des tableaux

<i>Tableau I-1: Avantages et inconvénients des antennes multi-bandes [5]</i> .....	8
<i>Tableau I-2: Avantages et inconvénients des antennes combinées</i> .....	11
<i>Tableau I-3: Avantages et inconvénients des antennes PIFA multi-bandes</i> .....	13
<i>Tableau I- 4: Avantages et inconvénients des antennes fractales [6]</i> .....	17
<i>Tableau I- 5: Avantages et inconvénients des antennes à trappes</i> .....	20
<i>Tableau II-1: les différentes polarisations obtenues par les lois de phase et d'amplitude</i> .....	26
<i>Tableau II-2: le fonctionnement reconfigurable de l'antenne avec les différentes commandes</i> .....	31
<i>Tableau II-3: Les dimensions des quatre configurations étudiées</i> .....	34
<i>Tableau II-4: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants pour les quatre configurations</i> .....	36
<i>Tableau II-5: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants pour différents rayons du plan de masse</i> .....	39
<i>Tableau II-6: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants pour différents rayons de l'ouverture</i> .....	43
<i>Tableau II-7: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants</i> .....	45
<i>Tableau II-8: Dimensions des trois configurations considérées</i> .....	47
<i>Tableau II-9: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants pour différents valeurs de <math>\theta</math></i> .....	49
<i>Tableau III-1: Cahier des charges de l'antenne tri-bande GPS/GALILEO/MicroSat</i>	56
<i>Tableau III-2: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation pour les trois bandes</i> .....	65
<i>Tableau III-3: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation pour différentes largeurs des éléments rayonnants</i> .....	72
<i>Tableau III-4: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation pour différentes largeurs des éléments rayonnants</i> .....	73
<i>Tableau III-5: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation pour différentes largeur des éléments rayonnants</i> .....	75

Tableau IV-1: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ , $R_t=33$ mm.....	81
Tableau IV-2: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ , $R_t=36$ mm.....	81
Tableau IV-3: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ , $R_t=39$ mm.....	81
Tableau IV-4: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ , $R_t=42$ mm.....	81
Tableau IV-5: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ , $R_t=45$ mm.....	82
Tableau IV-6: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ , $R_t=48$ mm.....	82
Tableau IV- 7: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ , $R_t=51$ mm.....	82
Tableau IV- 8: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ , $R_t=54$ mm.....	82
Tableau IV-9: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs $H_c$ .....	87
Tableau IV-10: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs $H_c$ .....	89
Tableau IV-11: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	90
Tableau IV-12: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	91
Tableau IV-13: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	92
Tableau IV-14: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	92
Tableau IV-15: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	93
Tableau IV-16: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	94
Tableau IV-17: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	94
Tableau IV-18: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	95
Tableau IV-19: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	96
Tableau IV-20: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	96
Tableau IV-21: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	97
Tableau IV-22: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat $H_s$ .....	98

Tableau IV-23: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....	98
Tableau IV-24: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....	99
Tableau IV-25: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....	100
Tableau IV-26: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....	100
Tableau IV-27: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....	101
Tableau IV-28: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....	102
Tableau IV-29: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....	102
Tableau IV-30: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs.....	103
Tableau IV-31: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=33mm.....	108
Tableau IV-32: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=36mm.....	109
Tableau IV-33: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=38mm.....	110

# *Table des matières*

<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
-----------------------------------	----------

<b>Chapitre I : Antennes multi-bandes .....</b>	<b>6</b>
---	----------

I.1	Introduction.....	7
I.2	Antennes multi-bandes.....	7
I.2.1	Définition de l'antenne multi-bande.....	7
I.2.2	Nécessité.....	9
I.2.3	Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes.....	10
I.2.3.1	Combinaison de plusieurs éléments rayonnants.....	10
I.2.3.2	Antennes de type PIFA .....	11
I.2.3.3	Antennes fractales .....	13
I.2.3.4	Antennes à trappes .....	17
I.3	Conclusion .....	20

<b>Chapitre II : L'antenne pyramidale multi-bandes.....</b>	<b>22</b>
---	-----------

II.1	Introduction.....	23
II.2	Présentation de l'antenne pyramidale .....	24
II.2.1	Géométrie de l'antenne.....	24

II.2.2	Alimentation de l'antenne .....	25
II.2.3	Guide métallique à la coupure .....	27
II.2.4	Choix et positionnement des trappes/interrupteurs RF.....	29
II.3	Etudes paramétriques .....	31
II.3.1	Analyses sur les composants de l'antenne .....	32
II.3.2	Analyses en fonction du rayon du plan de masse .....	37
II.3.3	Analyses en fonction du rayon de l'ouverture .....	41
II.3.4	Analyse en fonction de la longueur du guide d'onde .....	44
II.3.5	Analyse en fonction de l'angle d'inclinaison des éléments rayonnants	47
II.4	Méthodologie de conception de l'antenne pyramidale multi-bande.....	51
II.5	Conclusion .....	52

## **Chapitre III : L'application de l'antenne pyramidale multi-bandes..... 54**

III.1	Introduction.....	55
III.2	Application : Antenne pyramidale tri-bandes à base d'éléments filaires pour application GPS/Galileo/TM MicroSat.....	55
III.2.1	Cahier des charges .....	55
III.2.2	Antenne pyramidale tri-bandes.....	56
III.2.3	Résultats de simulation .....	60
III.2.4	Amélioration de l'adaptation .....	71
III.3	Conclusion .....	76

## **Chapitre IV : Différentes Applications de l'Antenne Pyramidale** .....79

IV.1	Introduction.....	79
IV.2	Antenne Pyramidale Surélevée pour Application de Bluetooth et SDARS ...	79
IV.2.1	Géométrie de l'antenne.....	79
IV.2.2	Etude paramétrique.....	80
IV.2.2.1	Etude sur le rayon $R_t$ et la hauteur $H_s$ .....	80
IV.2.2.2	Variation de la hauteur $H_c$ .....	87
IV.3	Antenne Pyramidale pour les Application WLAN et Wimax mobile.....	87
IV.3.1	Géométrie de l'antenne.....	88
IV.3.2	Cahier de charges.....	89
IV.3.3	Etude paramétrique.....	90
IV.3.3.1	Hauteur $H_c=4\text{mm}$ .....	90
IV.3.3.2	Hauteur $H_c=6\text{mm}$ .....	93
IV.3.3.3	Hauteur $H_c=8\text{mm}$ .....	96
IV.3.3.4	Hauteur $H_c=10\text{mm}$ .....	98
IV.3.3.5	Hauteur $H_c=12\text{mm}$ .....	101
IV.4	Antenne Multi-bande Pyramidale Tétraédrique.....	101
IV.4.1	Géométrie de l'antenne.....	106
IV.4.2	Etude paramétrique.....	107
IV.5	Conclusion.....	115

**Conclusion générale..... 117**

**Annexes.....119**

<b>Annexe A : Les systèmes de navigation globale .....</b>	<b>120</b>
<b>Annexe B : La méthode des moments.....</b>	<b>126</b>
<b>Annexe C : Outil de Simulation .....</b>	<b>130</b>
<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>143</b>
<b>Abréviations .....</b>	<b>148</b>

# INTRODUCTION GENERALE

# ***Introduction générale***

Les réseaux de communication mobiles modernes devraient prendre en considération les normes de communication anciennes et actuelles. Cela conduit certainement à la fourniture d'une couverture radio dans un certain nombre de bandes de fréquences et par conséquent la conception des réseaux des stations de base émetteurs-récepteurs sera compliquée. [1]

Les stations de base sont généralement installées sur les toits d'immeubles, de manière que l'espace entre l'équipement des stations de base et les antennes est limité et il n'y a pas de place supplémentaire pour installer de nouvelles antennes. L'emplacement de l'antenne de la station de base est aussi lié à la zone de service, de sorte que les emplacements possibles sont limités. [2] Pour ces différentes raisons, l'utilisation des antennes multi-bandes de station de base est nécessaire pour éviter l'augmentation des antennes et des charges supplémentaire. Ces antennes ont généralement des performances semblables (en particulier l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement et la polarisation) dans chacune de leurs bandes d'exploitation et ont fait l'objet de recherches rigoureuses au cours des deux dernières décennies.

En effet, la plupart des systèmes de télécommunications modernes utilisent ces antennes multi-bandes, mais la diversité des caractéristiques des différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, de polarisation, la largeur de bande nécessaire) ont généré une difficulté dans la conception de ces antennes. Les antennes qui permettent de contrôler ces caractéristiques pour les différentes bandes de fréquences et qui présentent une méthode de dimensionnement facile sont très appréciées.

Le but de cette thèse de doctorat est d'étudier une structure d'antennes multi-bandes compacte à polarisation flexible qui a des rapports de fréquences de résonance indépendants et facilement modifiables. L'antenne possède quatre éléments rayonnants similaires placés sur les quatre faces d'une pyramide.

Le fonctionnement multi-bande et/ou reconfigurable de cette antenne est réalisé tout en modifiant certaines de ses caractéristiques. La façon dont sont conçus les éléments rayonnants de cette antenne lui offre l'avantage d'être flexible, c'est à dire qu'elle peut être facilement modifiée pour répondre à d'autres applications ou bandes de fréquences. En variant l'angle d'inclinaison de la pyramide, plusieurs formes de diagrammes de rayonnement peuvent être obtenues. Par ailleurs, la multitude de degrés de libertés de l'antenne lui permet d'avoir des diagrammes de rayonnement similaires ou distincts aux différentes fréquences de résonances. Afin de diminuer, ou bien complètement supprimer, le rayonnement arrière obtenu par l'antenne, un guide d'onde circulaire à la coupure a été introduit à celle-ci. Cela, permet de contrôler l'adaptation et le rayonnement global de l'antenne. La polarisation de l'antenne change en fonction des différentes amplitudes et phases qui alimentent ces éléments rayonnants.

La thèse est organisée en quatre chapitres. Le premier chapitre présente un état de l'art sur les antennes multi-bandes. En particulier les différentes techniques utilisées pour obtenir de telles antennes. Ensuite nous avons discuté les performances obtenues avec chaque technique puis nous avons terminé par un tableau qui résume les différents points faibles et forts de chaque technique. La méthode utilisant des trappes a été retenue pour sa conception et son dimensionnement aisés.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation d'une antenne multi-bande sous forme pyramidale. Une étude sera effectuée sur les différents paramètres essentiels à la conception de cette antenne. Cette étude permet de montrer l'influence de ces différents paramètres sur les performances de l'antenne et aussi d'obtenir quelques règles de conception.

Le troisième chapitre, propose une antenne pyramidale tri-bande pour application GPS/Galileo/TM MicroSat. Un bon accord a été observé entre les résultats de simulation et ceux de la littérature. Le travail est terminé par une étude paramétrique sur la largeur des éléments rayonnants en vue d'améliorer l'adaptation de l'antenne.

Et enfin dans le dernier chapitre d'autres applications de cette antenne pyramidale vont être présentées tout en modifiant un peu son aspect; en premier une hauteur  $H_c$  est insérée dans l'antenne, entre les plaquettes formant la pyramide

et le substrat des lignes d'alimentation, ensuite en plus de cette hauteur une troncature carrée de largeur  $L_c$  est insérée au niveau du sommet de l'antenne, et enfin on a diminué le nombre de faces formant la pyramide c'est à dire au lieu d'avoir une pyramide à quatre cotés on a un tétraèdre ce qui veut dire que l'antenne pyramidale modifiée est constituée de trois éléments rayonnants imprimés sur les trois faces la pyramide. Avec ces différentes modifications, différents cahiers de charges relatifs à différents standards ont pu être satisfaits.

# CHAPITRE I

## ANTENNES MULTI-BANDES

# Antennes multi-bandes

## Sommaire

I.1	Introduction.....	7
I.2	Antennes multi-bandes.....	7
I.2.1	Définition de l'antenne multi-bande.....	7
I.2.2	Nécessité.....	9
I.2.3	Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes.....	10
I.2.3.1	Combinaison de plusieurs éléments rayonnants.....	10
I.2.3.2	Antennes de type PIFA .....	11
I.2.3.3	Antennes fractales .....	13
I.2.3.4	Antennes à trappes .....	17
I.3	Conclusion .....	20

## ***1.1 Introduction***

Le besoin croissant d'antennes multi-bandes ou large-bandes est dû à la multiplication des bandes de fréquences.

En effet, l'utilisation de ces antennes s'est généralisée dans les différents systèmes de télécommunications actuels. Mais, plusieurs difficultés dans la conception de ces antennes ont été rencontrées à cause de la diversité des caractéristiques de différentes bandes à couvrir à savoir la forme des diagrammes de rayonnement, le type de polarisation, la largeur de bande nécessaire.

Les antennes qui permettent de contrôler les caractéristiques des différentes bandes de fréquences et qui présentent aussi une méthodologie de dimensionnement aisée sont très appréciées [1].

Dans ce qui suit on va présenter les antennes multi-bandes, ainsi que les principales techniques de leurs conceptions et les avantages de chaque technique.

## ***1.2 Antennes multi-bandes***

### ***1.2.1 Définition de l'antenne multi-bande***

L'antenne multi-bande, est une antenne qui fonctionne dans plusieurs bandes de fréquence avec des performances plus au moins semblables dans ces bandes. Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une adaptation « raisonnable » de l'antenne pour toutes les fréquences de la bande [2]. Cette adaptation est définie par un coefficient de réflexion ou un taux d'onde stationnaire (TOS) à l'entrée de l'antenne inférieur à une valeur fixée. (Couramment : -10 dB, -15 dB, ou -20 dB pour le coefficient de réflexion et 2, 1.5, 1.2 pour le TOS) [1].

Afin d'éviter la saturation du spectre fréquentiel pour les divers systèmes de télécommunications modernes on utilise des bandes de fréquence qui s'éloignent de plus en plus les unes des autres.

Une antenne multi-bande est une antenne sélective. C'est à dire, elle joue le rôle d'un filtre en ne permettant de faire passer que les bandes d'intérêt.

Un autre point positif des antennes multi-bandes c'est qu'elles permettent d'utiliser des éléments rayonnants indépendants dans chaque bande [3].

Cela permet de faire varier facilement la zone de couverture d'une des bandes sans la modification des couvertures des autres bandes de l'antenne. Cette variation est obtenue par une variation de l'élément rayonnant responsable de cette bande [4].

Les différents avantages et inconvénients des antennes multi-bandes sont présentés dans le tableau **I-1**.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>- Sélectivité forte.</li> <li>- Simplicité du post traitement.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Les rapports de fréquences de fonctionnement ont une faible maîtrise.</li> <li>- Limitation des nombre de bandes à couvrir.</li> <li>- Sensibilité croissante aux erreurs de fabrication.</li> </ul>

**Tableau I-1: Avantages et inconvénients des antennes multi-bandes [5]**

### ***1.2.2 Nécessité***

Les téléphones mobiles récents fonctionnent, pour la plupart, avec des antennes intégrées tribandes : GSM900/DCS1800/UMTS2172 les différentes solutions qui existent pour fabriquer ces types d'antennes sont généralement basées sur des éléments court-circuités (quart-d'onde).

On optimise généralement l'élément rayonnant pour avoir le fonctionnement en bande basse (GSM900). Par contre le fonctionnement en bande haute (DCS 1800) est réalisée par l'abaissement des modes supérieurs de l'élément quart-d'onde.

Pour cela, deux principes sont utilisés en général :

L'allongement des longueurs électriques et/ou la création d'effets capacitifs. Mais les bandes passantes obtenues pour une seule résonance dans chaque standard, sont généralement trop étroites pour assurer un bon fonctionnement, surtout si l'antenne se trouve dans son environnement de travail définitif (boîtier plastique, batterie, composants ajoutés sous l'antenne ...).

Ainsi avec ce concept d'élément à un seul résonateur il paraît difficile de pouvoir continuer à réaliser des antennes pour les terminaux de troisième génération. Etant donné la largeur des bandes passantes, on est obligé d'ajouter des résonateurs supplémentaires, nécessaire pour l'obtention du caractère large bande, tout en assurant la réduction de l'encombrement. Pour cela, les concepteurs des antennes pour les terminaux mobiles ont pensé à la réalisation d'un nouveau type d'antenne qui permet d'assurer la fonctionnalité de plusieurs applications (GSM 900, DCS 1800, UMTS 2160, Bluetooth 2400,...) en même temps, c'est les antennes multi-bandes; parmi lesquelles nous pouvons citer : les antennes fractales (l'antenne de Sierpinski, de Koch...), les antennes large bande, les antennes PIFAs, l'antenne Yagi, etc.[6]

### ***1.2.3 Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes***

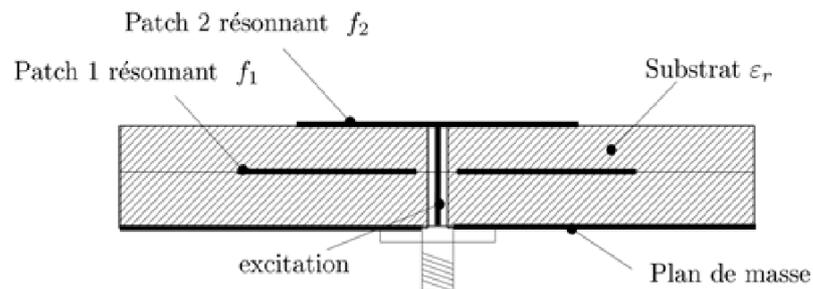
Différentes méthodes sont employées pour qu'une antenne puisse résonner à plusieurs fréquences [5].

Les méthodes les plus utilisées pour l'obtention d'antennes multi-bandes aussi les avantages et les inconvénients affectant leurs performances radioélectriques, peuvent être établies comme suit :

#### ***1.2.3.1 Combinaison de plusieurs éléments rayonnants***

La méthode la plus simple pour avoir une antenne multi-bande est la combinaison de plusieurs éléments résonnants mono bandes couvrant chacun une partie ou l'ensemble d'une des bandes d'intérêt [7, 8, 9, 10].

La combinaison de deux antennes patch formant une antenne bibande est représentée par la figure I-1.



***Figure I-1: Antenne patch bibande***

Nous avons deux antennes patch ou chacune a sa propre fréquence de résonance,  $f_1$  et  $f_2$  avec  $f_1 < f_2$ . L'alimentation est réalisée par le port relié au patch1. Par contre l'excitation du second patch est obtenue par couplage à travers le substrat.

Les antennes multi-bandes obtenues par la combinaison de plusieurs éléments sont soit excitées individuellement, c'est-à-dire que le nombre de ports est proportionnel au nombre de bandes couvertes, ou bien par couplage en excitant un seul élément [11].

Le tableau **I-2** suivant présente les avantages et les inconvénients de cette méthode :

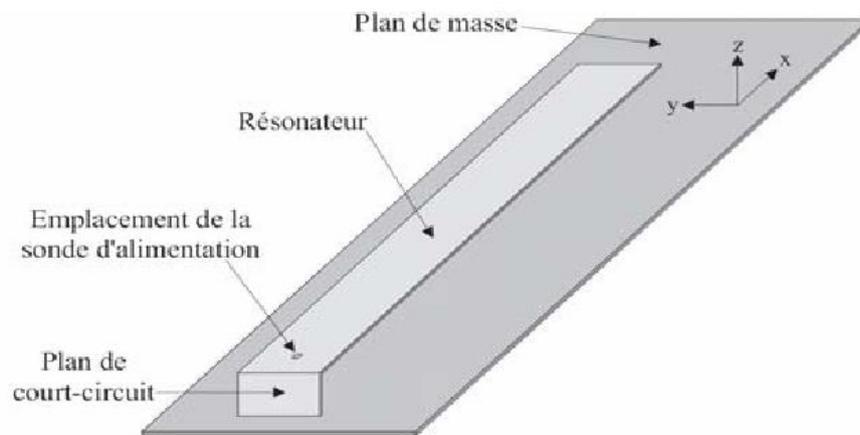
Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>- Le dimensionnement de la couverture fréquentielle est obtenu en ajoutant ou en supprimant des éléments rayonnants.</li> <li>- Rayonnement presque similaire sur toute la large bande couverte.</li> <li>- Bonne efficacité.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement des structures.</li> <li>- Problème de couplage entre les différents éléments.</li> <li>- Difficulté pour le bon positionnement des différents éléments rayonnants.</li> <li>- Perturbations des diagrammes de rayonnement par les autres éléments rayonnants.</li> </ul>

**Tableau I-2: Avantages et inconvénients des antennes combinées**

### ***1.2.3.2 Antennes de type PIFA***

Parmi les structures les plus utilisées pour la réalisation d'antennes multi-bandes on a les antennes PIFA (planar inverted-F antenna).

L'antenne PIFA est une antenne quart d'onde avec des dimensions réduites, elle est obtenue en mettant un court-circuit (plan, filaire ou de type languette) entre le résonateur demi-onde et le plan de masse, là où le champ électrique s'annule pour le mode fondamental (Figure **I-2**). Cela permet ainsi de s'affranchir d'une moitié du résonateur et d'obtenir donc une résonance en  $\lambda/4$ . [5].



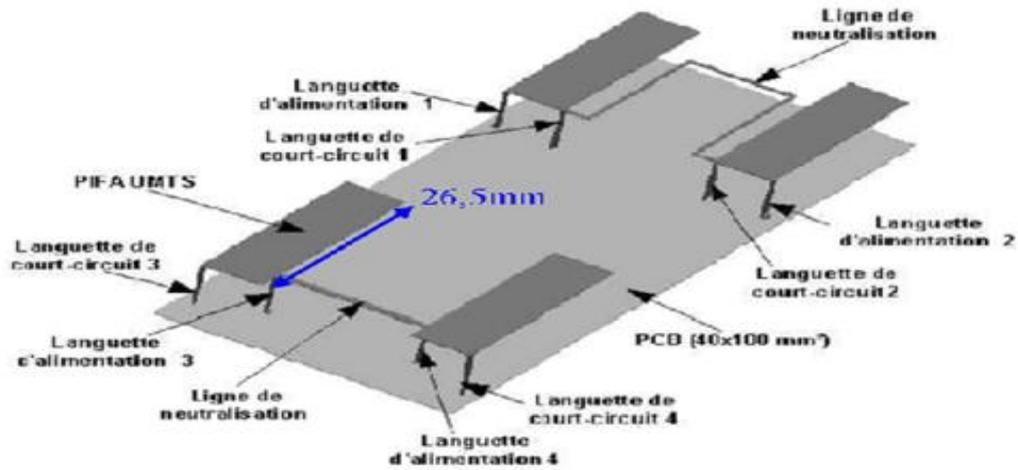
*Figure I-2: Antenne PIFA élémentaire*

Le fait d'ajouter un court-circuit cela entraîne l'ajout d'une inductance, ayant une valeur liée aux dimensions de celui-ci. Donc, l'impédance d'entrée d'une antenne PIFA sera selfique.

Les différentes techniques utilisées pour rendre l'antenne multi-bande

- L'addition d'un court-circuit.
- Modification de l'élément rayonnant (en forme de triangles, méandres,...).
- L'insertion de fentes dans l'élément rayonnant.
- L'ajout de résonateurs parasites [12].

Une combinaison de quatre antennes PIFA pour un fonctionnement multi-bandes est illustrée dans la figure I-3 [5].



*Figure I- 3: Quatre antennes PIFAs combinées*

Les avantages et les inconvénients de l'utilisation des antennes PIFA pour l'obtention d'antennes multi-bandes sont présentés dans le tableau suivant :

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>- Simples profils.</li> <li>- Miniature (compacte).</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Absence de règle de conception ou de dimensionnement pour le caractère multi-bande.</li> <li>- Difficulté de fabrication avec un prix couteux.</li> <li>- Rayonnement et polarisation des ondes pas facile à maîtriser.</li> </ul>

*Tableau I-3: Avantages et inconvénients des antennes PIFA multi-bandes*

### *I.2.3.3 Antennes fractales*

Ce sont des antennes spéciales qui permettent avec leur forme fractale d'obtenir un fonctionnement multi-bande [6].

La forme fractale est une extension de la forme euclidienne. C'est grâce à elle, que de nouvelles configurations ont été découvertes par les antennistes [5].

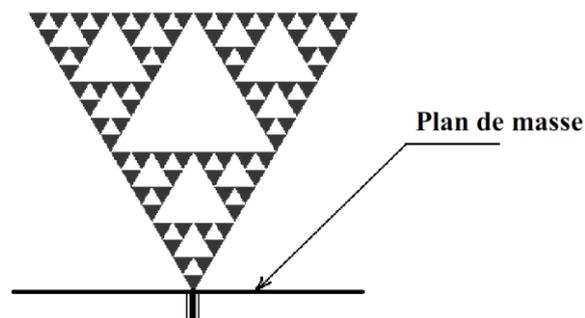
En plus de leur utilisation pour obtenir des antennes multi-bandes, elles peuvent également être utilisées pour la conception des antennes directives [13] ou dans la conception des antennes large-bandes [14]. Les fractals sont aussi utilisés pour miniaturiser des antennes [15].

Les antennes fractales restent un sujet critique : quelques auteurs considèrent que les fractals n'apportent rien de mieux dans les performances de l'antenne par contre d'autres considèrent que l'aspect fractal dans la structure d'une antenne comme un élément déterminant [16].

Plusieurs géométries fractales ont été utilisées dans la littérature, pour la conception d'antennes multi-bandes. Les géométries les plus déterminantes sont décrites brièvement dans ce qui suit.

➤ *Antenne triangle de Sierpinski*

L'antenne la plus connue des antennes fractales multi-bandes c'est l'antenne triangle de Sierpinski, elle est obtenue en prenant un triangle équilatéral. Après on prend les milieux de chacun de ses côtés et on enlève le triangle équilatéral ainsi obtenu. On obtient alors trois nouveaux triangles équilatéraux. Ensuite on recommence cette opération à chacun de ces nouveaux triangles, et ainsi de suite (voir figure I-4)



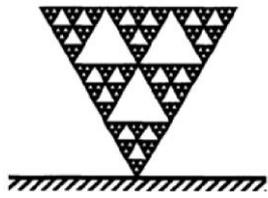
*Figure I-4: Exemple d'une antenne de Sierpinski de type monopole*

Plusieurs fréquences de résonance sont obtenues avec cette structure grâce à son autosimilarité. A partir de la deuxième fréquence (en partant de la plus basse) ces différentes fréquences sont distribuées log-périodiquement. L'angle au sommet du triangle permet de régler les largeurs des bandes passantes et les fréquences de résonance [17].

La distribution périodique des circuits ouverts que constituent les gaps de la structure donne à cette antenne sa propriété multi-bande plutôt que son aspect fractal [18] (seules les parties des triangles de bases où le courant d'excitation est confiné sont responsables de cet aspect) : cette antenne donne des diagrammes de rayonnement semblables dans plusieurs fréquences mais pas aux fréquences de fonctionnement (ou de résonance) de l'antenne [19].

Il y a plusieurs types d'antenne du triangle de Sierpinski, les plus connues sont représentées dans la figure I-5.

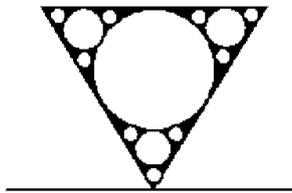
Les variantes de l'antenne de Sierpinski, issues des antennes du triangle de Sierpinski avec quelques modifications, ont pour but de satisfaire un cahier des charges imposé ou bien d'améliorer une performance donnée.



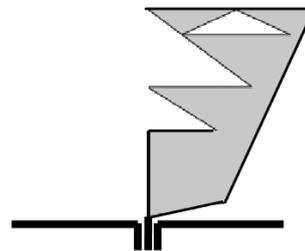
Antenne Mod-3 Sierpinski



Antenne de Sierpinski modifiée (forme diamant)



Antenne de Sierpinski modifiée

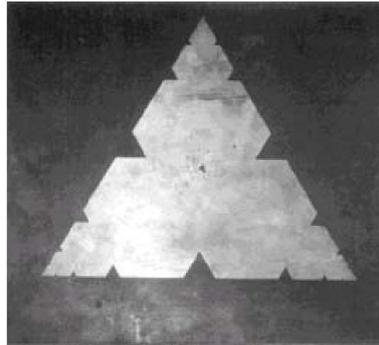


Antenne de Sierpinski modifiée

*Figure I- 5: Variantes de l'antenne de Sierpinski*

➤ *Antenne fractale triangulaire*

L'antenne fractale triangulaire a une réponse fréquentielle contenant plusieurs résonances réparties log-périodiquement (figure I-6). L'agencement de quelques résonances fait apparaître des facteurs de réduction utiles dans la construction de cette antenne [20].



*Figure I-6: Exemple d'une antenne fractale triangulaire à l'itération 3*

Autres types d'antennes fractales :

- Antenne fractale circulaire
- Antenne fractale « self-affine »
- Antenne fractale hexagonale
- Antenne arbre fractal
- Antenne tapis de Sierpinski
- Antenne Lotus-Pod
- Antenne "Square curve"

D'après cette étude bibliographique, nous remarquons qu'en général les antennes fractales étudiées à ce jour ne permettent pas d'obtenir des éléments rayonnants multi-bandes pour lesquels les rapports entre les différentes fréquences de fonctionnement sont indépendants et aisément contrôlables. Il y a même des articles qui doutent de l'intérêt des antennes fractales.

Enfin, les avantages et les inconvénients des antennes multi-bandes à base de fractals sont résumés dans le tableau **I-4**.

Principaux avantages	Principaux inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>- Réduction de la surface occupée: cela vient du caractère irrégulier des formes fractales.</li> <li>- Multiples résonances : le caractère d'autosimilarité donne le caractère multi-bande.</li> <li>- Dans certain cas gain très important.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dans certain cas gain faible.</li> <li>- la complexité des formes d'où la réalisation très difficile.</li> <li>- Faible bande passante par rapport aux antennes spirales.</li> <li>- Contrôle de la polarisation difficile.</li> </ul>

**Tableau I- 4: Avantages et inconvénients des antennes fractales [6]**

#### ***1.2.3.4 Antennes à trappes***

Parmi les méthodes les plus anciennes utilisées pour avoir des antennes multi-bandes, est d'introduire des charges discrètes (capacité et/ou inductance) dans une antenne filaire (généralement un dipôle) [5]

Ces charges sont généralement appelées « trappes ».

L'étude de ce concept se fait en deux étapes : premièrement, l'antenne résonante à la fréquence basse est conçue, ensuite, les charges sont insérées dans des endroits précis de manière à avoir la (les) fréquence(s) haute(s) désirée(s) [4]

La figure **I-7** présente un dipôle demi-onde bibande utilisant cette méthode.

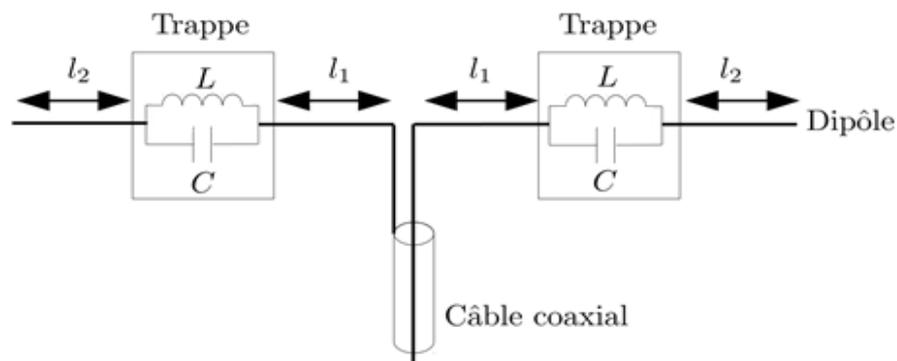
Des cellules LC parallèles sont utilisées comme deux trappes. Elles ont le rôle d'un filtre coupe bande qui permet de filtrer les courants au voisinage de leur fréquence de résonance  $f_0$  définie par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{I.1})$$

Avec :  $L$  la valeur de l'inductance et  $C$  la valeur de la capacité constituant les trappes.

L'ensemble du dipôle  $2(l_1 + l_2)$  est traversé par un courant, aux fréquences hors de la bande des filtres LC, qui produit la résonance du mode fondamental à  $f_1 \approx c/[4(l_1 + l_2)]$ , où  $c$  correspond à la vitesse de la lumière dans le vide,.

Lorsque les trappes ne laissent pas les courants circuler sur les extrémités du dipôle de longueur  $l_2$ , et ne laissant rayonner que la structure de longueur  $2l_1$ , contenue entre les deux trappes, la seconde résonance se produit à  $f_2 = f_0 = c/(4l_1)$  [11].



**Figure I-7: Dipôle bibrande à base de trappes**

Les trappes utilisées ainsi que des erreurs possibles dans la fabrication de ces charges influent sur les performances de ces antennes. De plus les trappes qui ont un facteur de qualité élevé, réduisent automatiquement les bandes passantes de l'antenne. C'est pour cela que ces architectures d'antennes multi-bandes ont été utilisées uniquement pour les systèmes à basse fréquence (systèmes de radioamateurs). Mais, l'arrivée de nouveaux éléments localisés compacts fonctionnant à des fréquences supérieures et ayant des performances beaucoup plus maîtrisées, ont permis la réutilisation ces dernières années de ces concepts à base de trappes.

L'intérêt de ce retour est l'important avantage de ces structures à trappes qui peuvent résonner sur plusieurs fréquences tout en gardant les mêmes caractéristiques électromagnétiques. De plus, le fait que chaque fréquence de fonctionnement est

directement liée au résonateur correspondant le dimensionnement de ces antennes est relativement aisé.

Pour avoir un fonctionnement bi-bande, les trappes ont été utilisées dans des antennes fractales à savoir le triangle de Sierpinsky [21], dans l'antenne arbre fractal [22], dans une antenne hélice quadrifilaire pour le système de navigation GPS [23], et aussi dans des antennes PIFA [24]. Dernièrement même un fonctionnement tri-bande a été obtenu en plaçant des trappes sur une antenne de type L inversé « inverted L » pour des applications GPS [25].

Les avantages et les inconvénients des antennes multi-bandes utilisant des trappes sont présentés sur le tableau I-5.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>- similarité des performances radio-électriques aux différentes fréquences.</li> <li>-Adaptation facile des antennes à d'autres fréquences de fonctionnement.</li> <li>-Facilité de dimensionnement et une bonne maîtrise du rapport entre les fréquences de fonctionnement.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Performance dépendant des trappes.</li> <li>-Bandes passantes liées aux facteurs de qualité des trappes.</li> </ul>

**Tableau I- 5: Avantages et inconvénients des antennes à trappes**

D'autres techniques qui se rapprochent de l'introduction des trappes pour l'obtention des antennes multi-bande et utilisant généralement la même topologie de dimensionnement sont :

- Alimentation en série de deux éléments rayonnants.
- Introduction d'un ou plusieurs gaps le long d'un élément rayonnant.
- Introduction des cellules résonantes.

### ***1.3 Conclusion***

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés d'une manière générale au fonctionnement des antennes multi-bandes. Les différentes techniques actuellement utilisées pour l'obtention de ce type d'antennes ont été présentées de même que les différents avantages et inconvénients de chaque technique ont été résumés sous forme de tableaux.

Comparé à d'autres techniques décrites dans ce chapitre, les techniques utilisant plusieurs éléments rayonnants ou des trappes permettent d'obtenir un bon fonctionnement. Cependant, pour leur encombrement réduit et leur facilité d'excitation (1 seul port généralement), les antennes à trappes sont plus intéressantes que l'utilisation de plusieurs éléments rayonnants.

Dans ce qui va suivre une antenne multi-bande permettant non seulement un dimensionnement et une conception aisée mais aussi un contrôle de la polarisation et de la forme du diagramme de rayonnement sera étudiée.

# CHAPITRE II

## L'ANTENNE PYRAMIDALE MULTI-BANDES

# L'antenne pyramidale multi-bande

## Sommaire

II.1	Introduction.....	23
II.2	Présentation de l'antenne pyramidale .....	24
II.2.1	Géométrie de l'antenne.....	24
II.2.2	Alimentation de l'antenne .....	25
II.2.3	Guide métallique à la coupure .....	27
II.2.4	Choix et positionnement des trappes/interrupteurs RF.....	29
II.3	Etudes paramétriques .....	31
II.3.1	Analyses sur les composants de l'antenne .....	32
II.3.2	Analyses en fonction du rayon du plan de masse .....	37
II.3.3	Analyses en fonction du rayon de l'ouverture .....	41
II.3.4	Analyse en fonction de la longueur du guide d'onde .....	44
II.3.5	Analyse en fonction de l'angle d'inclinaison des éléments rayonnants .....	47
II.4	Méthodologie de conception de l'antenne pyramidale multi-bande.....	51
II.5	Conclusion .....	52

## ***II.1 Introduction***

La majorité des antennes multi-bandes citées dans la littérature ont des fréquences de fonctionnement liées les unes aux autres. Ce qui entraîne que les rapports entre ces fréquences ne sont pas indépendants et aisément ajustables. Aussi, les diagrammes de rayonnement de ces antennes aux différentes fréquences de fonctionnement sont difficilement modifiables et généralement peu similaires.

Une nouvelle topologie d'antennes multi-bandes à polarisation circulaire ou linéaire est présentée pour corriger les différents problèmes cités ci-dessus. Cette antenne donne des rapports de fréquences de résonance indépendants et aisément contrôlables.

Quatre éléments rayonnants imprimés sur les quatre faces d'une pyramide constituent cette antenne. Ce modèle permet, aux différentes fréquences de fonctionnement, des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels avec un bon compromis entre les rayonnements radial et axial. C'est en utilisant des trappes/interrupteurs RF que cette antenne a un comportement multi-bande/reconfigurable.

Cette antenne a l'avantage d'être flexible grâce au dimensionnement facile de ses éléments rayonnants, cela veut dire qu'elle peut satisfaire à d'autres applications ou bandes de fréquences en introduisant quelques légères modifications.

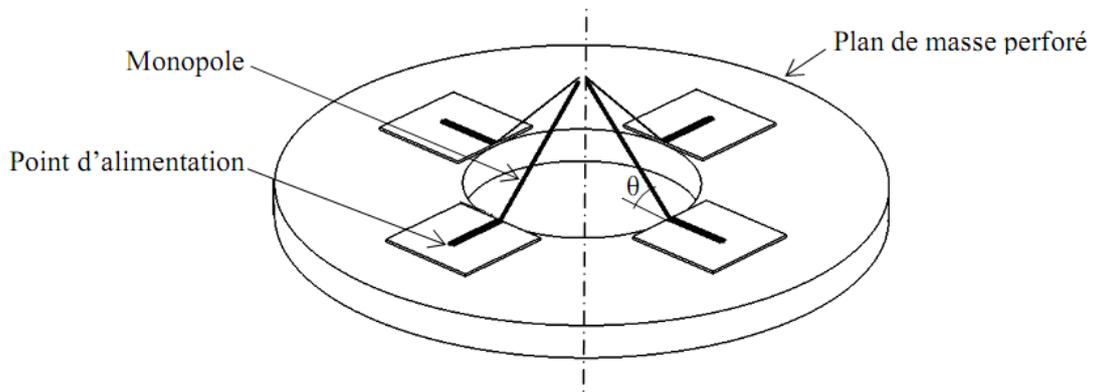
C'est au moyen d'une alimentation adéquate de ses quatre accès que cette antenne rayonne une polarisation circulaire (droite ou gauche) ou linéaire. L'antenne a un plan de masse troué au milieu et un guide d'onde placé au-dessous. Ce guide d'onde permet contrôler le rayonnement arrière de l'antenne multi-bande, voire même le réduire.

Nous allons présenter dans ce chapitre, l'antenne multi-bande pyramidale. Après une étude paramétrique est faite pour montrer l'impact des différents composants de l'antenne sur ses performances fréquentielles et en termes de rayonnement. Enfin, une méthode de conception de l'antenne pyramidale est proposée.

## II.2 Présentation de l'antenne pyramidale

### II.2.1 Géométrie de l'antenne

Quatre éléments rayonnants qui sont des monopoles filaires métalliques semblables se plaçant symétriquement autour d'un axe perpendiculaire à un plan de masse circulaire perforé, constituent l'antenne pyramidale multi-bande. Le but de cette perforation dans le plan de masse est d'adapter l'antenne aux quatre accès.

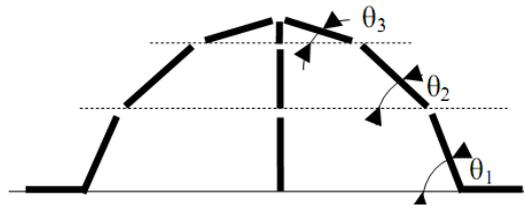


*Figure II- 1: Géométrie de l'antenne pyramidale*

Pour limiter les diffractions sur les bords extérieurs, le rayon du plan de masse est pris assez grand.

Un angle  $\theta$  est formé avec les monopoles et le plan de masse. La variation de cet angle permet d'obtenir des diagrammes de rayonnement de formes variées pour les différentes spécifications requises.

La figure **II-2** illustre ce principe pour une configuration tri-bande à base de monopoles filaires. Pour satisfaire différentes spécifications de diagrammes rayonnement pour les différentes applications de l'antenne, le changement des trois angles d'inclinaison  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  et  $\theta_3$  sera utilisée. Mais, en temps de calcul cette optimisation peut s'avérer très longue.



**Figure II-2: Les éléments rayonnants avec différents angles d'inclinaison**

Les quatre faces d'une structure pyramidale constituent des plaquettes inclinées de substrat diélectrique sur les quelles sont imprimés les éléments rayonnants.

La tenue mécanique de l'antenne est assurée par un matériau transparent aux fréquences de travail (par exemple, de la mousse ou du polystyrène) qui est placé sous ses quatre plaquettes.

Puisque les éléments rayonnants sont imprimés sur des substrats sans plan de masse arrière, l'antenne pyramidale est transparente au rayonnement et chaque élément rayonnant colabore au diagramme de rayonnement globale de l'antenne quelque soit la direction considérée.

### **II.2.2 Alimentation de l'antenne**

Des lignes de transmission sont placées à l'extrémité de chaque élément rayonnant de l'antenne pour une bonne réalisation de cette dernière.

Quatre ports sont placés aux bords de ces lignes de transmission au-dessous du plan de masse pour assurer l'alimentation de l'antenne.

Ces lignes de transmission ont des dimensionnement qui dépendent de la perforation faite dans le plan de masse.

Les lignes utilisées sont des lignes micro-rubans d'impédance caractéristique de  $50 \Omega$  et imprimées sur le même substrat que celui des éléments rayonnants.

La disposition des éléments rayonnants et les quatre ports d'alimentation permettent à l'antenne d'avoir divers types de polarisations (voir Figure II-3).

L'alimentation de deux éléments rayonnants opposés avec une même amplitude et une différence de phase de  $180^\circ$  donne une polarisation linéaire (verticale ou horizontale). Par contre, en alimentant les quatre éléments rayonnants avec la même amplitude et une différence de phase de  $90^\circ$ , on obtient une polarisation circulaire. La différence de phase de  $90^\circ$  entre deux éléments rayonnants consécutifs, donne le sens d'une telle polarisation, i.e., circulaire droite ou gauche. Ci-dessous (le tableau II-1), quelques exemples de lois de phase et d'amplitude pour obtenir différentes polarisations.

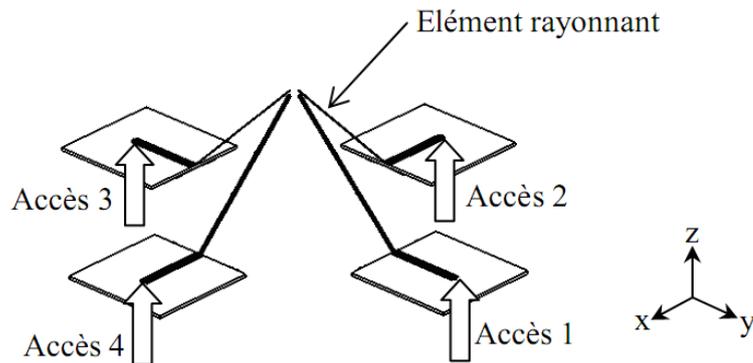


Figure II-3: Divers types de polarisation en utilisant quatre accès

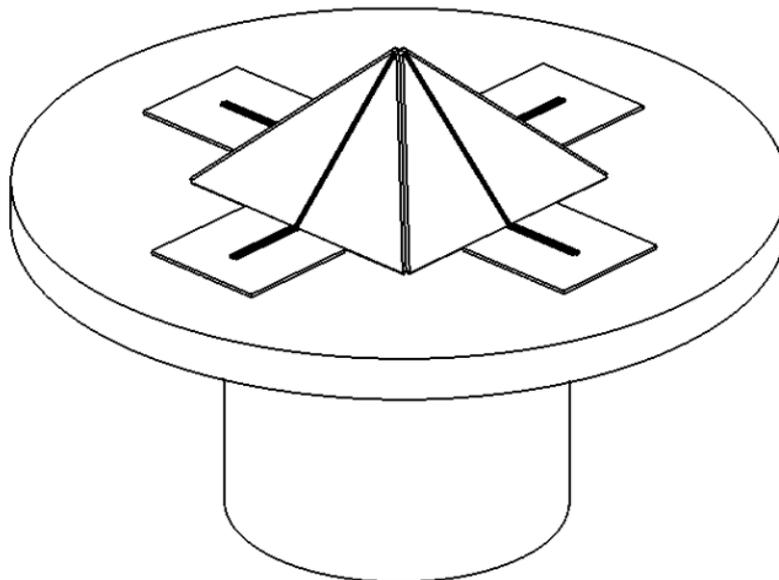
		Accès 1		Accès 2		Accès 3		Accès 4	
		Amplitude	Phase	Amplitude	Phase	Amplitude	Phase	Amplitude	Phase
Polarisation rectiligne	Suivant x	0	$0^\circ$	$A > 0$	$0^\circ$	0	$0^\circ$	$A > 0$	$180^\circ$
	Suivant y	$A > 0$	$180^\circ$	0	$0^\circ$	$A > 0$	$0^\circ$	0	$0^\circ$
Polarisation circulaire	Droite	$A > 0$	$0^\circ$	$A > 0$	$90^\circ$	$A > 0$	$180^\circ$	$A > 0$	$270^\circ$
	Gauche	$A > 0$	$0^\circ$	$A > 0$	$-90^\circ$	$A > 0$	$-180^\circ$	$A > 0$	$-270^\circ$

Tableau II-1: les différentes polarisations obtenues par les lois de phase et d'amplitude

### II.2.3 Guide métallique à la coupure

Le vide effectué dans le plan de masse engendre un rayonnement arrière important. Afin de limiter ce rayonnement parasite, un guide d'onde métallique sous coupure ouvert est positionné derrière l'antenne pyramidale (voir figure II-4).

Ce guide métallique est la continuité du guide d'onde circulaire créé naturellement par l'épaisseur finie du plan de masse avec l'évidement [4].



*Figure II- 4: L'antenne pyramidale avec le guide d'onde métallique*

Lorsque le rayon du guide d'onde est inférieur au rayon maximal  $r_{max}$  assurant l'évanescence du premier mode (mode fondamental), ce guide est considéré à la coupure.

Pour un guide circulaire de rayon  $r$ , la fréquence de coupure  $f_c$  du mode fondamental (mode  $TE_{11}$ ) est donnée par [29] :

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad \text{avec} \quad \lambda_c = 3.413. r \quad (II - 1)$$

$c$  : la vitesse de la lumière.

$\epsilon_r$ : permittivité relative.

$\mu_r$ : perméabilité relative.

$\lambda_c$  : longueur d'onde à la coupure.

L'évanescence de tous les modes à l'intérieur du guide d'onde sans pertes est assurée par le rayon maximal  $r_{max}$  :

$$r_{max} = \frac{c}{3.413 f_h (\epsilon_r \mu_r)^{1/2}} \quad (II - 2)$$

$f_h$  : la fréquence haute de fonctionnement de l'antenne avec le guide d'onde à la coupure.

La longueur du guide d'onde ( $l$ ), pour un niveau d'atténuation donné ( $\alpha$ ) est donnée par :

$$l = \frac{\log(\alpha)}{j\beta} \quad (II - 3)$$

Avec 
$$\beta = (k_0^2 - k_c^2)^{1/2} \quad (II - 4)$$

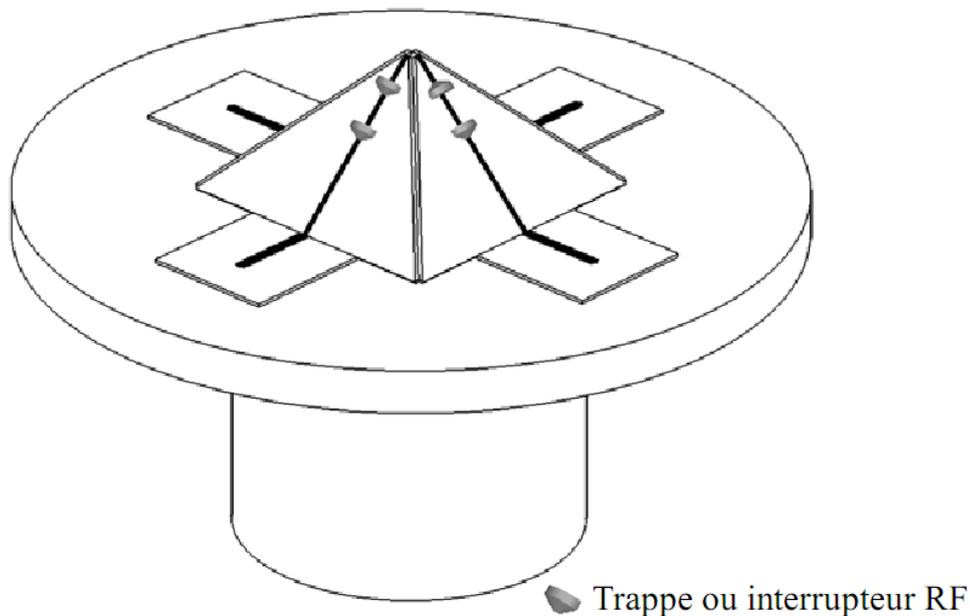
$\beta$  : constante de propagation.

$$k_0 = \frac{2\pi}{c} f_h (\epsilon_r \mu_r)^{1/2} \quad \text{et} \quad k_c = \frac{2\pi}{c} f_c (\epsilon_r \mu_r)^{1/2}$$

### II.2.4 Choix et positionnement des trappes/interrupteurs RF

C'est au moyen des trappes ou des interrupteurs RF (figure II-5), qui sont placés de la même façon sur tous les éléments rayonnants pour conserver la symétrie de la structure rayonnante, que le comportement multi-bande de l'antenne est obtenu.

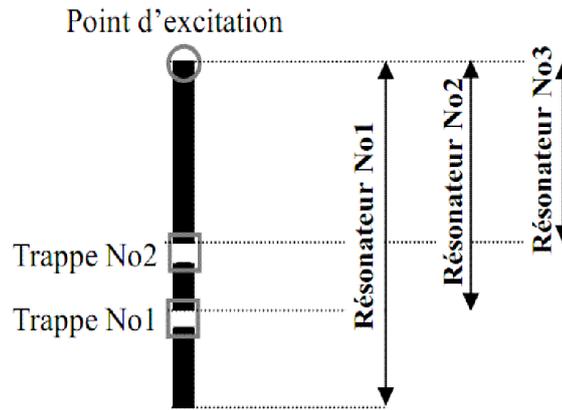
En fonction de la fréquence de fonctionnement, les trappes sont considérées comme circuits fermés ou ouverts.



**Figure II-5: L'antenne pyramidale multi-bande étudiée**

#### Exemple :

Dans les quatre éléments rayonnants de l'antenne pyramidale, on place deux trappes pour avoir une antenne qui a trois fréquences de résonances  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$ , tel que  $f_1 < f_2 < f_3$ .



**Figure II-6: L'élément rayonnant de l'antenne pyramidale tri-bande avec les trappes**

Avec la « Trappe No1 » on obtient la fréquence de résonance  $f_2$ .

Et avec la « Trappe No2 » on obtient la fréquence de résonance  $f_3$ .

Les résonateurs No1, No2 et No3 résonnent respectivement à  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$  et cela s'explique comme suit :

Le résonateur No1 résonne à sa propre fréquence de résonance  $f_1$  lorsque les deux trappes sont passantes à la fréquence  $f_1$ .

L'élément rayonnant se réduit au résonateur No2, c'est-à-dire qu'il résonne à  $f_2$  lorsque que la trappe No1 est équivalente à un circuit ouvert.

Enfin, l'élément rayonnant se réduit au résonateur le plus court (résonateur No3), et résonne à la fréquence  $f_3$  lorsque la trappe No2 est comparable à un circuit ouvert.

En pratique, la longueur des éléments rayonnants est ajustée selon l'état des interrupteurs « activé » ou « désactivé ».

Afin d'expliquer cela, on remplace les trappes de l'antenne tri-bande citée précédemment (Figure II-6) par des interrupteurs RF. Pour le fonctionnement de cette antenne reconfigurable aux trois fréquences  $f_1$ ,  $f_2$  et  $f_3$ , les commandes nécessaires sont résumées dans le tableau suivant :

	Etat de l'interrupteur RF No1	Etat de l'interrupteur RF No2
Commande pour un fonctionnement à $f_1$	Activé	Activé
Commande pour un fonctionnement à $f_2$	Désactivé	Activé
Commande pour un fonctionnement à $f_3$	Activé ou désactivé	Désactivé

**Tableau II-2: le fonctionnement reconfigurable de l'antenne avec les différentes commandes**

### **II.3 Etudes paramétriques**

Dans le but de voir l'influence des dimensions des différents éléments constituant l'antenne (plan de masse, évidement, guide d'onde) sur ses performances (adaptation/ rayonnement), plusieurs études paramétriques ont été menées sur l'antenne pyramidale.

Dans ce travail les différentes simulations ont été réalisées par le logiciel FEKO (voir chapitre I partie I.3), et les résultats obtenus ont été comparés avec les résultats de [4] qui a utilisé le simulateur IE3D de Zeland sachant que ces deux logiciels utilisent la Méthode des Moments (MoM) (annexe B).

Plusieurs hypothèses ont été faites sur l'antenne pyramidale pour simplifier les simulations et diminuer le temps de calcul, à savoir :

- Polarisation circulaire (excitation en quadrature de phase).
- Fonctionnement mono-bande (fréquence aux alentours de 1.2 GHz).
- Guide d'onde sous coupure d'épaisseur nulle.
- Métallisation sans pertes.
- Substrat diélectrique : air.

Les lignes d'alimentation  $50 \Omega$  (micro-rubans) ont les dimensions suivantes :

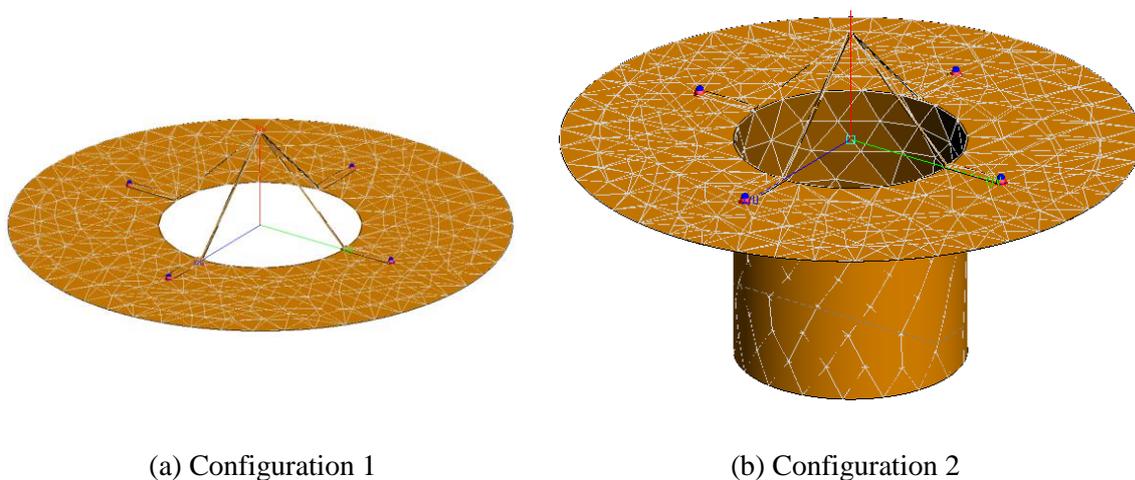
Longueur des lignes : 20 mm.

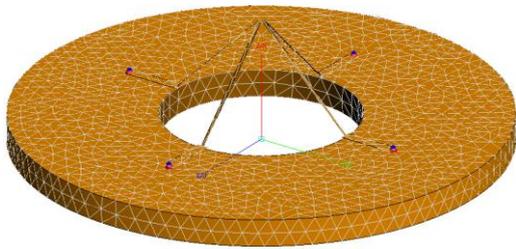
Largeur des lignes : 3.737 mm.

Hauteur substrat : 0.762 mm.

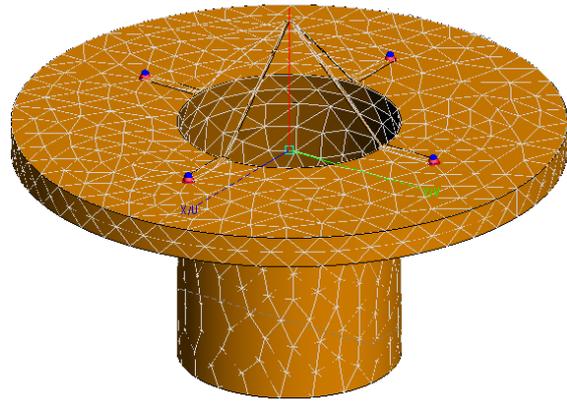
### *II.3.1 Analyses sur les composants de l'antenne*

En premier, on observera l'influence des différents composants de l'antenne sur sa réponse fréquentielle et ses diagrammes de rayonnement. Pour cela, quatre configurations ont été utilisées comme le montre la figure **II-7**.



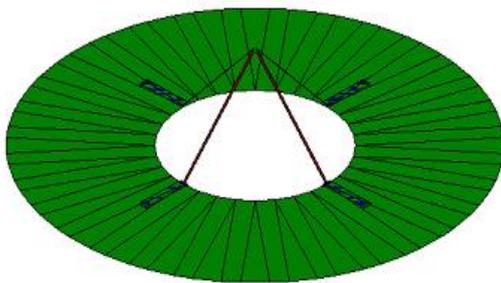


(c) Configuration 3

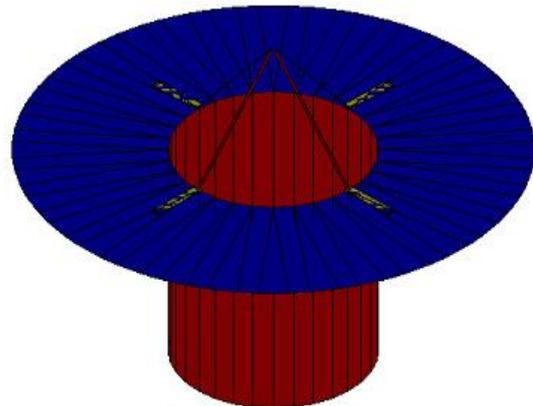


(d) Configuration 4

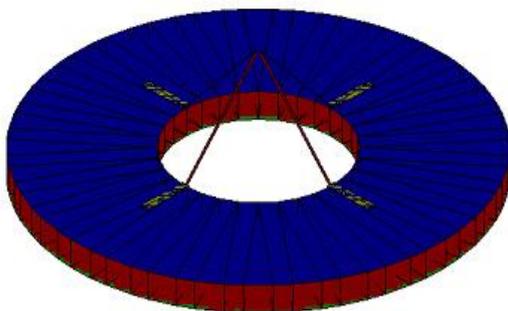
*Figure II- 7: Les quatre configurations simulées sous FEKO*



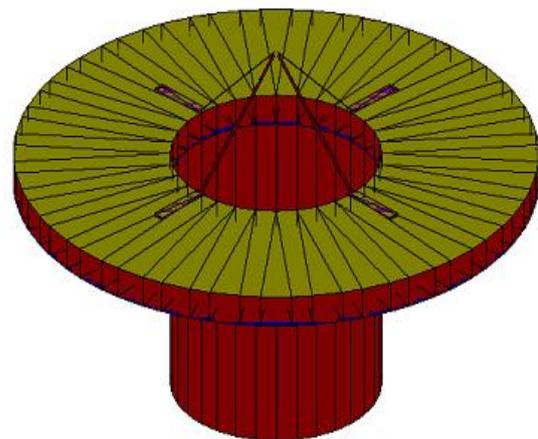
(a) Configuration 1



(b) Configuration 2



(c) Configuration 3



(d) Configuration 4

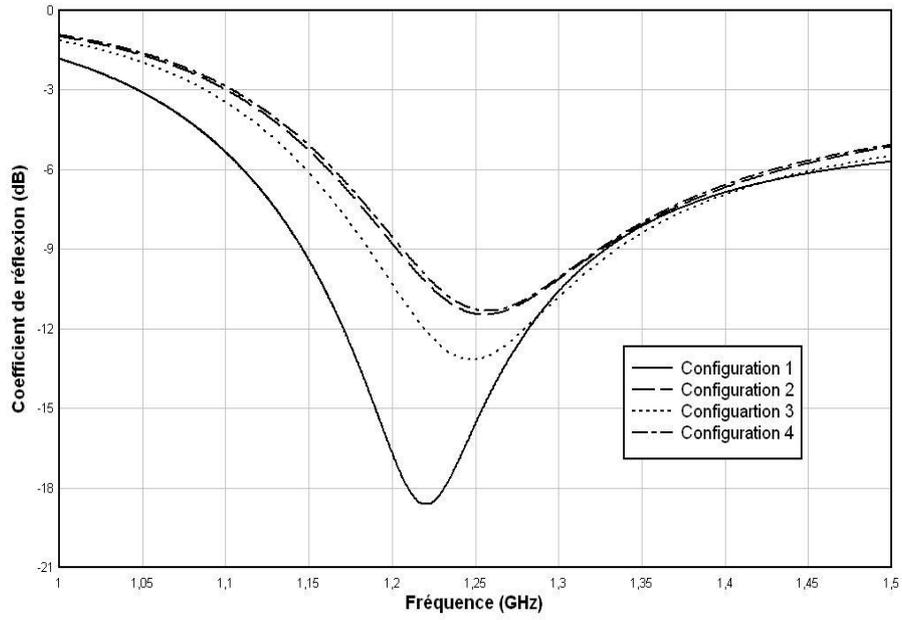
*Figure II-8: Les quatre configurations simulées sous IE3D [4]*

Le tableau suivant présente les dimensions des quatre configurations :

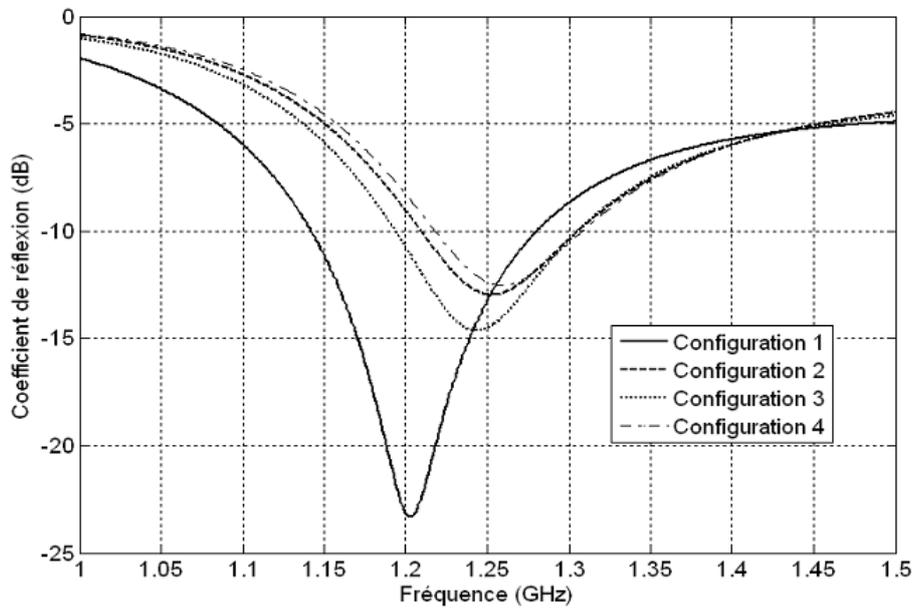
	Configuration 1	Configuration 2	Configuration 3	Configuration 4
Longueur des monopoles (mm)	48.1			
Rayon du plan de masse (mm)	87			
Rayon de l'évidement (mm)	35			
Inclinaison des monopoles (°)	45			
Epaisseur du plan de masse (mm)	faible	faible	10	10
Longueur du guide d'onde (mm)	0	70	0	70

*Tableau II-3: Les dimensions des quatre configurations étudiées*

Les deux figures **II-9** et **II-10** illustrent les coefficients de réflexion simulés pour les quatre configurations.



*Figure II-9: coefficients de réflexion simulés par FEKO*



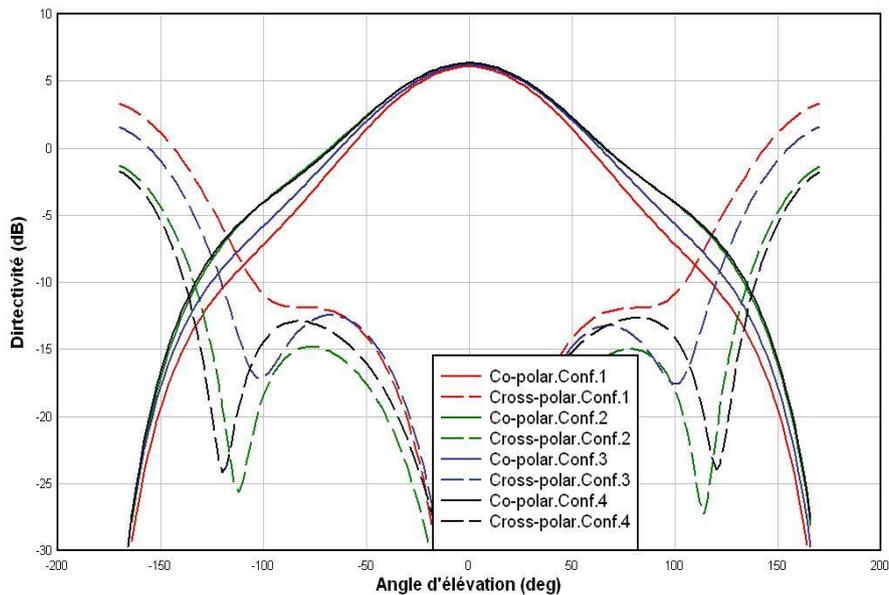
*Figure II-10: coefficients de réflexion par IE3D [4]*

Le tableau **II-4** donne pour chaque configuration les fréquences de résonance (minimum du coefficient de réflexion) et leurs niveaux d'adaptation correspondant.

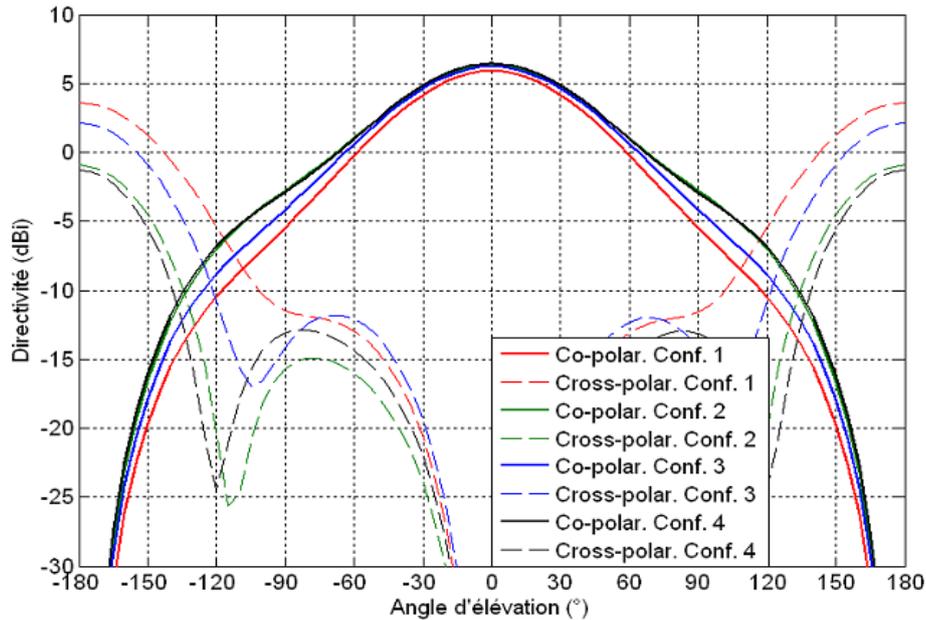
		Configuration 1	Configuration 2	Configuration 3	Configuration 4
Fréquence de résonance (GHz)	avec FEKO	1.22	1.251	1.247	1.257
	avec IE3D [4]	1.202	1.253	1.243	1.259
Coefficient de réflexion (dB)	avec FEKO	-18.73	-11.58	-13.29	-11.39
	avec IE3D [4]	-23.31	-12.96	-14.64	-12.52

**Tableau II-4: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants pour les quatre configurations**

Nous avons tracé les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation de ces configurations aux fréquences de résonance, que nous avons comparés à ceux de [4]. Ces diagrammes, sont représentés respectivement par les figures **II-11** et **II-12**.



**Figure II-11: Diagrammes de rayonnement obtenus avec FEKO**



**Figure II-12: Diagrammes de rayonnement pour les 4 configurations [4]**

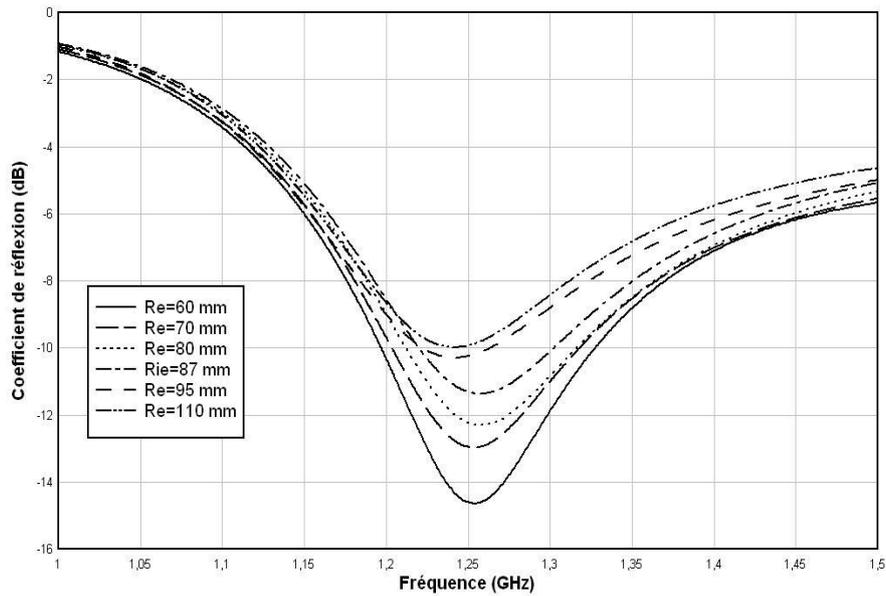
Nous remarquons que nos résultats sont en bon accord avec ceux de [4]. Les résultats, montrent que nous avons une bonne adaptation lorsque le plan de masse est fin et qu'il n'y a pas de guide d'onde, mais dans ce cas, le rayonnement arrière a une très grande ampleur comme illustré par les deux figures (II-11 et II-12).

Par contre lorsque le guide d'onde est présent le rayonnement arrière est beaucoup plus faible mais avec une adaptation plus réduite. Ceci est dû au fait que le guide d'onde est dimensionné de façon qu'aucun mode ne se propage à l'intérieur aux fréquences de fonctionnement de l'antenne.

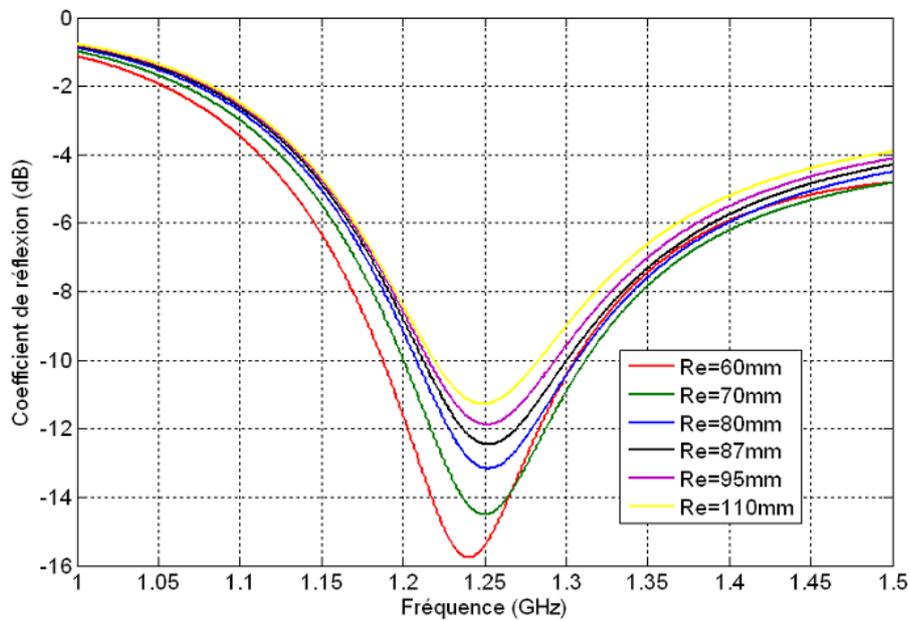
### II.3.2 Analyses en fonction du rayon du plan de masse

Dans ce cas, nous considérons la configuration4 précédente donc les dimensions de la structure sont celles déjà établies dans le tableau II-3 et nous varions seulement le rayon du plan de masse ( $R_e$ ), qui prendra les valeurs suivantes : 60 mm, 70 mm, 80 mm, 87 mm, 95 mm, et enfin 110 mm.

Les deux figures II-13 et II-14 reportent les coefficients de réflexion simulés pour différentes valeurs du rayon du plan de masse :



*Figure II-13: Coefficients de réflexion pour différents rayons du plan de masse obtenus avec FEKO*



*Figure II-14: Coefficients de réflexion pour différents rayons du plan masse simulés par IE3D [4]*

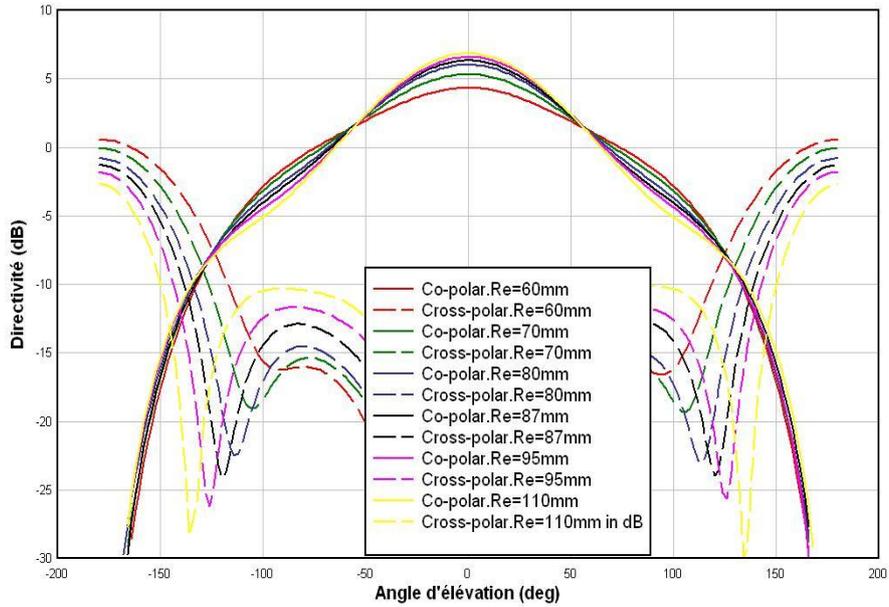
Les fréquences de résonance et leurs coefficients de réflexion en entrée correspondants sont présentés sur le tableau **II-5** suivant :

		Re=60 mm	Re=70 mm	Re=80 mm	Re=87 mm	Re=95 mm	Re=110 mm
Fréquence de résonance (GHz)	avec FEKO	1.248	1.251	1.250	1.254	1.245	1.247
	avec IE3D	1.242	1.250	1.252	1.252	1.251	1.249
Coefficient de réflexion (dB)	avec FEKO	-14.79	-13.11	-12.397	-11.438	-10.347	-10
	avec IE3D	-15.75	-14.5	-13.16	-12.46	-11.88	-11.27

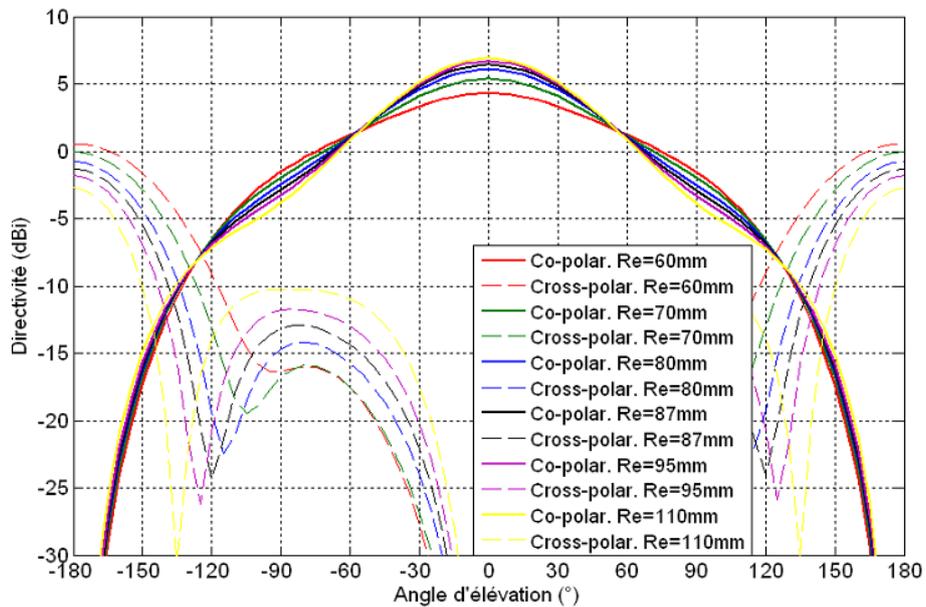
***Tableau II-5: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants pour différents rayons du plan de masse***

Nous remarquons que les niveaux des coefficients de réflexion obtenus par FEKO sont légèrement supérieurs à ceux de [4]

Les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation aux fréquences de résonance sont représentés sur les figures (**II-15** et **II-16**).



**Figure II-15: Diagrammes de rayonnement pour différents rayons du plan de masse obtenus avec FEKO**



**Figure II-16: Diagrammes de rayonnement pour les différents rayons du plan de masse [4]**

Nous remarquons que le rayonnement arrière est très grand, et que la directivité axiale est petite c'est-à-dire à l'angle d'élévation=0°, par contre l'adaptation est meilleure lorsque le rayon du plan de masse est faible.

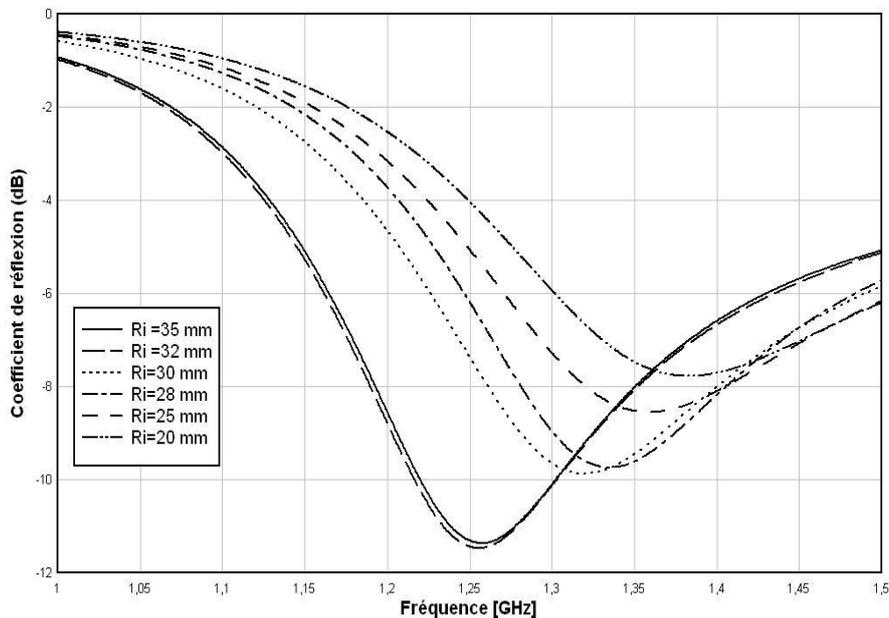
### II.3.3 Analyses en fonction du rayon de l'ouverture

En variant le rayon de l'ouverture faite dans le plan de masse, le rayon du guide d'onde cylindrique varie aussi.

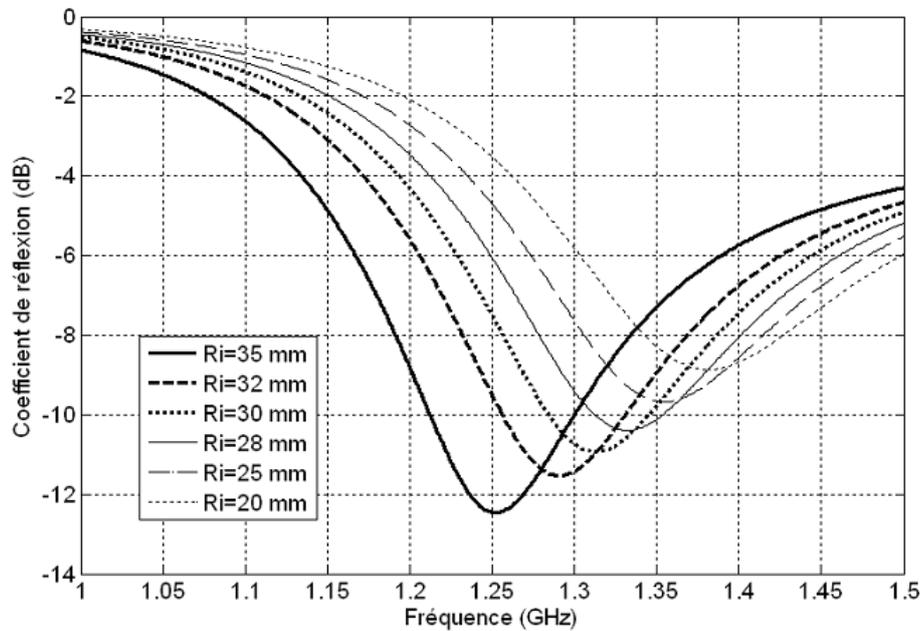
Nous utilisons les dimensions de la configuration 4 données par le tableau **II-3** et nous effectuons seulement une variation du rayon de l'ouverture pratiquée dans le plan de masse (noté  $R_i$ ) qui prendra les valeurs suivantes : 35 mm, 32 mm, 30 mm, 28 mm, 25 mm, et enfin 20 mm.

La valeur maximale accessible du rayon de l'ouverture ne dépasse pas 35 mm. Cette valeur est dépendante de l'angle d'inclinaison et des longueurs des monopoles rayonnants.

Les figures **II-17** et **II-18** représentent les coefficients de réflexion simulés par FEKO et [4] respectivement pour différentes valeurs du rayon de l'ouverture.



**Figure II-17: Coefficients de réflexion pour différents rayons de l'ouverture simulés par FEKO**



*Figure II-18: Coefficients de réflexion, pour différents rayons de l'ouverture simulés par IE3D [4]*

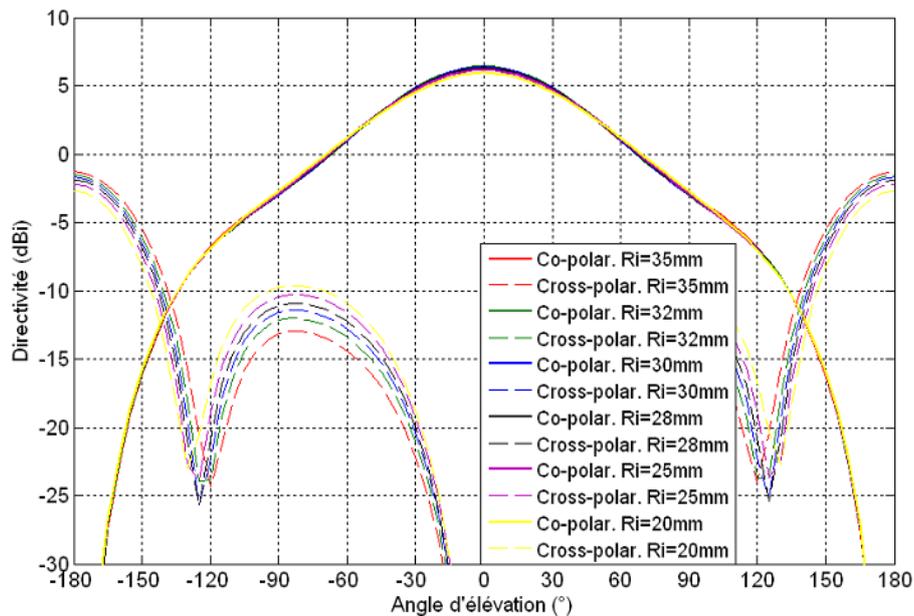
En faisant une comparaison entre nos résultats et ceux de [4], nous remarquons qu'il y a une certaine différence entre les courbes, surtout pour la valeur du rayon de l'évidement  $R_i=32$  mm on voit que l'adaptation est moins bonne que pour  $R_i=35$  mm alors que sa doit être le contraire, cela peut être du au maillage ou bien aux performances du logiciel.

Les fréquences de résonance et leurs niveaux des coefficients de réflexion en entrée correspondants sont donnés par le tableau **II-6**.

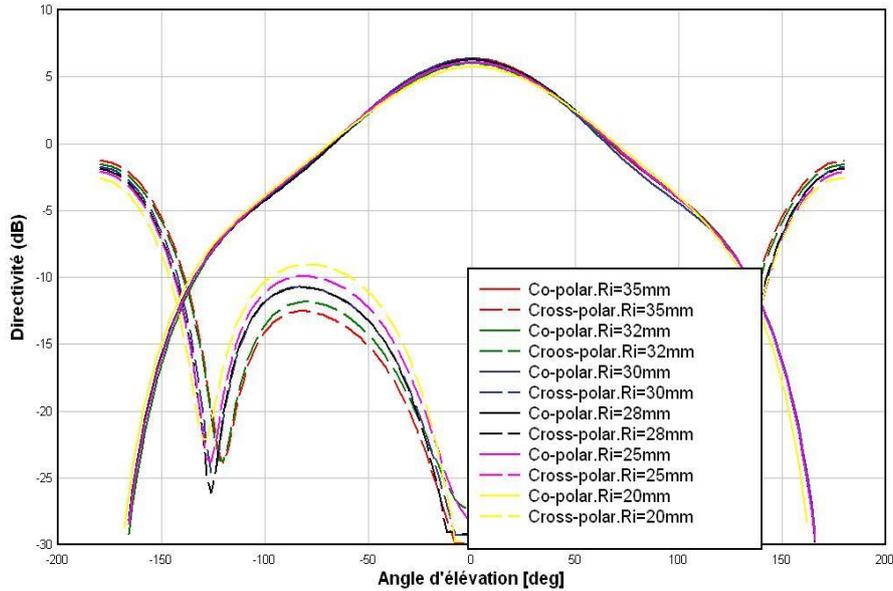
		Ri=35 mm	Ri=32 mm	Ri=30 mm	Ri=28 mm	Ri=25 mm	Ri=20 mm
Fréquence de résonance (GHz)	avec FEKO	1.254	1.258	1.316	1.333	1.353	1.381
	avec IE3D	1.252	1.291	1.313	1.331	1.354	1.380
Coefficient de réflexion (dB)	avec FEKO	-11.438	-11.53	-9.92	-9.85	-8.59	-7.82
	avec IE3D	-12.46	-11.53	-10.93	-10.40	-9.68	-8.87

**Tableau II-6: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants pour différents rayons de l'ouverture**

Nous avons tracé les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation de l'antenne pyramidale aux fréquences de résonance, que nous avons comparés à ceux de [4]. Ces diagrammes, sont représentés respectivement par les figures II-19 et II-20.



**Figure II-19: Diagrammes de rayonnement pour différents rayons de l'ouverture [4]**



**Figure II-20: Diagrammes de rayonnement pour différents rayons de l'évidement obtenus avec FEKO**

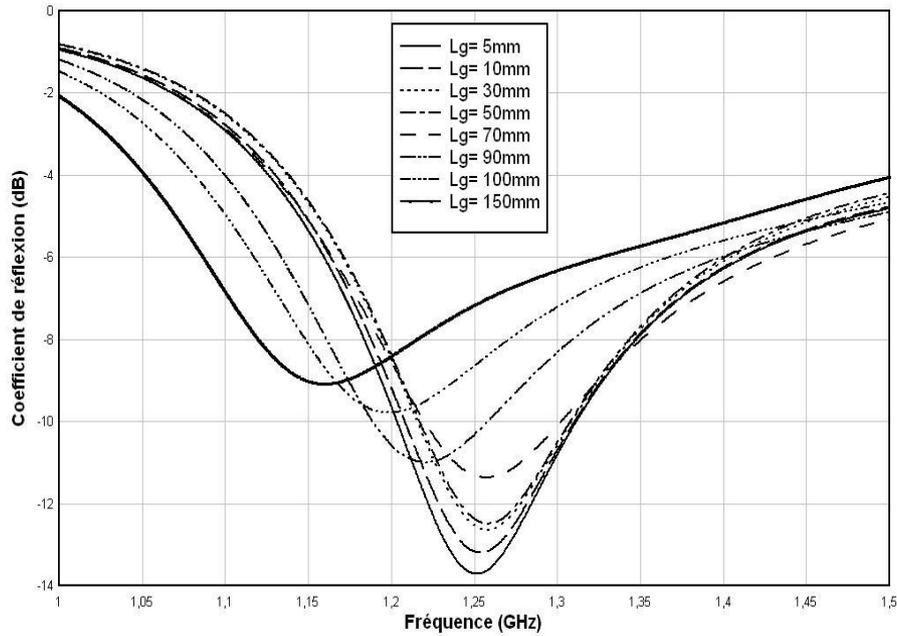
Lorsque le rayon de l'ouverture est à sa valeur maximale (35 mm) l'adaptation est meilleure. En plus, avec ce rayon la fréquence de résonance est plus proche de la valeur désirée qu'avec des rayons inférieurs (entre un rayon de 35 mm et 25 mm il y a un décalage de 10 % de la fréquence de résonance).

Les diagrammes de rayonnement sont à peu près similaires pour les différents rayons de l'évidement.

#### **II.3.4 Analyse en fonction de la longueur du guide d'onde**

Nous effectuons maintenant une variation de la longueur du guide d'onde circulaire, nous utilisons les dimensions de la configuration 4 données par le tableau **II-3** et nous varions seulement la longueur du guide ( $L_g$ ) qui prendra les valeurs suivantes : 5 mm, 10 mm, 30 mm, 50 mm, 70 mm, 90 mm, 110 mm, et enfin 150 mm.

Les coefficients de réflexion simulés pour différentes valeurs de la longueur du guide d'onde sont donnés dans la figure suivante :



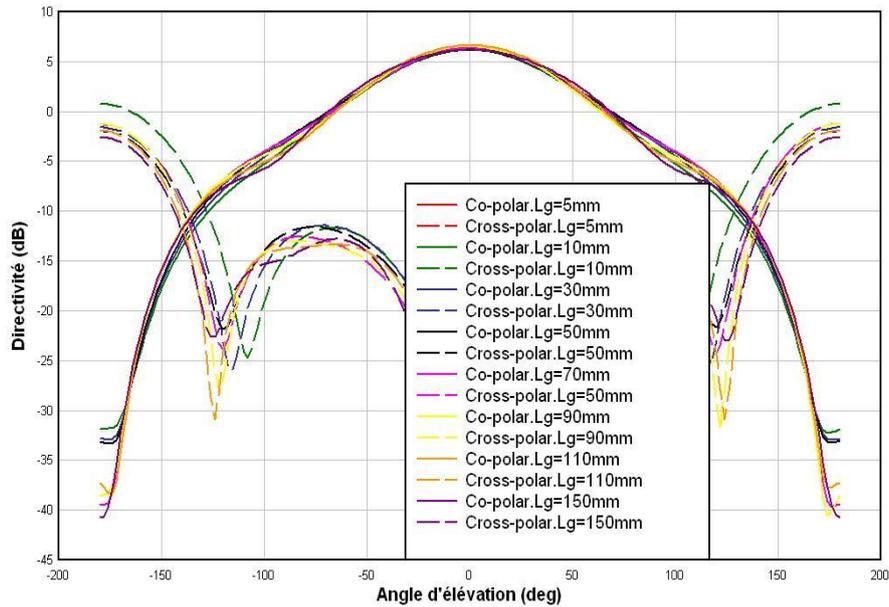
**Figure II-21: Coefficients de réflexion pour différentes valeurs de  $L_g$  obtenus avec FEKO**

Les fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants pour chaque configuration sont résumés dans le tableau suivant :

	$L_g=$ 5mm	$L_g=$ 10mm	$L_g=$ 30mm	$L_g=$ 50mm	$L_g=$ 70mm	$L_g=$ 90mm	$L_g=$ 100mm	$L_g=$ 150mm
Fréquence de résonance (GHz) avec FEKO	1.252	1.254	1.257	1.257	1.254	1.22	1.2	1.16
Coefficient de réflexion (dB) avec FEKO	-13.85	-13.28	-12.72	-12.56	-11.438	-10.98	-9.80	-9.12

**Tableau II-7: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants**

La figure (II-22) représente les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation aux fréquences de résonance.



**Figure II-22: Diagrammes de rayonnement pour différents longueurs du guide d'onde obtenus avec FEKO**

Plus on augmente la valeur de la longueur du guide plus l'adaptation diminue, en plus la fréquence de résonance est décalée vers des valeurs inférieures à la fréquence de fonctionnement.

Par contre le rayonnement arrière est très faible pour les valeurs les plus grandes de la longueur du guide d'onde (voir figure II-26).

Donc pour un niveau de rayonnement arrière requis il faut choisir la longueur du guide nécessaire au détriment de la qualité de l'adaptation de l'antenne.

### ***II.3.5 Analyse en fonction de l'angle d'inclinaison des éléments rayonnants***

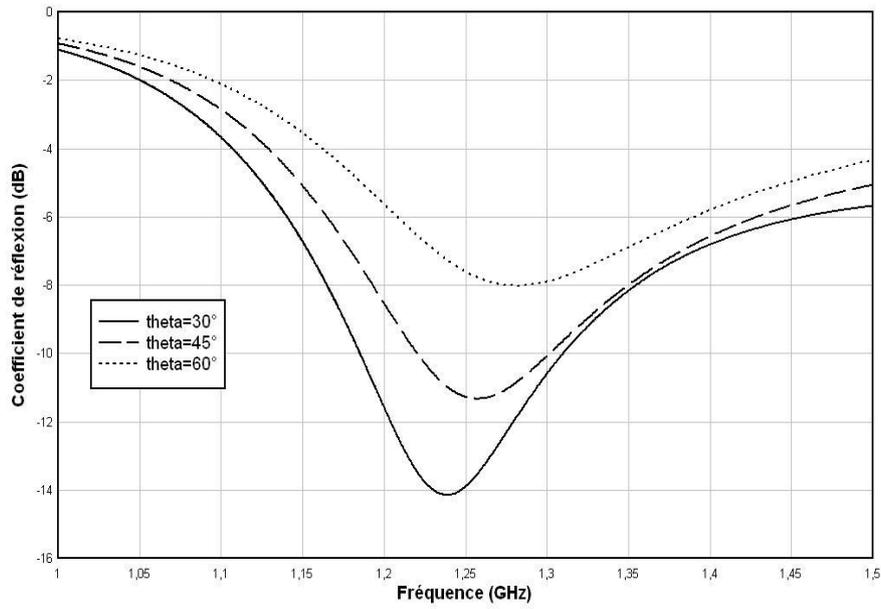
Maintenant nous allons varier l'angle d'inclinaison des éléments rayonnants ( $\theta$ ), afin de voir l'impact de cet angle sur les performances de l'antenne. Trois valeurs sont utilisées :  $30^\circ$ ,  $45^\circ$  et  $60^\circ$  (qui donnent lieu à trois structures).

Ces trois structures ont les mêmes dimensions de la configuration 4, celles déjà données dans le tableau **II-3** à l'exception de l'angle d'inclinaison, du rayon du plan de masse et du rayon de l'ouverture. Ces valeurs manquantes sont données dans le tableau **II-8**.

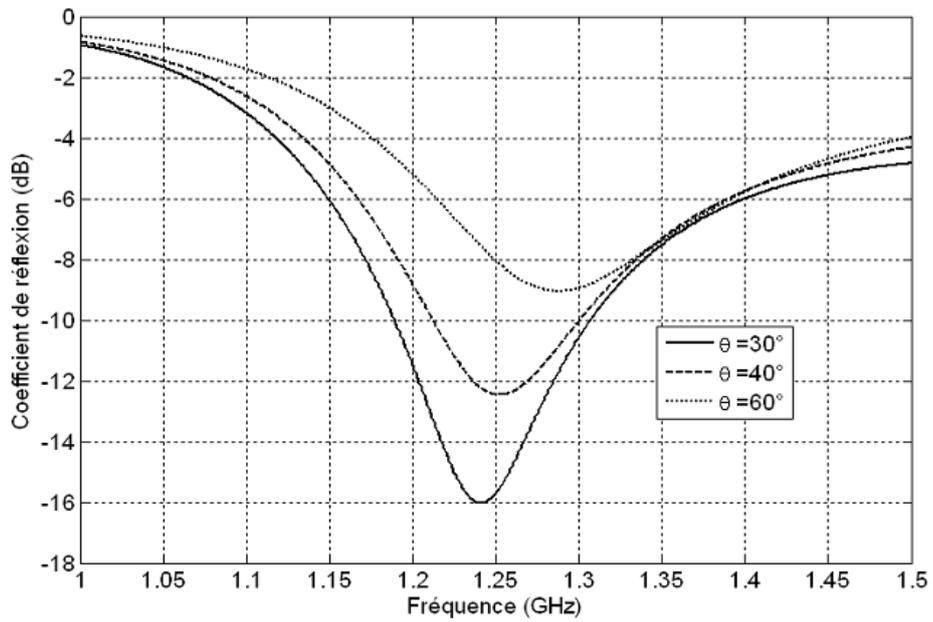
	Configuration 1	Configuration 2	Configuration 3
Angle d'inclinaison $\theta$ ( $^\circ$ )	30	45	60
Rayon du plan de masse (mm)	94.5	87	77
Rayon de l'ouverture (mm)	42.5	35	25

***Tableau II-8: Dimensions des trois configurations considérées***

Les coefficients de réflexion simulés par FEKO et par IE3D pour différentes valeurs d'angle d'inclinaison  $\theta$  sont présentés par les figures (**II-23** et **II-24**).



*Figure II-23: Coefficients de réflexion pour différents valeurs de  $\theta$  obtenus avec FEKO*

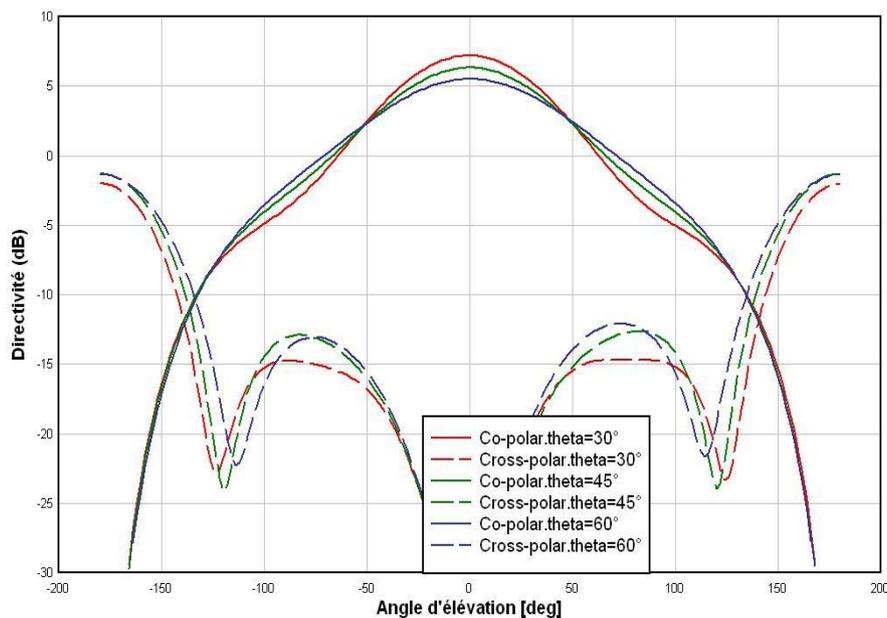


*Figure II-24: Coefficients de réflexion pour différents valeurs de  $\theta$  simulés par IE3D [4]*

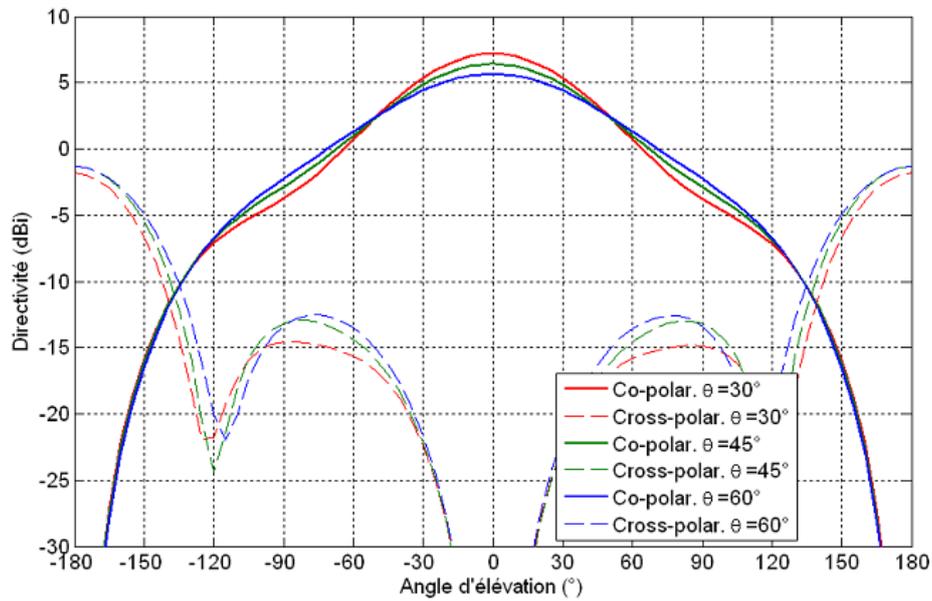
		Configuration 1 $\theta = 30^\circ$	Configuration 2 $\theta = 45^\circ$	Configuration 3 $\theta = 60^\circ$
Fréquence de résonance (GHz)	avec FEKO	1.24	1.254	1.286
	avec IE3D	1.24	1.252	1.287
Coefficient de réflexion (dB)	avec FEKO	-14.324	-11.438	-8.06
	avec IE3D	-16.03	-12.46	-9.04

**Tableau II-9: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation correspondants pour différents valeurs de  $\theta$**

Nous avons tracé les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation, aux fréquences de résonance de l'antenne pyramidale des trois configurations que nous avons comparés à ceux de [4]. Ces diagrammes, sont représentés respectivement par les figures II-25 et II-26.



**Figure II-25: Diagrammes de rayonnement des trois configurations obtenus avec FEKO**



**Figure II-26: Diagrammes de rayonnement pour les trois configurations [4]**

Nous avons une bonne adaptation de l'antenne lorsque l'angle d'inclinaison des éléments rayonnants est petit, en plus l'allure des diagrammes de rayonnement à savoir les valeurs de la directivité axiale (angle d'élévation=0°) et radiale (angle d'élévation= 90°) de l'antenne change avec la variation de cet angle.

En effet, en changeant l'angle d'inclinaison des éléments rayonnants, les quatre points d'excitation de l'antenne se rapprochent ou s'éloignent les uns des autres. Ainsi les diagrammes de rayonnement obtenus ont un angle d'ouverture qui peut être fixé soit étroit (rayonnement axial directif) ou plus large (rayonnement hémisphérique omnidirectionnel).

D'après tous les résultats obtenus précédemment nous remarquons qu'avec l'outil de simulation (FEKO) qui utilise la même méthode (MoM) que l'IE3D, on arrive à des résultats comparables, avec quelques légères différences surtout au niveau de l'adaptation de l'antenne.

#### ***II.4 Méthodologie de conception de l'antenne pyramidale multi-bande***

L'objectif principal d'une conception est d'atteindre des caractéristiques de fonctionnement spécifiques pour l'application désirée. Le cahier des charges fournit habituellement toutes les caractéristiques nécessaires à la conception de l'antenne.

Selon les antennistes, différents éléments caractérisent une application (satellitaire ou terrestre), qui sont les suivants :

- La bande passante allouée ainsi que la fréquence centrale de fonctionnement.
- Le niveau d'adaptation sollicité dans la bande.
- Les différents formes des diagrammes de rayonnement (omnidirectionnels, directifs dans une direction donnée,...).
- L'efficacité de rayonnement.
- Le niveau de rayonnement arrière toléré.
- La directivité ou le gain ou sollicité(e) pour les différentes directions des diagrammes de rayonnement (généralement rayonnement soit majoritairement axial ou radial).
- La polarisation des ondes (généralement circulaire ou linéaire) et la pureté associée.
- La puissance de l'antenne (en émission ou en réception).

## ***II.5 Conclusion***

Une antenne multi-bande pour applications satellitaires/terrestres a été introduite dans ce chapitre. Cette antenne se constitue de quatre éléments rayonnants similaires placés sur les quatre faces d'une pyramide. En utilisant des trappes/ interrupteurs RF, l'antenne a un fonctionnement multi-bande/reconfigurable.

Plusieurs formes de diagrammes de rayonnement peuvent être obtenues, en variant l'angle d'inclinaison de la pyramide. D'un autre côté l'antenne peut avoir des diagrammes de rayonnement similaires ou distincts aux différentes fréquences de résonances à cause de la multitude de degrés de libertés quelle peut avoir. Un tronçon de guide d'onde circulaire à la coupure a été introduit derrière l'antenne pour réduire, voire complètement supprimer, le rayonnement arrière généré par l'antenne. Le fait d'intégrer ce chargement à l'antenne, d'autres degrés de liberté se rajoutent pour l'adaptation et le rayonnement global de cette antenne.

Un exemple d'application de l'antenne multi-bande pyramidale sera présenté dans le chapitre suivant.

# CHAPITRE III

## L'APPLICATION DE L'ANTENNE PYRAMIDALE MULTI-BANDES

# L'application de l'antenne pyramidale multi-bandes

## Sommaire

III.1	Introduction.....	55
III.2	Application : Antenne pyramidale tri-bandes à base d'éléments filaires pour application GPS/Galileo/TM MicroSat.....	55
III.2.1	Cahier des charges .....	55
III.2.2	Antenne pyramidale tri-bandes.....	56
III.2.3	Résultats de simulation.....	60
III.2.4	Amélioration de l'adaptation.....	71
III.3	Conclusion .....	76

### ***III.1 Introduction***

Une topologie récente d'antennes multi-bandes pour applications satellitaires/terrestres a été introduite dans le chapitre antérieur.

À l'aide des trappes ou des interrupteurs RF, le fonctionnement flexible et multi-bande de l'antenne est atteint. L'antenne a une allure pyramidale lui permettant d'obtenir des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels compatibles avec les applications satellitaires. Le rayonnement arrière généré par la présence d'une ouverture dans le plan de masse de l'antenne a été contrôlé voire même réduit en chargeant l'antenne par un guide d'onde. Les distincts degrés de libertés offerts par l'antenne pyramidale (géométrie des éléments rayonnants et du plan de masse, angle d'inclinaison, les trappes et/ou interrupteurs RF) lui offrent l'avantage d'être multi-application et très flexible.

Par la suite, nous allons présenter une application de l'antenne pyramidale multi-bande à polarisation circulaire. L'approche consiste à caractériser les éléments rayonnants avec des trappes idéalisées (circuit ouvert/fermé). Cette application intéresse une antenne tri-bande à base d'éléments filaires pour application GPS/Galileo/TM MicroSat.

### ***III.2 Application : Antenne pyramidale tri-bandes à base d'éléments filaires pour application GPS/Galileo/TM MicroSat***

#### ***III.2.1 Cahier des charges***

L'application concerne la conception et la simulation d'une antenne pyramidale tri-bandes à base d'éléments filaires utilisée en même temps pour les systèmes de radionavigation (GPS/Galileo) (voir annexe A) et aussi pour les systèmes de Télémétrie (MicroSat). Le cahier des charges nécessaire à cette application tri-bande est comme suit [4].

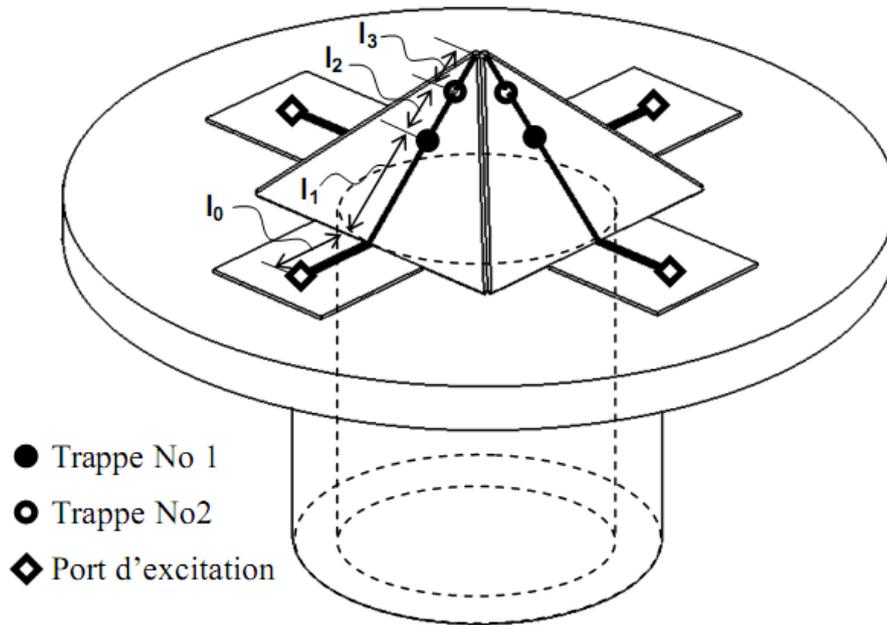
	Bande 1	Bande 2	Bande 3
Systèmes	GPS/Galileo	GPS/Galileo	MicroSat
Fréquence centrale	1.197 GHz	1.575 GHz	2.245 GHz
Bande passante ( $ S_{11}  < -10$ dB)	50 MHz	32 MHz	90 MHz
Polarisation	Circulaire droite		
Directivité	$\theta = 0^\circ$	> 2 dB	> 1 dB
	$0^\circ <  \theta  < 50^\circ$	> -5 dB	> 1 dB
	$50^\circ <  \theta  < 60^\circ$	> -5 dB	> 2 dB
	$60^\circ <  \theta  < 70^\circ$	> -5 dB	> -1 dB
	$70^\circ <  \theta  < 80^\circ$	> -5 dB	> -5 dB

**Tableau III-1: Cahier des charges de l'antenne tri-bande GPS/GALILEO/MicroSat**

Du tableau **III-1**, les diagrammes de rayonnement aux 1<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> bandes de marche (GPS/Galileo) doivent être similaires, avec une couverture quasi-hémisphérique et avantagent le rayonnement axial. A la troisième bande de fonctionnement la couverture demandée est quasi-hémisphérique mais avantage plutôt le rayonnement radial.

### **III.2.2 Antenne pyramidale tri-bandes**

L'antenne pyramidale utilisée est la suivante [4] :



**Figure III-1 : L'antenne pyramidale tri-bandes**

Les éléments rayonnants de l'antenne sont des bandes métalliques de largeur 1 mm placées sur un substrat qui a une faible constante diélectrique ( $\epsilon_r = 2.08$  et une épaisseur de 762  $\mu\text{m}$ ). Les longueurs des éléments rayonnants  $l_1$ ,  $l_2$  et  $l_3$  (voir Figure III-1) sont respectivement égales à 24.6 mm, 9.9 mm et 7.9 mm. L'angle d'inclinaison des éléments rayonnants est de  $45^\circ$ . Un bon compromis entre le rayonnement radial et axial de l'antenne tri-bande va être obtenu grâce à cet angle.

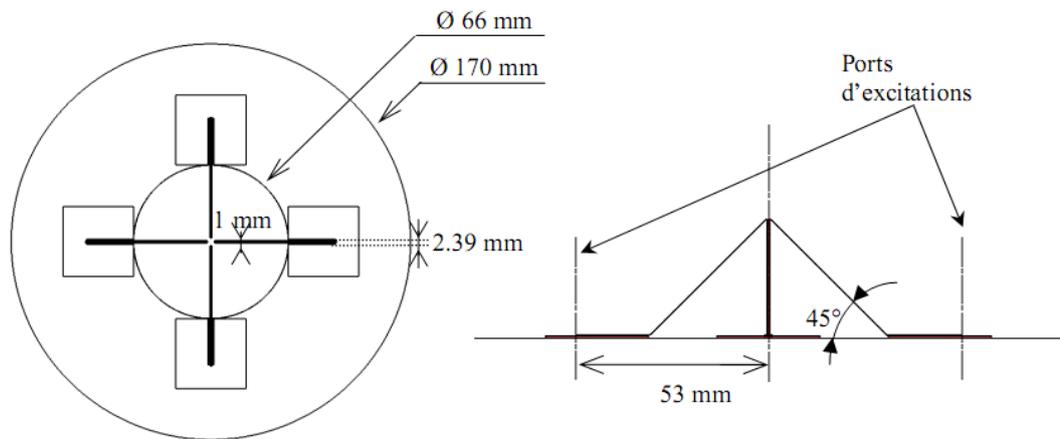
Le substrat utilisé avant est employé aussi pour la réalisation des lignes de transmission micro-rubans  $50 \Omega$ . Les ports d'excitations (voir Figure III-1) sont placés à une distance de 20 mm de la périphérie de la perforation grâce à ces lignes de transmission. Ces dernières ont une largeur de 2.39 mm et elles sont imprimées sur des plaquettes de dimensions 30 mm x 30 mm.

Les rayons de l'ouverture et du plan de masse circulaire sont de 33 mm et 85 mm respectivement.

Le guide d'onde sous coupure employé pour le contrôle du rayonnement arrière, placé derrière l'antenne (voir Figure III-1), a une longueur de 70 mm qui a été

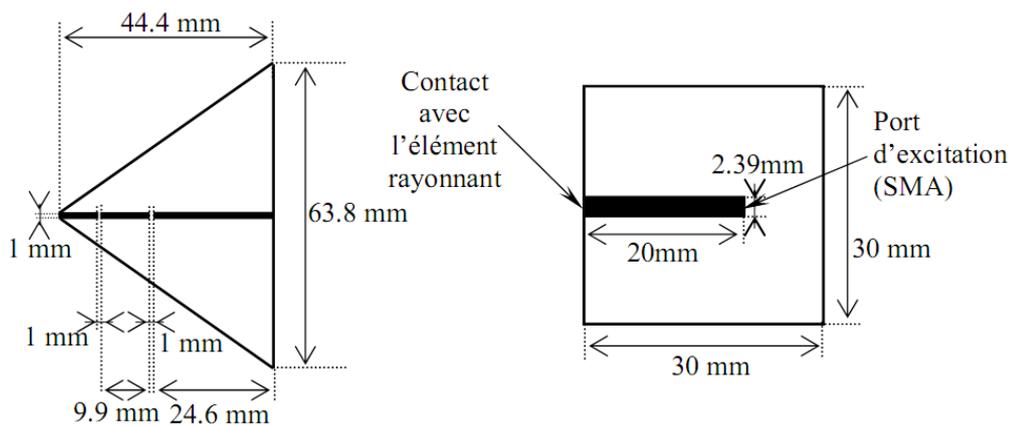
sélectionnée afin de minimiser le rayonnement arrière de l'antenne sans trop dégrader l'adaptation de l'antenne et un rayon intérieur égal à celui de l'ouverture faite dans le plan de masse (33 mm).

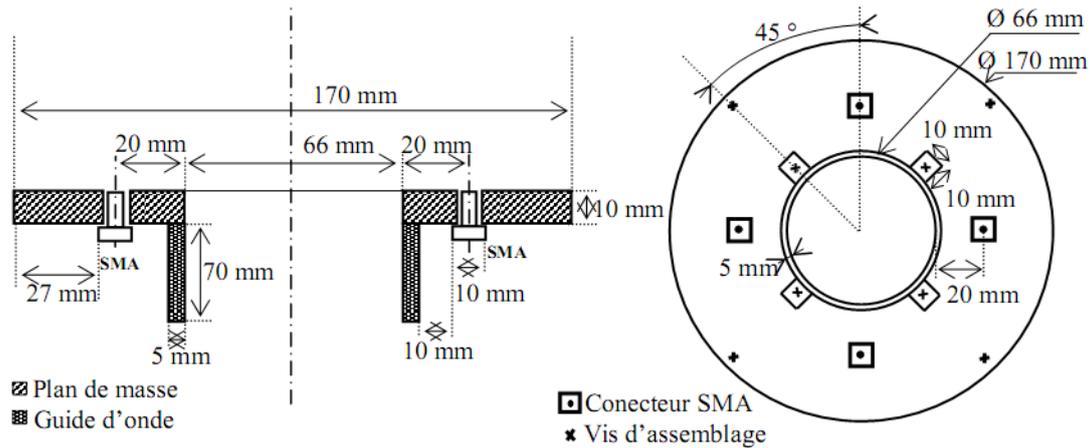
Les dimensions des différents composants de l'antenne tri-bandes à savoir les éléments rayonnants imprimés, le plan de masse circulaire, les lignes de transmissions 50 Ω et le guide d'onde sont données par la figure **III-2**.



Vue de dessus

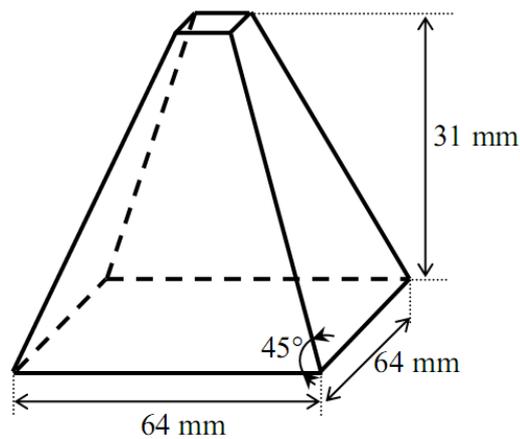
Vue de coté





**Figure III-2: Dimensions des lignes micro-rubans  $50 \Omega$ , des éléments rayonnants, et du plan et son ouverture [4]**

Une pyramide en polystyrène permet d'entretenir les quatre faces de l'antenne pyramidale. Les dimensions de ce support sont données sur la figure **III-3**.



**Figure III-3: Le support en polystyrène et ses différentes dimensions [4]**

Les trappes (circuits bouchons) utilisées dans cette application tri-bandes, sont considérées comme des interrupteurs idéaux (état ouvert/état fermé).

Il est rappelé qu'à l'aide d'une excitation idéale en quadrature de phase des quatre accès de l'antenne, l'antenne pyramidale étudiée a une polarisation circulaire.

### III.2.3 Résultats de simulation

Nous allons présenter pour cette antenne le coefficient de réflexion pour les trois bandes aussi les digrammes de rayonnement. Ces résultats seront comparés aux spécifications du cahier des charges, et aux résultats de simulation et de mesure obtenus par [4].

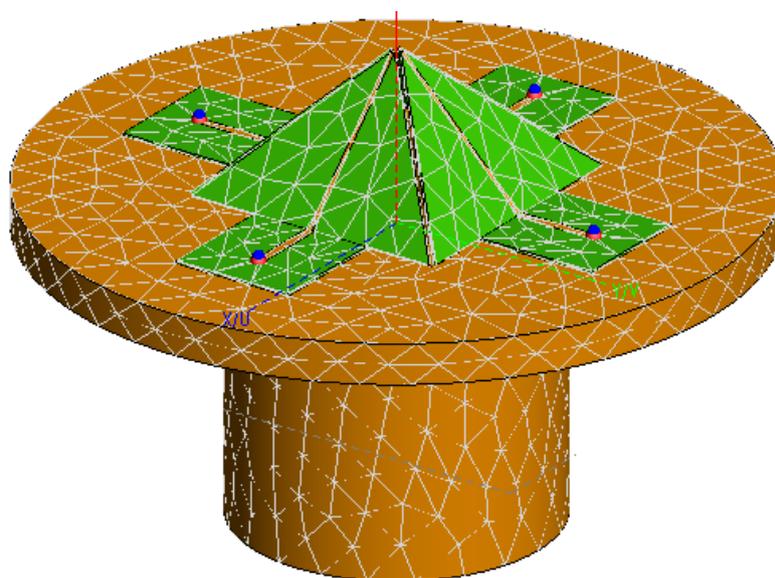
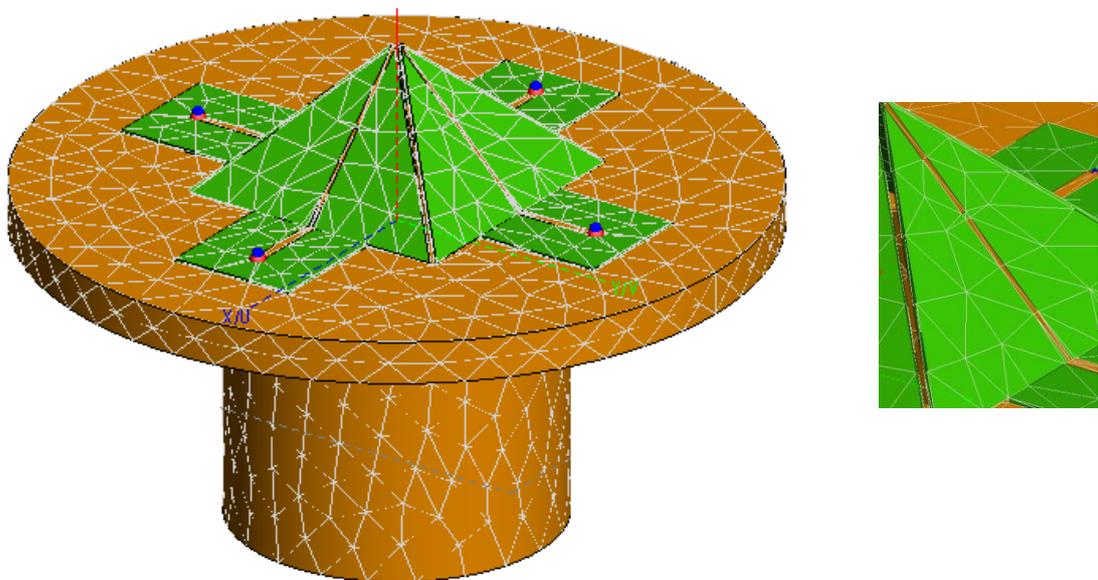


Figure III-4: L'antenne pyramidale tri-bande pour la 1<sup>ère</sup> bande simulée par FEKO

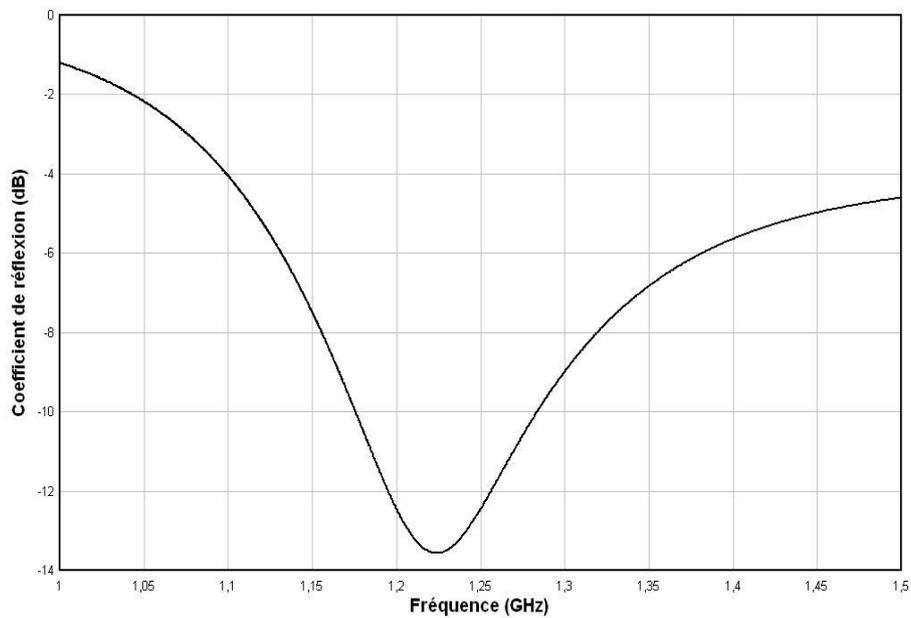


*Figure III-5: L'antenne pyramidale tri-bande pour la 2<sup>ème</sup> bande simulée par FEKO*

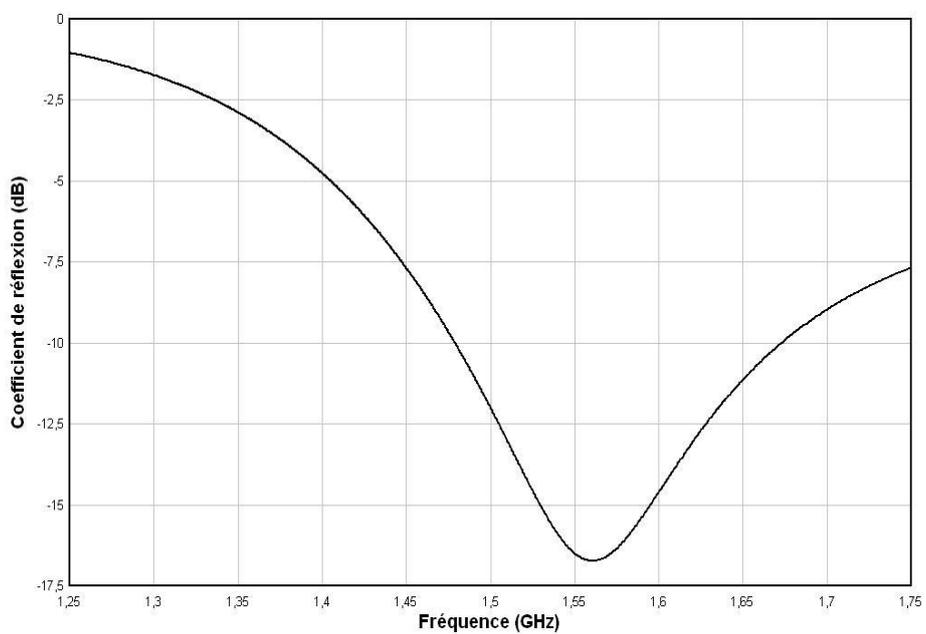


*Figure III-6: L'antenne pyramidale tri-bande pour la 3<sup>ème</sup> bande simulée par FEKO*

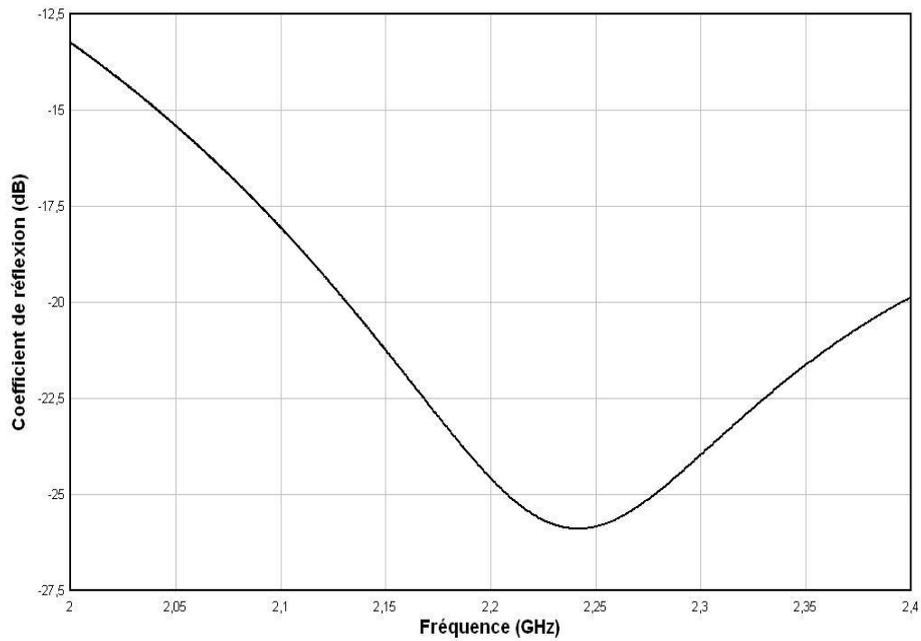
La Figure **III-7** présente les résultats après simulations par la méthode des Moments (MoM) (FEKO), tandis que la Figure **III-8** illustre les modules des coefficients de réflexions obtenu dans [4] par mesure et par la technique d'intégration finie FIT (CST),



(a)

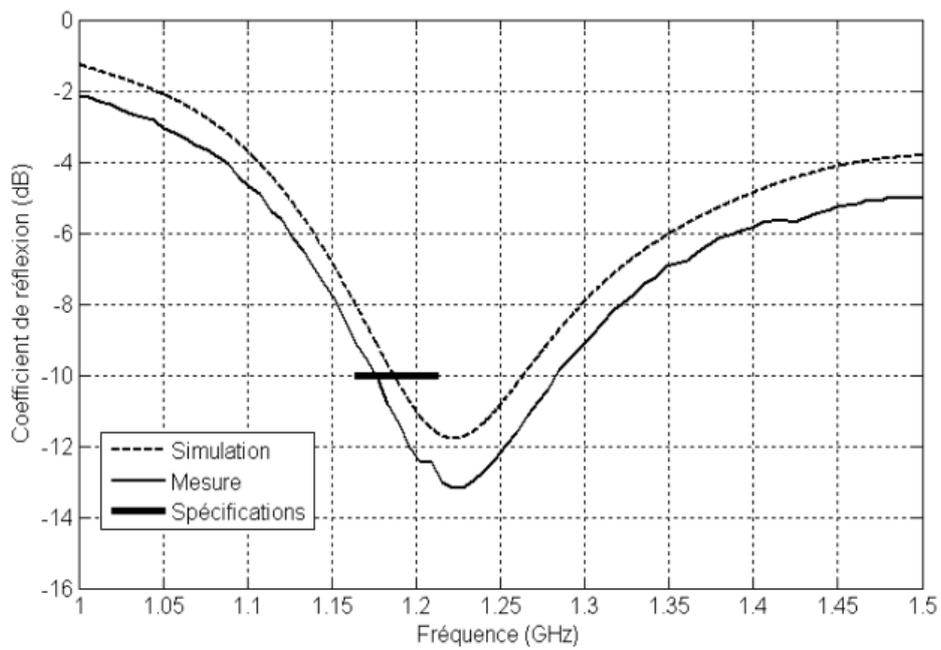


(b)

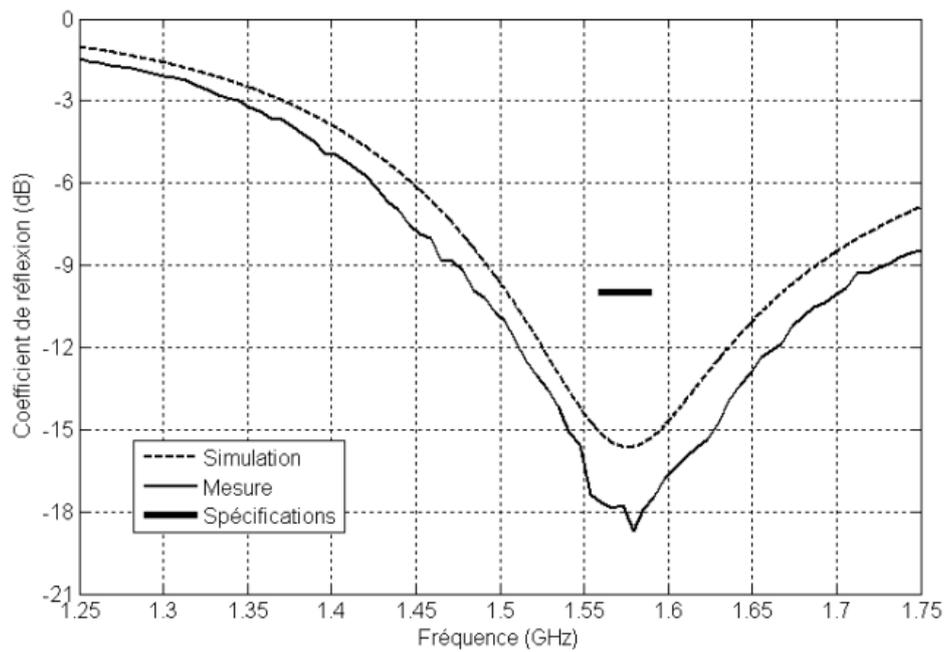


(c)

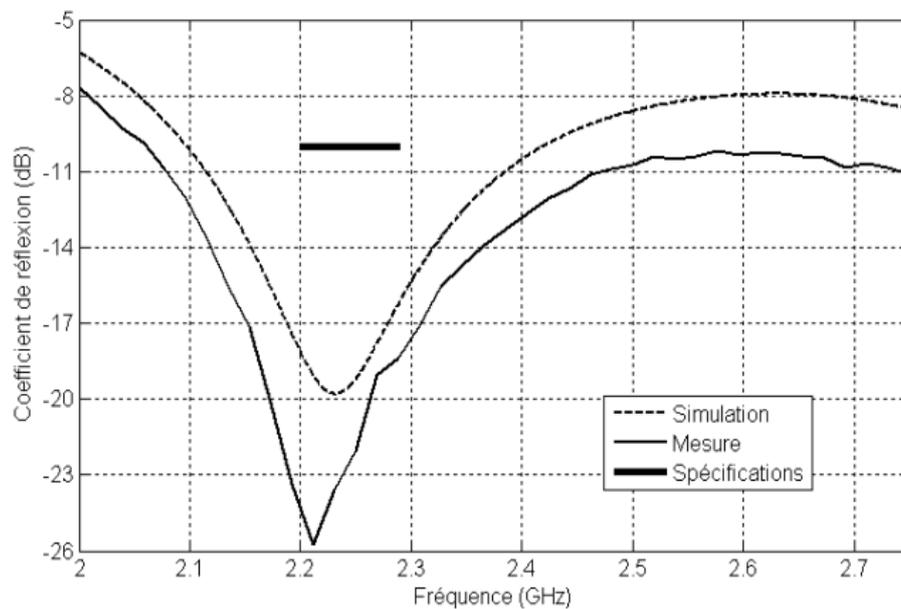
**Figure III-7: Coefficients de réflexion simulés par FEKO de l'antenne pyramidale dans (a) la première bande, (b) la deuxième bande et (c) la troisième bande**



(a)



(b)



(c)

**Figure III-8: Coefficients de réflexion mesurés et simulés de l'antenne pyramidale dans (a) la première bande, (b) la deuxième bande et (c) la troisième bande [1]**

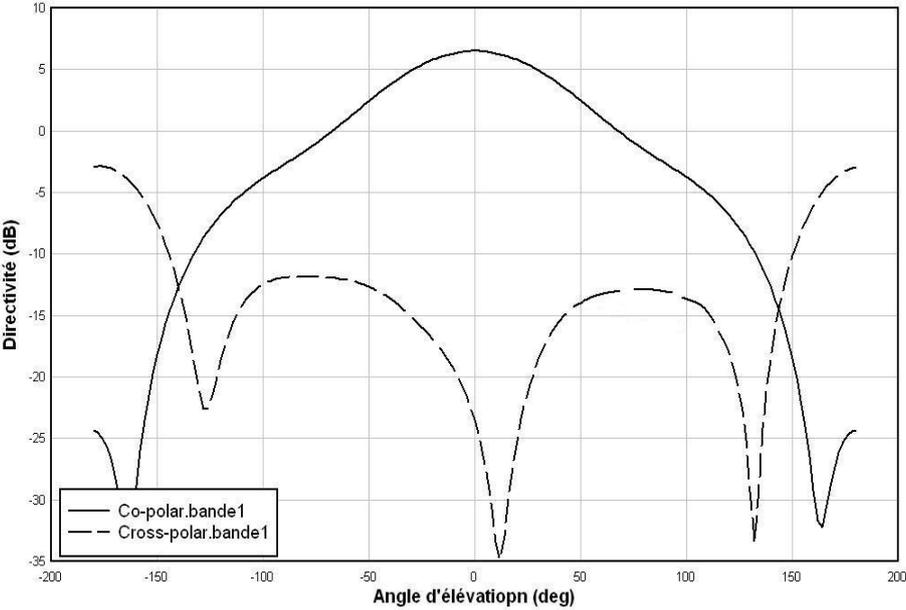
Le tableau suivant donne les fréquences de résonance pour les trois bandes aussi le niveau d'adaptation correspondant

		Bande 1	Bande 2	Bande 3
Fréquence de résonance (GHz)	avec FEKO	1.224	1.562	2.24
	Du cahier de charge	1.197	1.575	2.245
	avec CST	1.22	1.575	2.245
	Mesuré par [4]	1.22	1.58	2.21
Coefficient de réflexion (dB)	avec FEKO	-13.64	-16.82	-25.97
	avec CST	-11.7	-15.8	-19.8
	Mesuré par [4]	-13	-18.9	-25.8

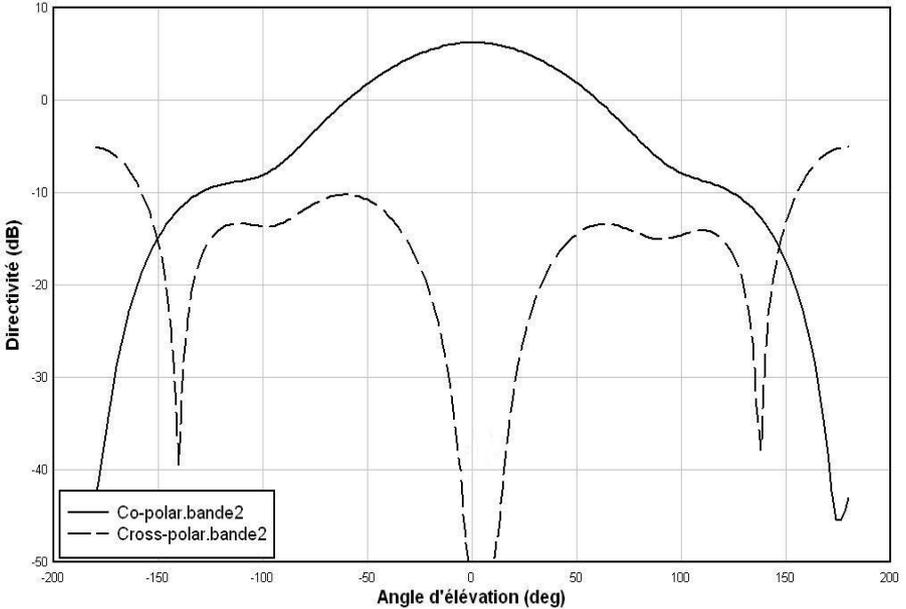
**Tableau III-2: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation pour les trois bandes**

D'après ces résultats on remarque que les coefficients de réflexion avec FEKO s'approchent plus des mesures obtenus par [4] que ses propre résultats de simulation c'est-à-dire les coefficients de réflexions avec CST.

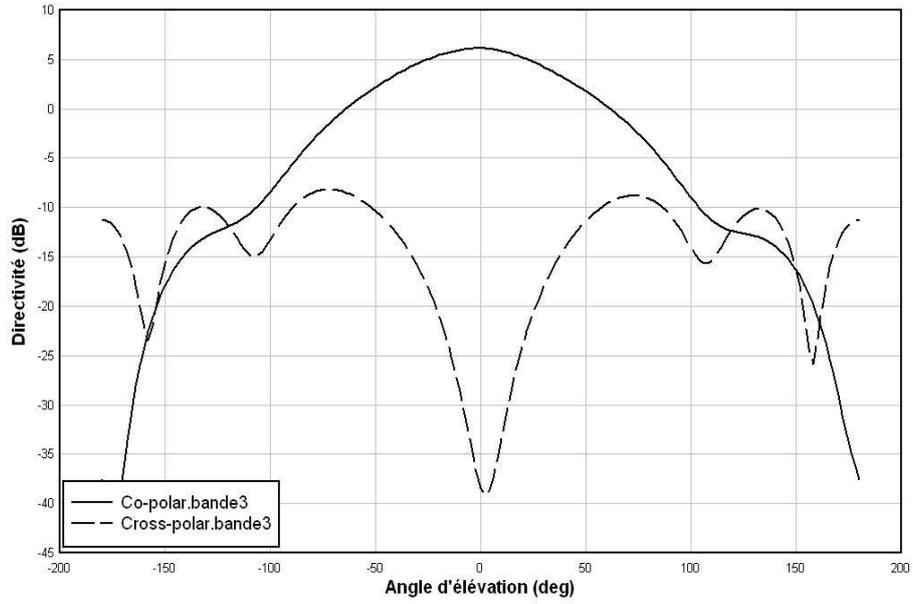
Les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation aux fréquences de résonance pour les trois bandes sont représentés sur les figures **III-9** et **III-10**.



(a)

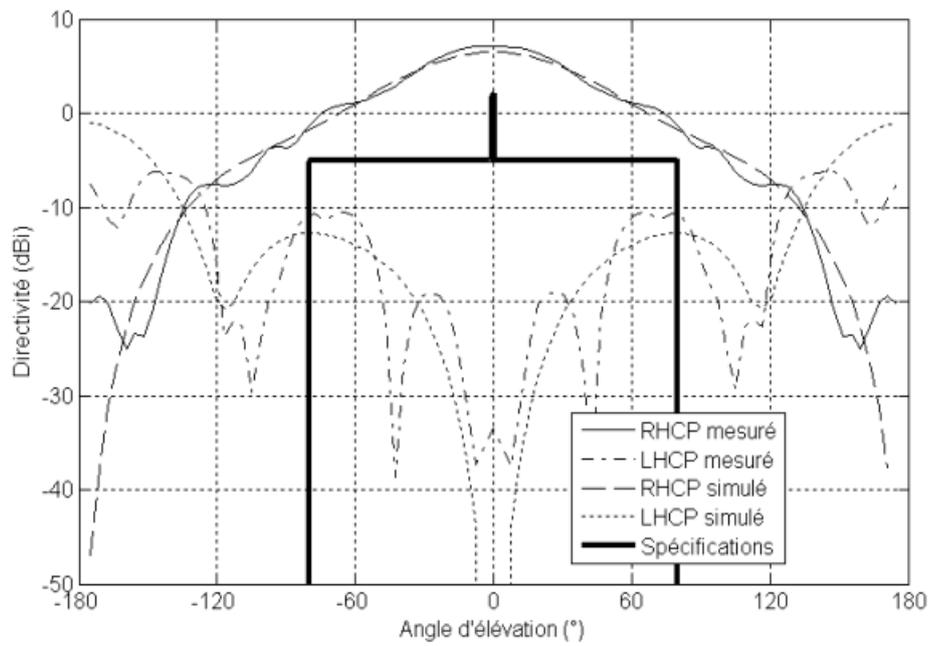


(b)

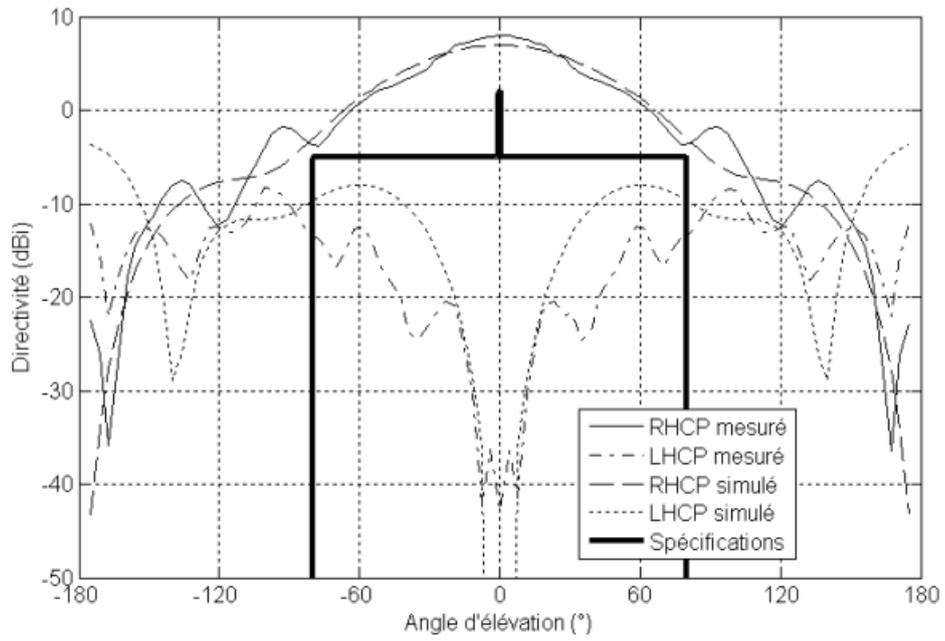


(c)

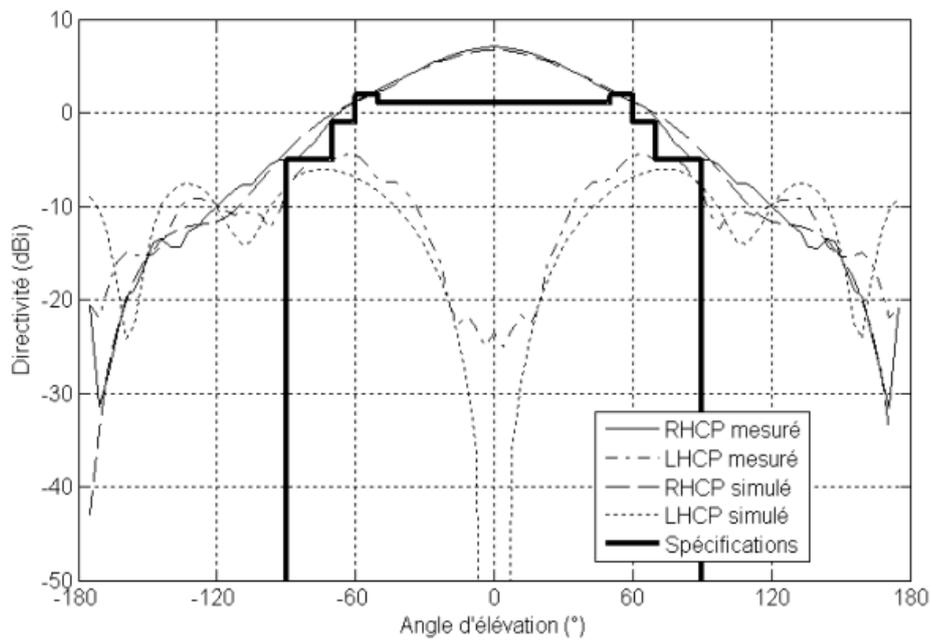
**Figure III-9: Diagrammes de rayonnement simulés par FEKO de l'antenne pyramidale**



(a)



(b)



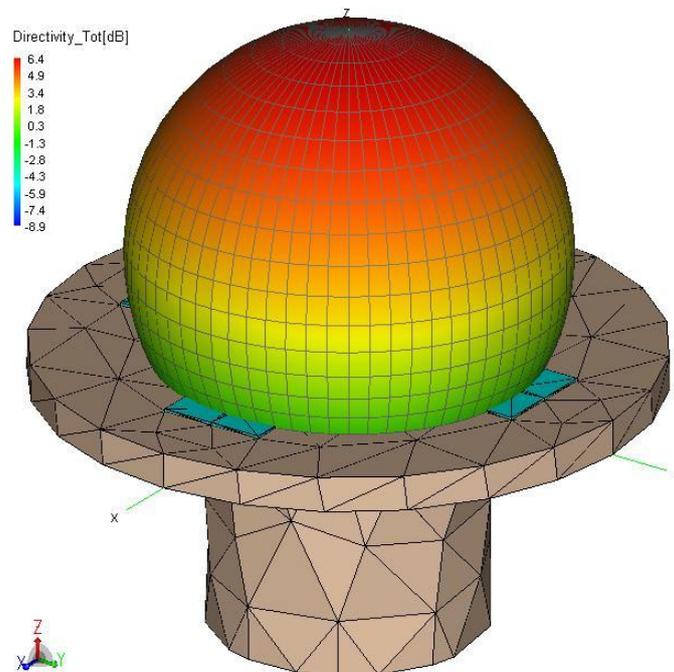
(c)

**Figure III-10: Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne pyramidale [4]**

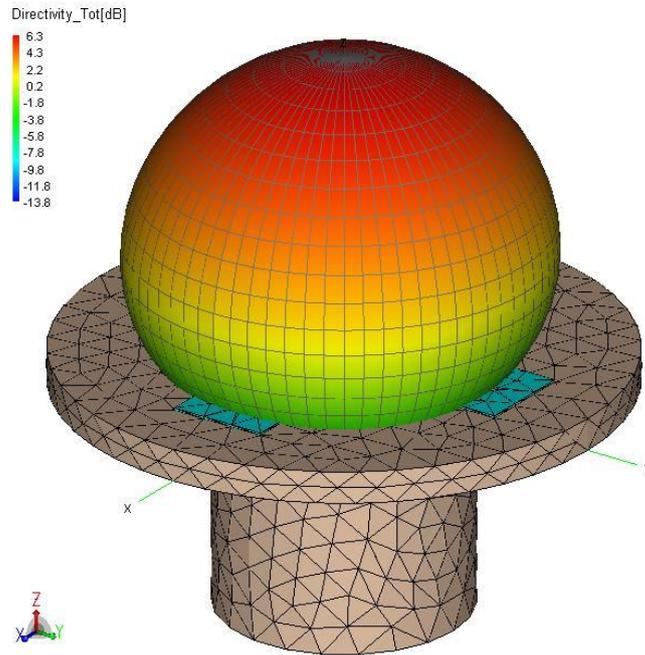
Pour les bandes de GPS / Galileo, les diagrammes sont compatibles avec les spécifications en polarisation principale. Par contre, certains angles présentent des valeurs de directivité inférieure à la spécification, pour ce qui est de la bande de Télémétrie. En changeant l'inclinaison des éléments rayonnants cela devrait suffire à avantager le rayonnement radial dans cette bande de fréquence et aussi à combler les exigences du cahier des charges (voir étude paramétrique sur l'angle d'inclinaison de la partie II.3.4 du chapitre II).

D'après ces résultats nous observons que, les diagrammes de rayonnements réalisés avec FEKO sont presque identiques à ceux réalisés par [4] avec IE3D, sauf quelques légères différences, par exemple pour la 2<sup>ème</sup> bande on remarque que le rayonnement arrière à 140° descend jusqu'à -40dB avec FEKO alors qu'avec IE3D il est à -28dB, et pour la 3<sup>ème</sup> bande le rayonnement arrière à 0° est à -38.5dB avec FEKO alors qu'avec IE3D descend beaucoup plus que -50dB.

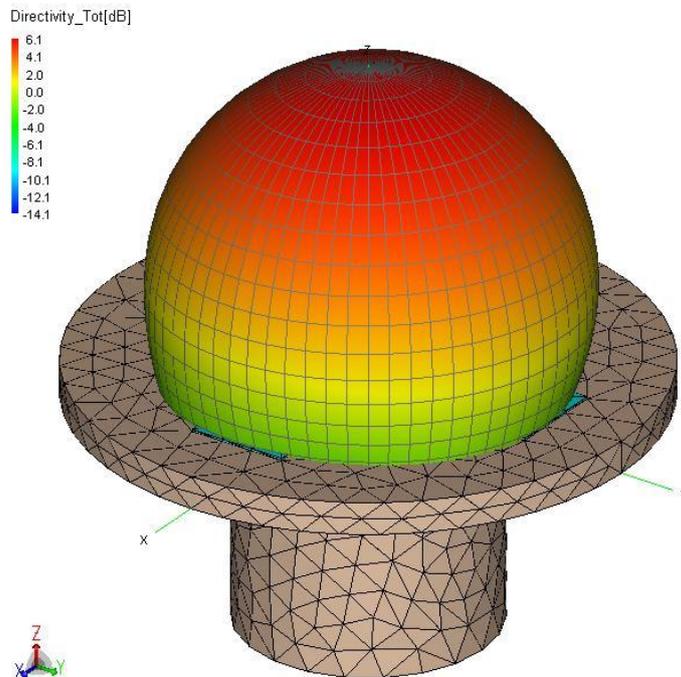
Les diagrammes de rayonnement en 3D pour les trois bandes retenus avec FEKO sont représentés par la figure suivante :



**Figure III-11: diagramme de rayonnement en 3D pour la 1<sup>ère</sup> bande avec FEKO**



*Figure III-12: diagramme de rayonnement en 3D pour la 2<sup>ème</sup> bande avec FEKO*



*Figure III-13: diagramme de rayonnement en 3D pour la 3<sup>ème</sup> bande avec FEKO*

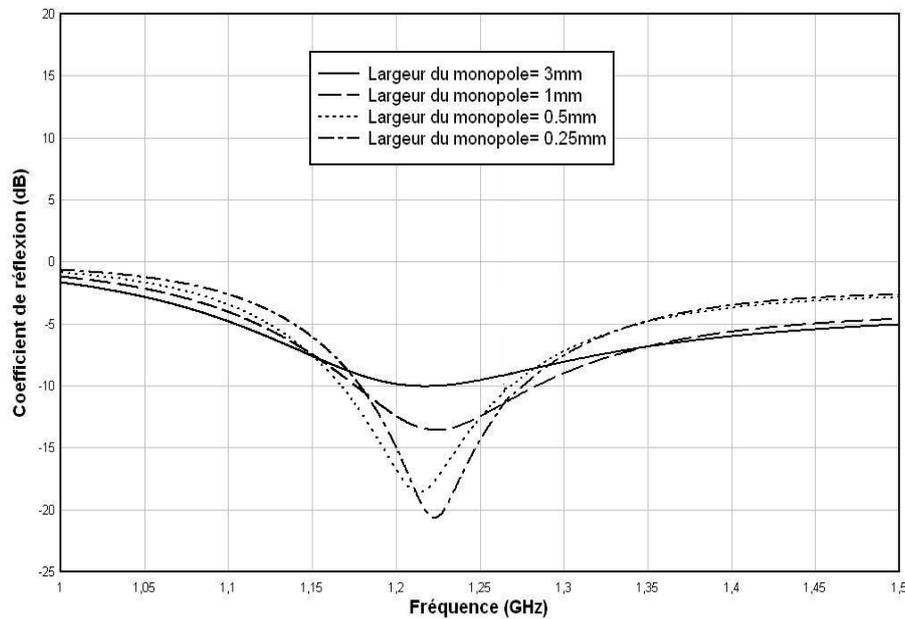
D'après ces résultats nous remarquons que le rayonnement est presque quasi-hémisphérique pour les trois bandes de l'antenne pyramidale.

### III.2.4 Amélioration de l'adaptation

Par la suite nous allons tenter de perfectionner l'adaptation de l'antenne dans les trois bandes. Pour cela, nous varions la largeur des éléments rayonnants (monopoles) 'W<sub>mo</sub>' (0.25mm, 0.5mm, 1mm et 3mm). Les résultats retenus sont présentés dans ce qui suit.

**Pour la 1<sup>ère</sup> bande :**

Les coefficients de réflexion simulés pour différentes largeurs des éléments rayonnants sont présentés par la figure III-14.



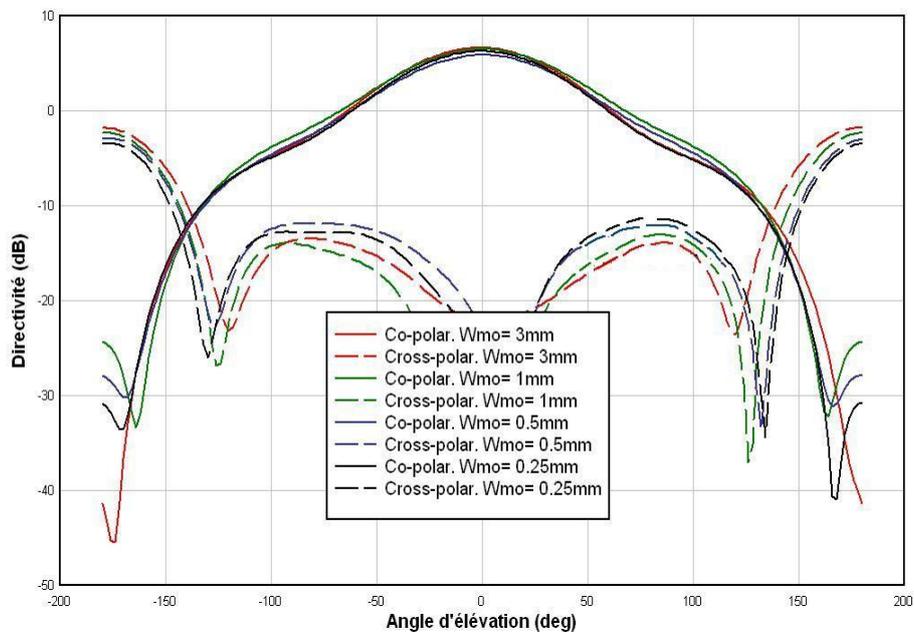
**Figure III-14: Coefficients de réflexion pour différentes largeurs des éléments rayonnants simulés par FEKO**

Le tableau **III-3** donne les fréquences de résonance et les niveaux des coefficients de réflexion en entrée correspondants.

	$W_{mo}= 0.25\text{mm}$	$W_{mo}= 0.5\text{mm}$	$W_{mo}= 1\text{mm}$	$W_{mo}= 3\text{mm}$
Fréquence de résonance (GHz) avec FEKO	1.24	1.21	1.22	1.21
Coefficient de réflexion (dB) avec FEKO	-21.41	-18.52	-13.64	-10.04

**Tableau III-3: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation pour différentes largeurs des éléments rayonnants**

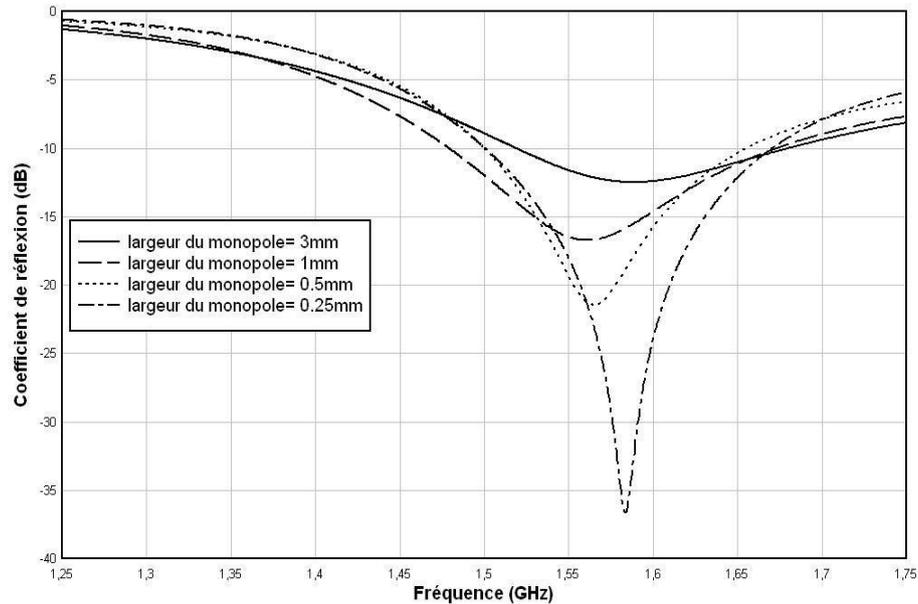
Les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation aux fréquences de résonance sont représentés sur la figure suivante :



**Figure III-15: Diagrammes de rayonnement pour différentes largeurs des éléments rayonnants**

**Pour la 2<sup>ème</sup> bande :**

La figure **III-16** représente les coefficients de réflexion simulés pour différentes largeurs des éléments rayonnants. Pour ces différentes valeurs.



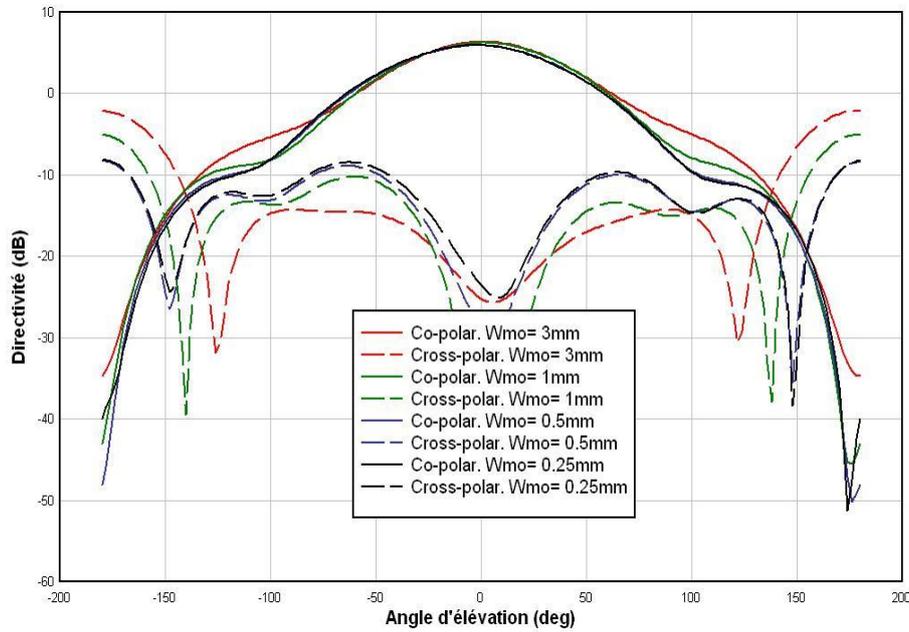
**Figure III-16: Coefficients de réflexion pour différentes largeurs des éléments rayonnants simulés par FEKO**

Le tableau **III-4** donne les fréquences de résonance et les niveaux des coefficients de réflexion en entrée correspondants.

	W <sub>mo</sub> = 0.25mm	W <sub>mo</sub> = 0.5mm	W <sub>mo</sub> = 1mm	W <sub>mo</sub> = 3mm
Fréquence de résonance (GHz) avec FEKO	1.58	1.56	1.56	1.58
Coefficient de réflexion (dB) avec FEKO	-36.91	-21.58	-16.82	-12.49

**Tableau III-4: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation pour différentes largeurs des éléments rayonnants**

Aux fréquences de résonance, les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation sont donnés sur la figure **III-17**.

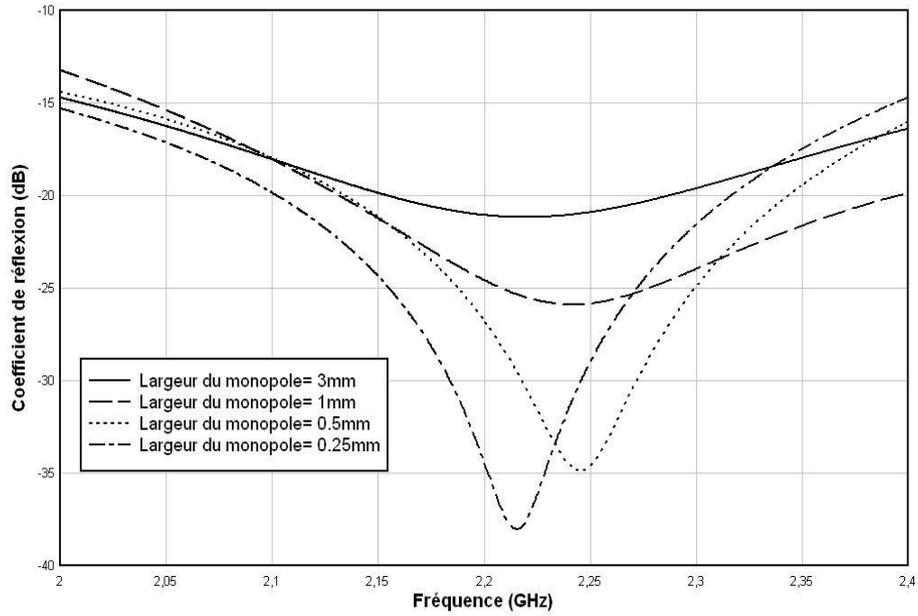


**Figure III-17: Diagrammes de rayonnement pour différents largeurs des éléments rayonnants**

**Pour la 3<sup>ème</sup> bande :**

Les coefficients de réflexion simulés pour différentes largeurs des éléments rayonnants sont présentés par la figure **III-18**.

Pour ces valeurs, le tableau **III-5** donne les fréquences de résonance et les niveaux des coefficients de réflexion en entrée correspondants.

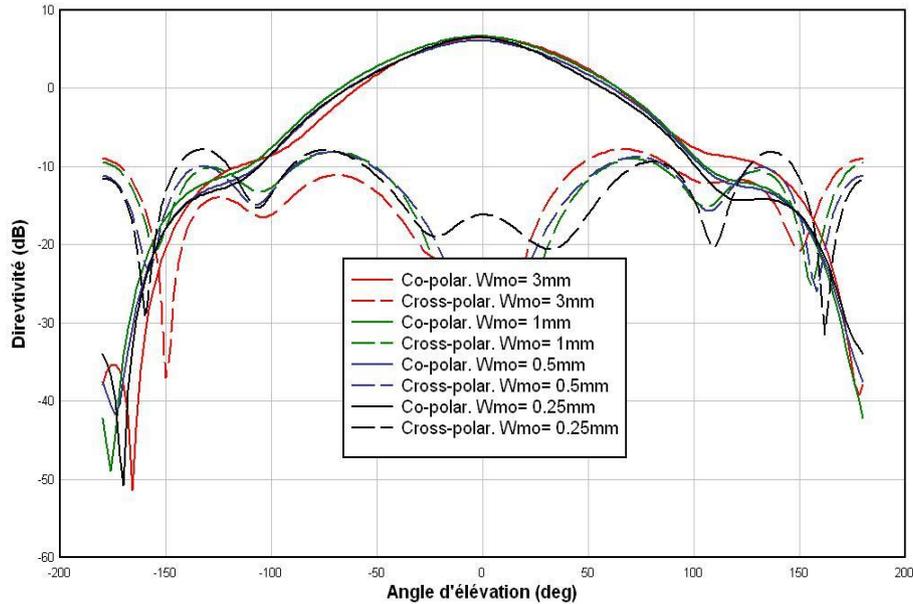


**Figure III-18: Coefficients de réflexion pour différentes largeurs des éléments rayonnants simulés par FEKO**

	Wmo= 0.25mm	Wmo= 0.5mm	Wmo= 1mm	Wmo= 3mm
Fréquence de résonance (GHz) avec FEKO	2.21	2.24	2.24	2.22
Coefficient de réflexion (dB) avec FEKO	-38.03	-34.82	-25.89	-21.16

**Tableau III-5: Fréquences de résonance et leurs niveaux d'adaptation pour différentes largeurs des éléments rayonnants**

Les diagrammes de rayonnement en co-polarisation et cross-polarisation aux fréquences de résonance sont représentés sur la figure suivante :



**Figure III-19: Diagrammes de rayonnement pour différents largeurs des éléments rayonnants**

D'après les résultats obtenus pour les trois bandes on observe que plus on diminue la largeur des éléments rayonnants meilleur est l'adaptation de l'antenne, par contre les fréquences de résonance varient légèrement, de plus le rayonnement arrière diminue d'une façon considérable par contre le rayonnement axial est presque identique pour toute les largeurs du monopole.

### III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une application de l'antenne pyramidale multi-bande. Cette application concernait une antenne tri-bande pour application GPS/Galileo/MicroSat. A partir de l'antenne proposée par [4], nous avons repris l'étude et comparé nos résultats de simulation retenus à l'aide de FEKO à ceux obtenus par [4] en simulation par CST et par mesure.

Un bon accord a été enregistré dans toutes les configurations étudiées. Notre travail est terminé par une étude paramétrique sur la largeur des éléments rayonnants en vue d'améliorer l'adaptation de l'antenne dans les trois bandes.

En général, pour des applications associant davantage de fréquences de fonctionnement, cette antenne pyramidale multi-bande pourrait être avantageusement utilisée.

Enfin, ce concept peut être facilement adapté à d'autres applications puisque cette antenne a l'avantage d'être flexible ; de ce fait dans le chapitre suivant plusieurs modifications vont être apportées à cette antenne, afin de répondre à d'autres cahiers de charge.

**CHAPITRE IV**  
**DIFFÉRENTES**  
**APPLICATIONS DE**  
**L'ANTENNE**  
**PYRAMIDALE**

## Sommaire

IV.1	Introduction .....	79
IV.2	Antenne Pyramidale Surélevée pour Application de Bluetooth et SDARS .....	79
IV.2.1	Géométrie de l'antenne .....	79
IV.2.2	Etude paramétrique .....	80
IV.2.2.1	Etude sur le rayon $R_t$ et la hauteur $H_s$ .....	80
IV.2.2.2	Variation de la hauteur $H_c$ .....	87
IV.3	Antenne Pyramidale pour les Application WLAN et Wimax mobile.....	88
IV.3.1	Géométrie de l'antenne.....	88
IV.3.2	Cahiers de charges.....	89
IV.3.3	Etude paramétrique.....	90
IV.3.3.1	Hauteur $H_c=4\text{mm}$ .....	90
IV.3.3.2	Hauteur $H_c=6\text{mm}$ .....	93
IV.3.3.3	Hauteur $H_c=8\text{mm}$ .....	96
IV.3.3.4	Hauteur $H_c=10\text{mm}$ .....	98
IV.3.3.5	Hauteur $H_c=12\text{mm}$ .....	101
IV.4	Antenne Multi-bande Pyramidale Tétraédrique .....	106
IV.4.1	Géométrie de l'antenne.....	106
IV.4.2	Etude paramétrique.....	107
IV.5	Conclusion.....	115

## ***IV.1 Introduction***

Les réseaux de communication mobiles modernes devraient tenir compte des normes de communication anciennes et actuelles. Cela implique inévitablement la fourniture d'une couverture radio dans un certain nombre de bandes de fréquences et complique la conception des réseaux des stations de base émetteurs-récepteurs. [1]

La plupart des stations de base sont installées sur les toits d'immeubles ordinaires tels que des bureaux ou des appartements, de sorte que l'espace pour l'équipement des stations de base et les antennes est limité et qu'il n'y a pas de place pour installer des antennes supplémentaires. L'emplacement de l'antenne de la station de base est également étroitement lié à la zone de service, de sorte que les emplacements possibles sont limités. [2] Pour ces raisons, l'utilisation des antennes multi-bandes de station de base évitent l'augmentation des antennes et des charges supplémentaire, et les antennes multi-bandes sont généralement censées avoir des performances comparables (en particulier l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement et la polarisation) dans chacune de leurs bandes d'exploitation et ont fait l'objet de recherches rigoureuses au cours des deux dernières décennies.

Une antenne multi-bandes à polarisation flexible : linéaire (verticale ou horizontale) ou circulaire (gauche ou droite) a été présentée par S.Hebib Al dans [4]. D'autres applications de cette antenne pyramidale vont être présentées dans ce qui suit tout en modifiant un peu son aspect (la simulation est effectuée avec le logiciel CST Microwave Studio).

## ***IV.2 Antenne Pyramidale Surélevée pour Application de Bluetooth et***

### ***SDARS***

#### ***IV.2.1 Géométrie de l'antenne***

L'antenne pyramidale proposée par S.Hebib contient des éléments rayonnants qui sont des fils métalliques placés sur les quatre faces de la pyramide, cette pyramide se pose sur un plan de masse avec une ouverture au milieu de rayon  $R_t$ . Les plaquettes de substrat diélectrique sur lesquelles sont imprimés les éléments rayonnants sont des triangles

de hauteur  $H_s$  où un angle  $\theta$  est formé entre le plan de masse et ces triangles. Afin de limiter le rayonnement parasite, un guide d'onde métallique sous coupure, ouvert est placé derrière l'antenne.

Une hauteur  $H_c$  est insérée dans l'antenne, entre les plaquettes formant la pyramide et le substrat des lignes d'alimentation (figure IV-1).

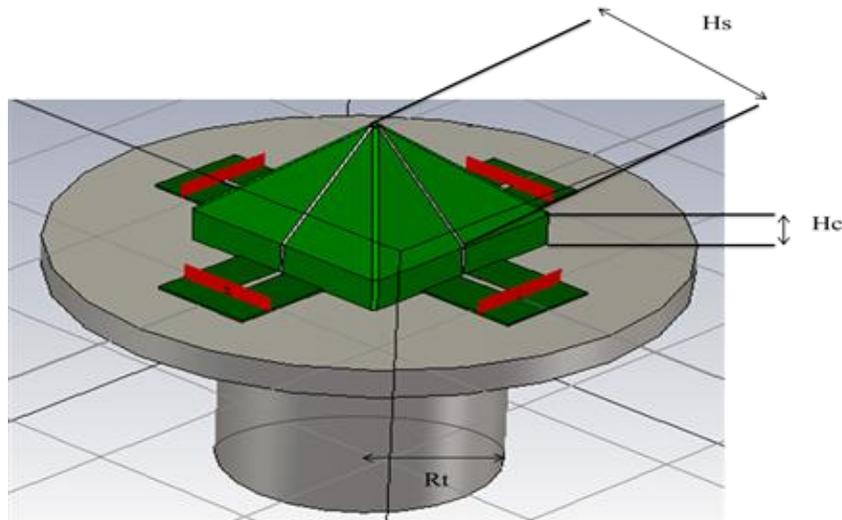


Figure IV-1: Géométrie de l'antenne pyramidale avec hauteur  $H_c$

### IV.2.2 Etude paramétrique

A l'aide du logiciel CST, une étude paramétrique a été effectuée sur le rayon du trou  $R_t$ , la hauteur des plaquettes  $H_s$  formant la pyramide et la hauteur de surélévation  $H_c$ . La fréquence de résonance et le coefficient de réflexion sont déterminés pour chaque cas. Les différentes valeurs obtenues sont récapitulées dans les tableaux suivants :

#### IV.2.2.1 Etude sur le rayon $R_t$ et la hauteur $H_s$

Dans la première étape on a varié le rayon  $R_t$  de 33 à 54mm par pas de 3mm. A chaque valeur de  $R_t$ , on a varié la hauteur  $H_s$ . La valeur de  $H_c$  est fixée à 10mm. Les résultats des différentes simulations sont présentés dans les tableaux et les figures suivants :

Hs (mm)	44.4	44.6	44.8	45
Fréquence de résonance (GHz)	3.478	3.46	3.426	3.404
Coefficient de réflexion (dB)	-32.8343	-50.073	-53.4319	-48.093

**Tableau IV-1: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=33 mm**

Hs (mm)	48	49	49.5	49.8
Fréquence de résonance (GHz)	3.292	3.188	3.134	3.07
Coefficient de réflexion (dB)	-30.3863	-48.758	-50.0659	-48.1902

**Tableau IV-2: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=36 mm**

Hs (mm)	51	53	54
Fréquence de résonance (GHz)	3.16	3.016	3.874
Coefficient de réflexion (dB)	-37.7374	-50.765	-36.6372

**Tableau IV-3: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=39mm**

Hs (mm)	54	56	58	58.3
Fréquence de résonance (GHz)	2.988	2.882	2.72	2.668
Coefficient de réflexion (dB)	-32.2466	-38.0327	-29.605	-27.9944

**Tableau IV-4: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=42mm**

Hs (mm)	57	59	61	62	62.5
Fréquence de résonance (GHz)	2.874	2.778	2.694	2.618	2.544
Coefficient de réflexion (dB)	-42.259	-31.262	-29.864	-24.4815	-23.8078

**Tableau IV-5: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=45mm**

Hs (mm)	60	62	64	66	66.2	66.285	66.5	66.75
Fréquence de résonance (GHz)	2.746	2.664	2.58	2.466	2.454	2.452	2.42	2.386
Coefficient de réflexion (dB)	-25.479	-24.108	-23.220	-20.213	-20.513	-20.511	-20.361	-20.34

**Tableau IV-6: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=48mm**

Hs (mm)	63	65	67	68.2	69	70	70.38	71
Fréquence de résonance (GHz)	2.646	2.572	2.49	2.452	2.42	2.36	2.339	2.27
Coefficient de réflexion (dB)	-21.75	-20.514	-19.47	-18.3358	-19.1153	-18.58	-18.66	-17.75
						-32.6816	-43.7636	-22.7719

**Tableau IV- 7: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=51mm**

Hs (mm)	66	67	68	69	70	70.9	71	72
Fréquence de résonance (GHz)	2.52	2.498	2.45	2.408	2.384	2.338	2.336	2.308
Coefficient de réflexion (dB)	-32.998	-27.799	-29.111	-23.027	-25.3616	-20.5904	-20.3876	-22.382

**Tableau IV- 8: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs, Rt=54mm**

Les figures IV-2 à IV-9 présentent les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les différentes valeurs de  $R_t$  et  $H_s$ .

➤  $R_t=33\text{mm}$

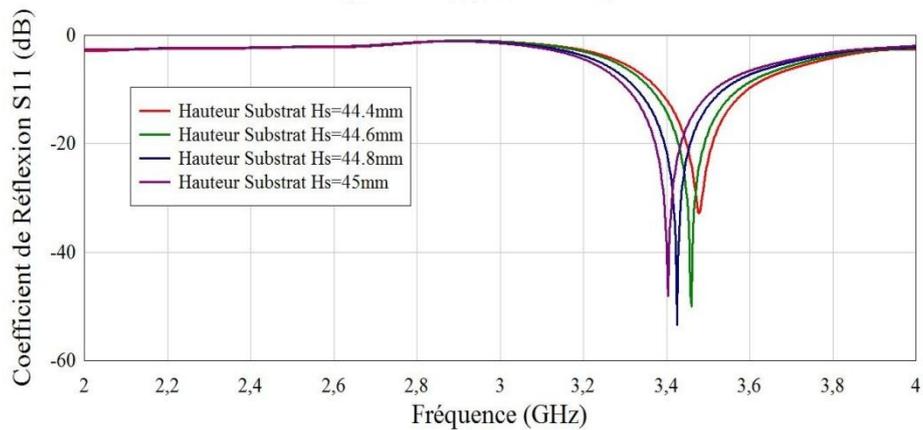


Figure IV-2: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

➤  $R_t=36\text{mm}$

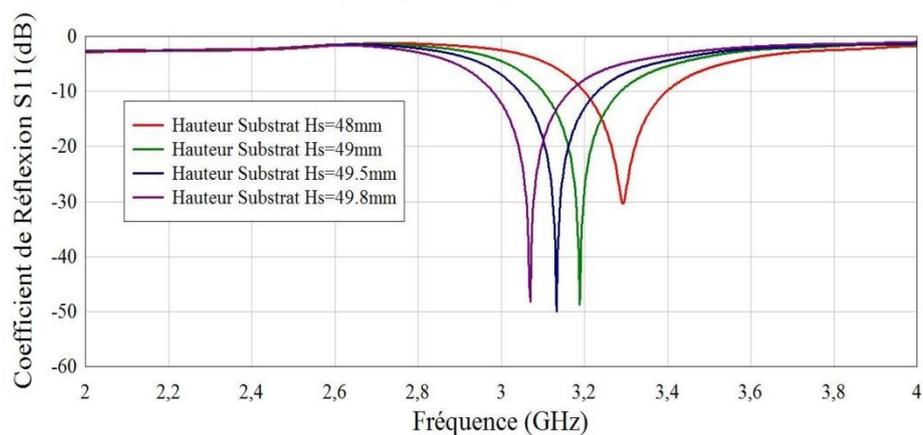
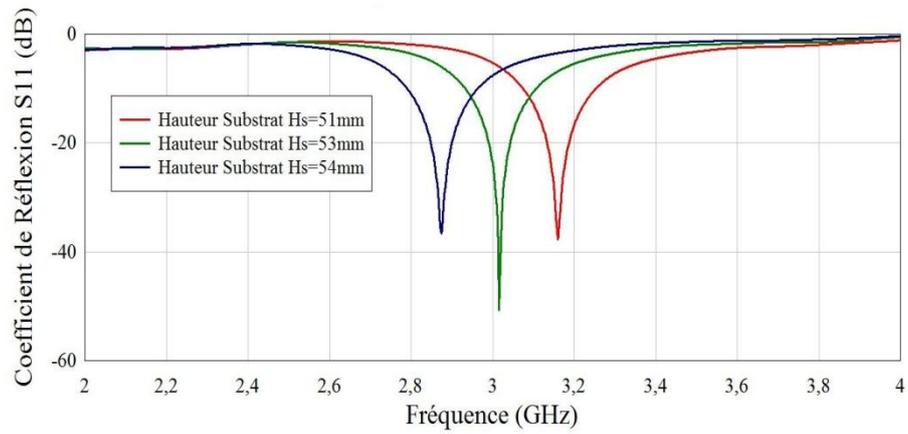


Figure IV-3: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

➤  $R_t=39\text{mm}$



➤  $R_t=42\text{mm}$

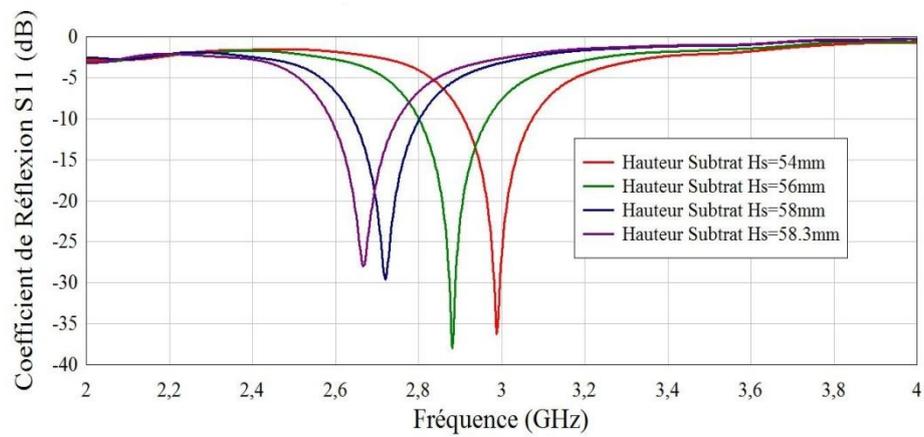


Figure IV-5: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

➤ Rt=45mm

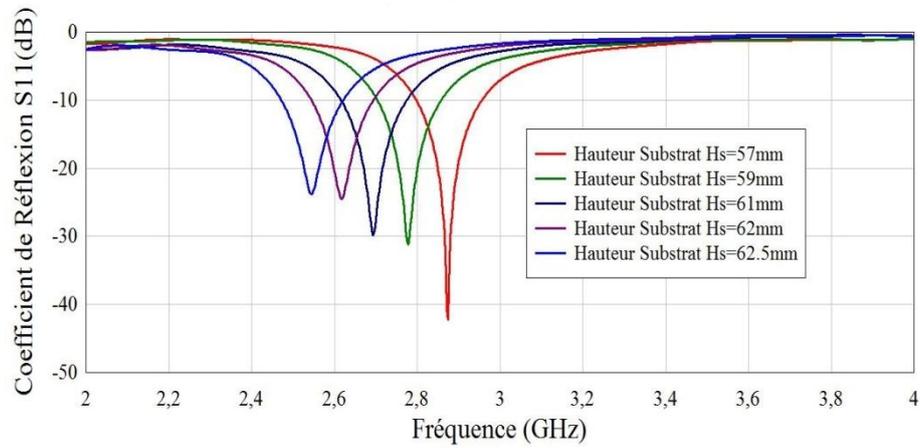


Figure IV-6: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

➤ Rt=48mm

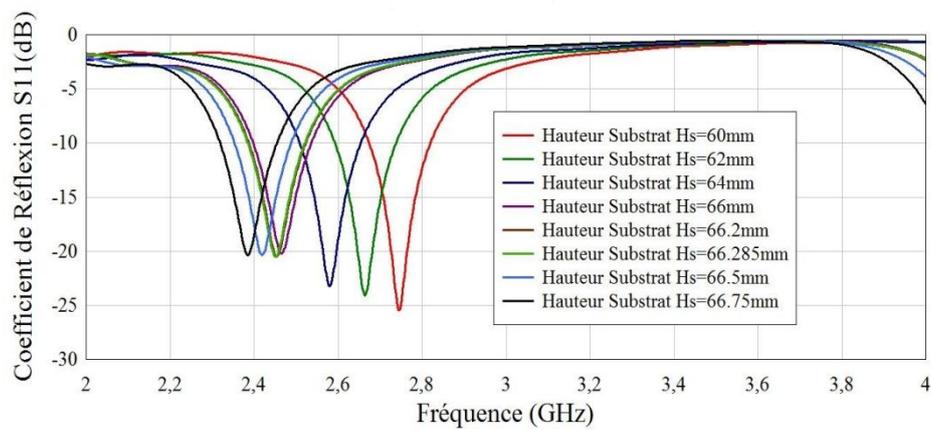


Figure IV-7: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

➤  $R_t=51\text{mm}$

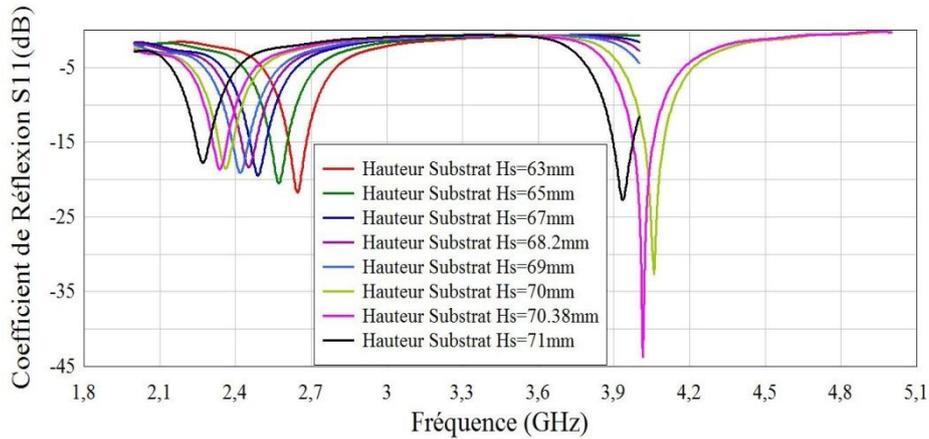


Figure IV-8: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

➤  $R_t=54\text{mm}$

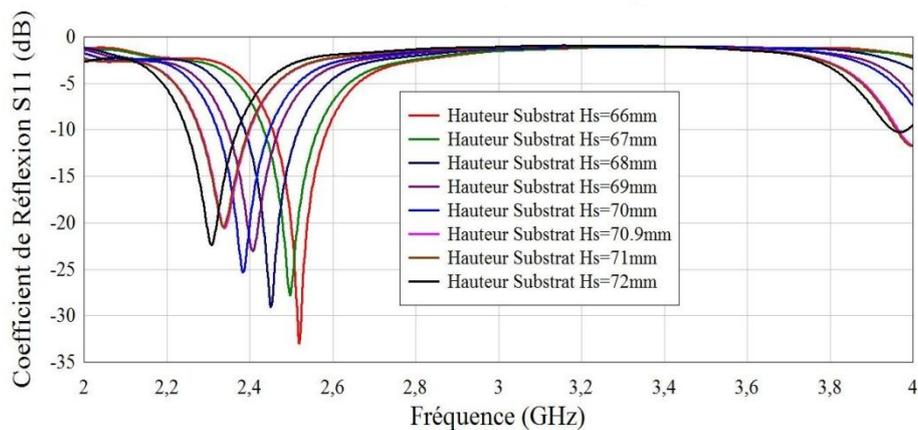


Figure IV-9: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

D'après les résultats obtenus on remarque que plus on augmente le rayon du trou  $R_t$  dans le plan de masse plus la fréquence de résonance diminue. Ensuite pour chaque  $R_t$  fixé plus on augmente la hauteur des plaquettes de substrat formant la pyramide  $H_s$  plus la fréquence de résonance diminue jusqu'à en avoir les fréquences des deux applications Bluetooth  $f=2.45\text{ GHz}$  et SDARS  $f=2.339\text{GHz}$ . Par exemple dans le cas où  $R_t=48\text{mm}$ , pour  $H_s=66.285\text{mm}$  on a pu avoir  $f=2.452\text{GHz}$  (fréquence Bluetooth), et aussi dans le cas

où  $R_t=51\text{mm}$  pour  $H_s=68.2\text{mm}$  on a eu  $f=2.452\text{GHz}$  et pour  $H_s=70.38\text{mm}$  on a eu  $f=2.339\text{GHz}$  (fréquence SDARS), et enfin dans le cas où  $R_t=54\text{mm}$  pour  $H_s=68\text{mm}$  on a eu  $f= 2.45\text{GHz}$  et pour  $H_s=70.9\text{mm}$  on a eu  $f=2.338\text{ GHz}$ .

#### IV.2.2.2 Variation de la hauteur $H_c$

Dans une deuxième étape, on a varié la hauteur de surélévation  $H_c$  de l'antenne, les valeurs de  $R_t$  et  $H_s$  sont respectivement  $33\text{mm}$  et  $44.4\text{mm}$ . Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau suivant :

$H_c(\text{mm})$	6	8	10	12	14	16	18	20	22
Fréquence de résonanc (GHz)	3.74	3.59	3.478	3.378	3.258	3.164	3.072	2.986	2.896
Coefficient de réflexion (dB)	-51.38	-34.36	-32.83	-29.52	-26	-20.81	-17.15	-14.51	-12.35

Tableau IV-9: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs  $H_c$

La figure suivante présente les variations du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les différentes valeurs de  $H_c$ .

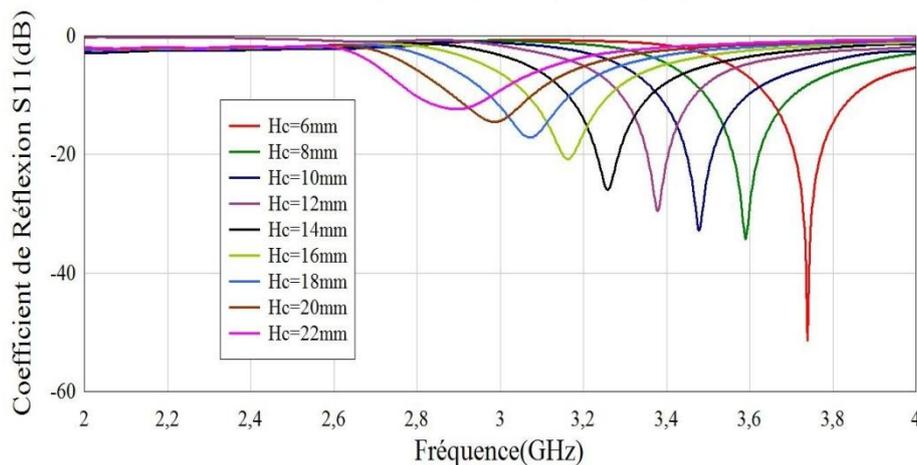


Figure IV-10: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs  $H_c$

D'après les résultats obtenus on remarque que pour une hauteur  $H_c=6\text{mm}$  on a un pic de résonance inférieure à  $-50\text{dB}$ , et une bande passante presque la même que pour la hauteur  $H_c=10\text{mm}$ , et plus on augmente cette hauteur plus l'adaptation de l'antenne diminue ainsi que la fréquence de résonance, par contre la bande passante augmente.

### IV.3 Antenne Pyramidale pour les Application WLAN et Wimax mobile

#### IV.3.1 Géométrie de l'antenne

L'antenne pyramidale proposée par S.Hebib contient des éléments rayonnants qui sont des fils métalliques placés sur les quatre faces de la pyramide, cette pyramide se pose sur un plan de masse avec une perforation au milieu de rayon  $R_t$ . des plaquettes de substrat diélectrique sur les quelles sont imprimés les éléments rayonnants se sont des triangles de hauteur  $H_s$ , un angle  $\theta$  se forme entre le plan de masse et ces triangles. Afin de limiter le rayonnement parasite, un guide d'onde métallique sous coupure, ouvert est placé derrière l'antenne.

Une hauteur  $H_c$  est insérée dans l'antenne, entre les plaquettes formant la pyramide et le substrat des lignes d'alimentation et aussi une troncature carrée de largeur  $L_c$  est insérée au niveau du sommet de l'antenne (figureIV-11).

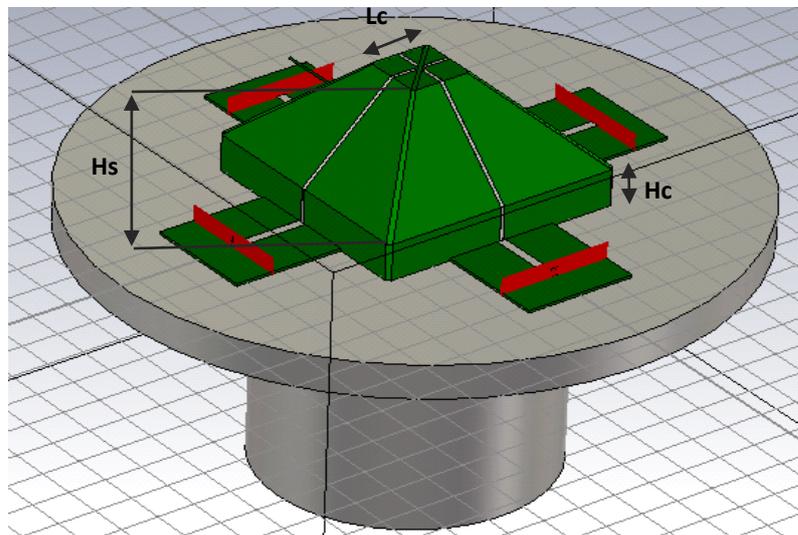


Figure IV-11: Géométrie de l'antenne pyramidale

Le but est de faire en sorte que l'antenne pyramidale modifiée puisse répondre au cahier de charges présenté ci-dessous :

### IV.3.2 Cahiers de charges

#### WLAN

-Fréquences centrales :

$$f_1 = 5.25 \text{ GHz.}$$

$$f_2 = 5.6 \text{ GHz.}$$

$$f_3 = 5.775 \text{ GHz.}$$

-Bandes passantes pour un coefficient de réflexion inférieur à -10dB :

BP1= [5150-5350] MHz commune aux deux normes Hiperlan et IEEE,

BP2= [5475-5725] MHz (Hiperlan) et BP3= [5725-5825] MHz (IEEE).

-Polarisation linéaire.

-Diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal.

#### WIMAX mobile

-Bande de fréquence [5.47-5.725] GHz  $f = 5.6 \text{ GHz.}$

-Polarisation linéaire.

-Adaptation inférieure à -10dB sur toute la bande.

-Rayonnement sectoriel en azimut.[4]

On a varié la hauteur  $H_c$  de 4mm à 22mm, les résultats obtenus pour les fréquences de résonance et les coefficients de résonance sont présentés dans le tableau **IV-10** et figure **IV-12** :

Hauteur $H_c$ (mm)	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22
Fréquence de Résonance(GHz)	4.2	4.04	3.89	3.75	3.62	3.5	3.38	3.28	3.18	3.09
Coefficient de Réflexion S11 (dB)	-43	-39	-35.4	-36.5	-36.2	-26.85	-22.7	-19.65	-17.2	-15.04

**Tableau IV-10: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs  $H_c$**

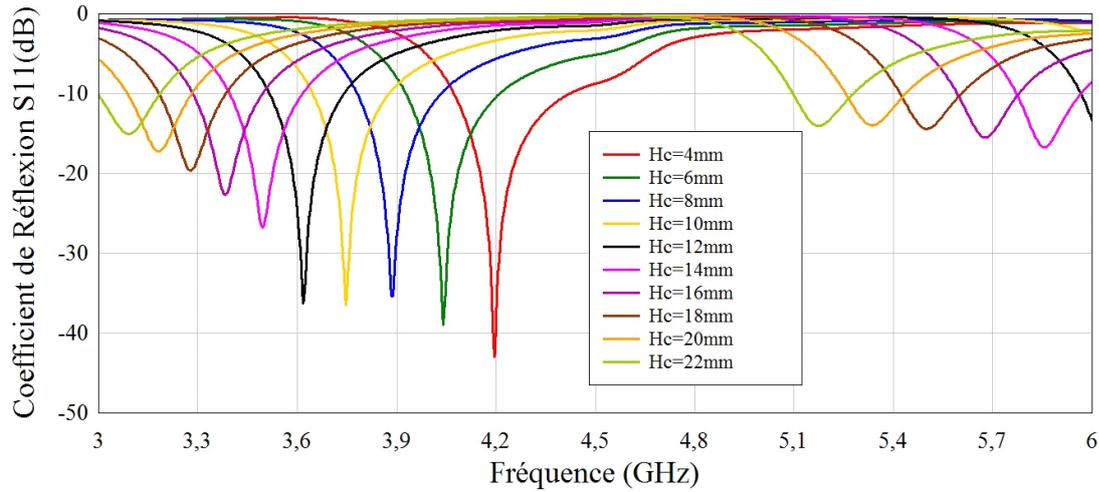


Figure IV-12: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs  $H_c$

A travers les résultats ci-dessus, les fréquences de résonances obtenues ne répondent pas aux cahiers de charges sus-cités. Pour cela nous avons fixé la hauteur  $H_c$ , puis varié la hauteur  $H_s$  afin d'avoir les résultats désirés.

### IV.3.3 Etude paramétrique

#### IV.3.3.1 Hauteur $H_c=4mm$

Hauteur $H_s$ (mm)	22	23	24	25	26	27	28	29
Fréquence de Résonance (GHz)	5.9	5.73	5.59	5.45	5.29	5.15	5.04	4.93
Coefficient de Réflexion $S_{11}$ (dB)	-33.6	-26.6	-23.8	-23.72	-22.5	-21.3	-19.55	-18.12

Tableau IV-11: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

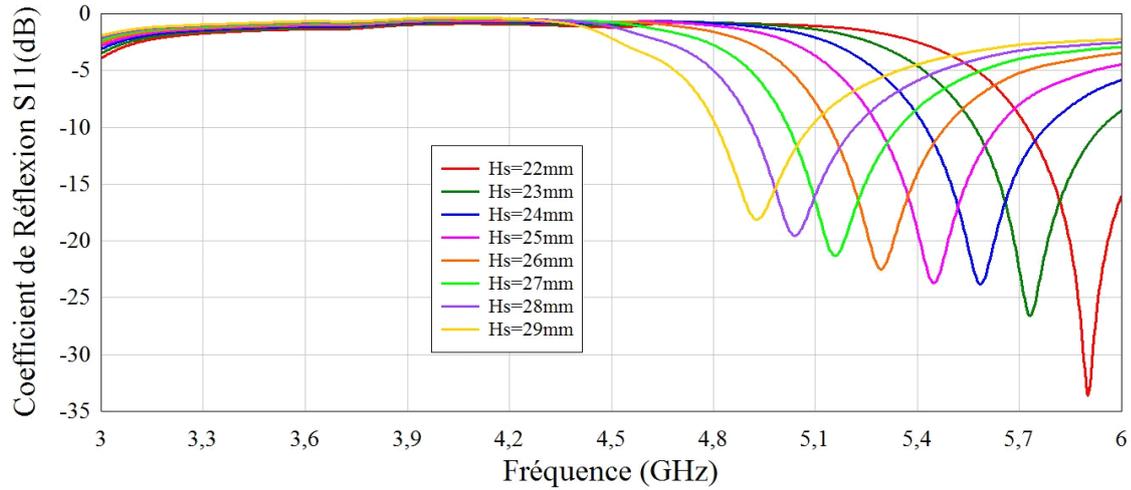


Figure IV-13: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs

**IV.3.3.1.1 Hc=4mm, fréquence WLAN = 5.775GHz**

Hauteur Hs(mm)	22.5	22.6	22.7	<b>22.8</b>	22.9	23
Fréquence de Résonance (GHz)	5.83	5.8	5.78	<b>5.775</b>	5.75	5.73
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-31.9	-31	-30.4	<b>-29.05</b>	-27.9	-26.6

Tableau IV-12: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs

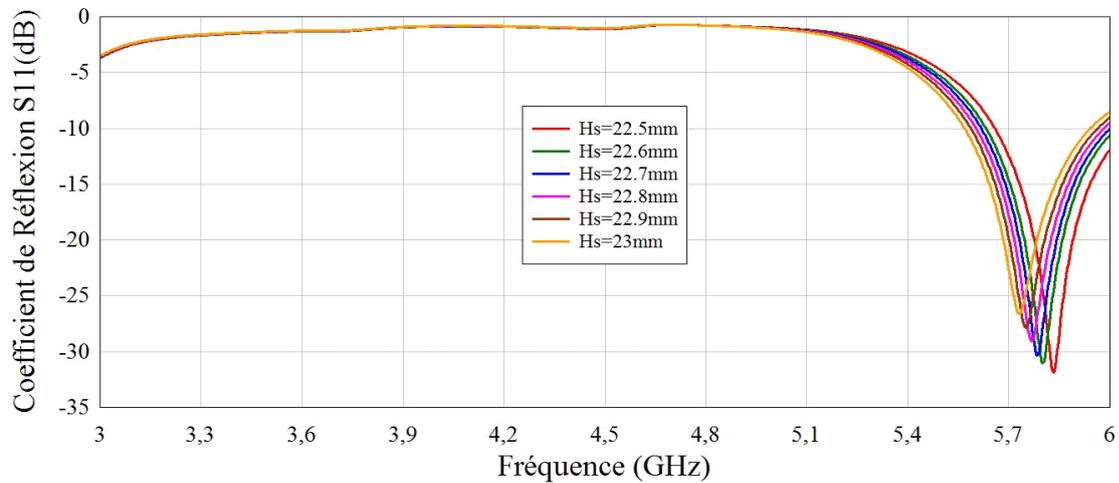
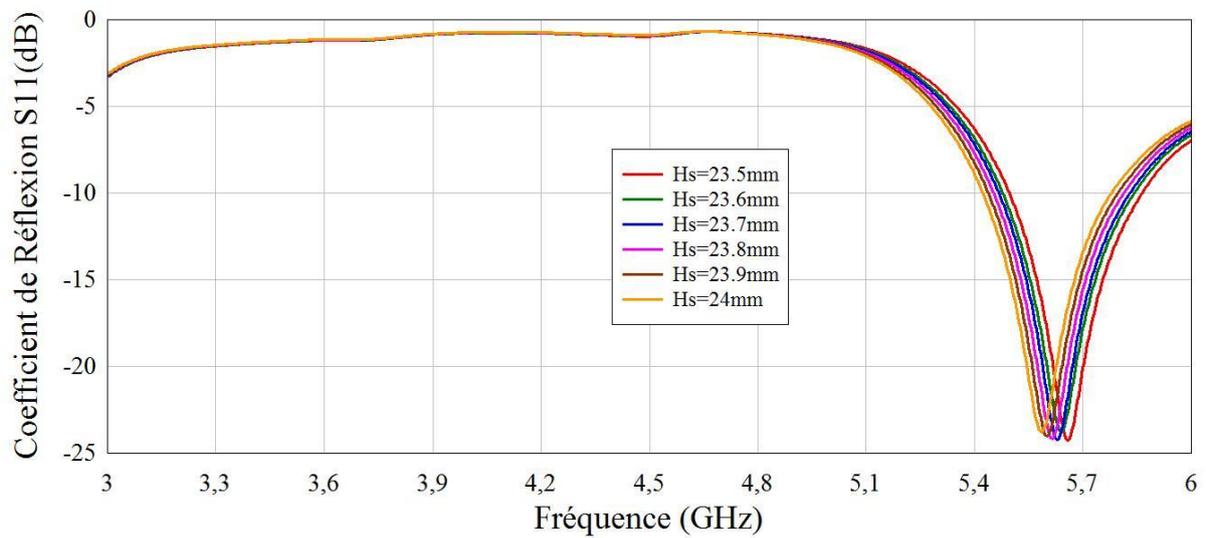


Figure IV-14: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs

**IV.3.3.1.2 Hc=4mm, fréquence WLAN = 5.6GHz**

Hauteur Hs(mm)	23.5	23.6	23.7	23.8	<b>23.9</b>	24
Fréquence de Résonance (GHz)	5.66	5.64	5.63	5.62	<b>5.6</b>	5.58
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-24.25	-23.757	-24.23	-24.15	<b>-24</b>	-23.8

*Tableau IV-13: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs*



*Figure IV-15: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs*

**IV.3.3.1.3 Hc=4mm, fréquence WLAN = 5.25GHz**

Hauteur Hs(mm)	26	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5	<b>26.6</b>	26.7
Fréquence de Résonance (GHz)	5.33	5.31	5.3	5.29	5.28	5.26	<b>5.25</b>	5.23
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-23.2	-22.44	-22.9	-22.57	-22.95	-22.65	<b>-22.4</b>	-22.37

*Tableau IV-14: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs*

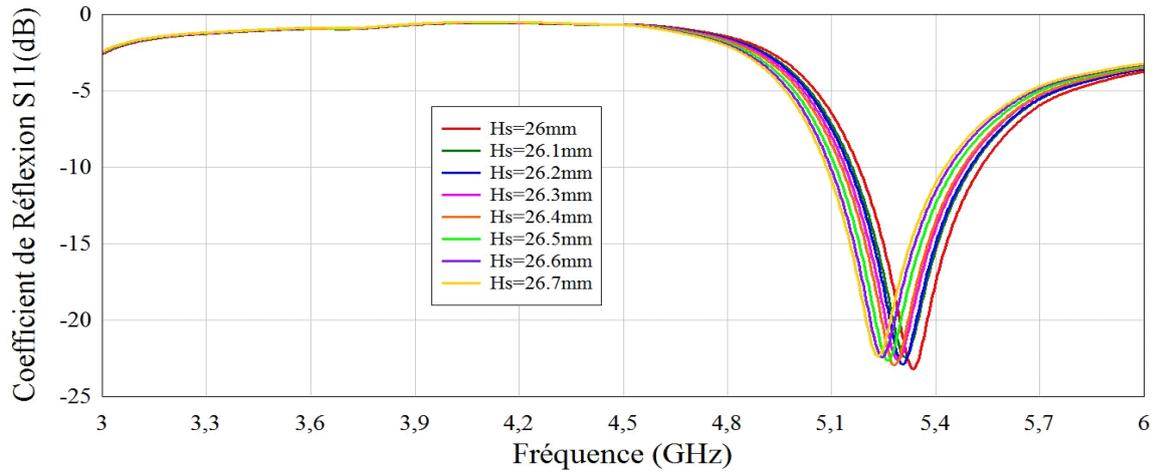


Figure IV-16: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs

**IV.3.3.2 Hauteur Hc=6mm**

Hauteur Hs(mm)	21	22	23	24	25	26	27	28
Fréquence de Résonance (GHz)	5.769	5.62	5.48	5.32	5.18	5.06	4.96	4.83
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-27.85	-40.3	-47.75	-34	-27.62	-24.42	-21.6	-20.15

Tableau IV-15: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs

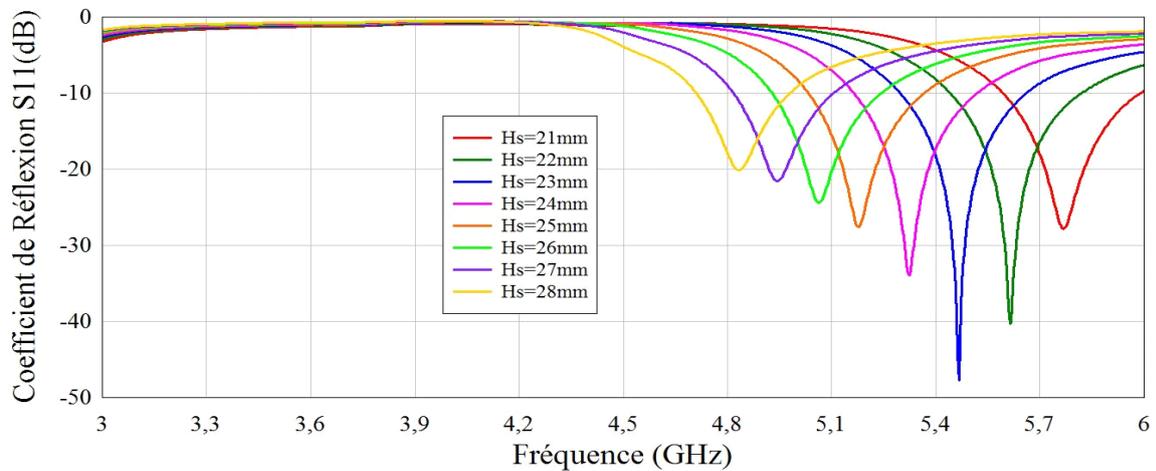
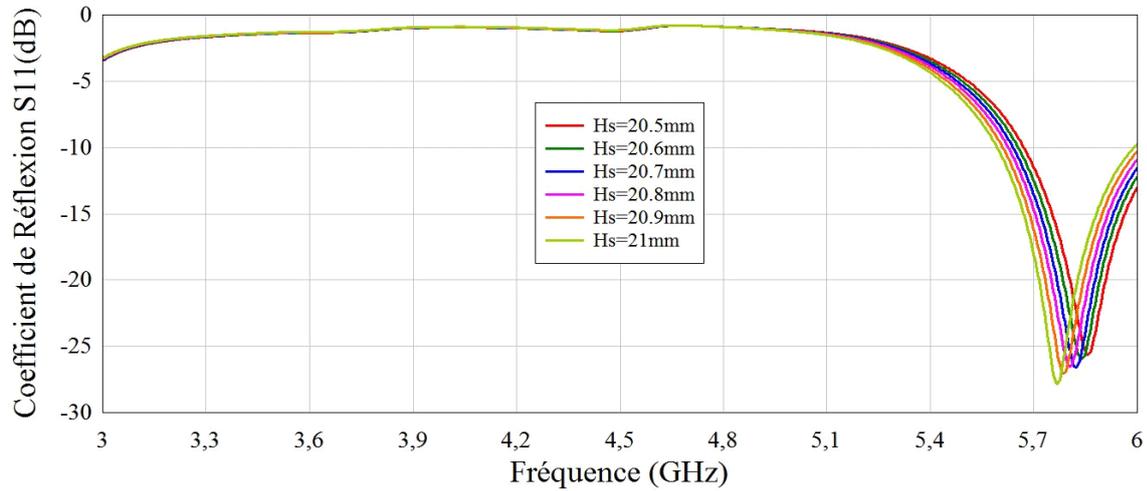


Figure IV-17: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs

**IV.3.3.2.1 Hc=6mm, fréquence WLAN = 5.775GHz**

Hauteur Hs(mm)	20.5	20.6	20.7	20.8	20.9	<b>21</b>
Fréquence de Résonance (GHz)	5.856	5.84	5.82	5.804	5.79	<b>5.77</b>
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-25.64	-25.98	-26.6	-26.52	-27.05	<b>-27.85</b>

*Tableau IV-16: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs*



*Figure IV-18: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs*

**IV.3.3.2.2 Hc=6mm, fréquence WLAN = 5.6GHz**

Hauteur Hs(mm)	22	<b>22.1</b>	22.2	22.3	22.4	22.5
Fréquence de Résonance (GHz)	5.61	<b>5.6</b>	5.59	5.57	5.56	5.54
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-40.3	<b>-44.3</b>	-46.2	-44.715	-47.32	-49.43

*Tableau IV-17: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs*

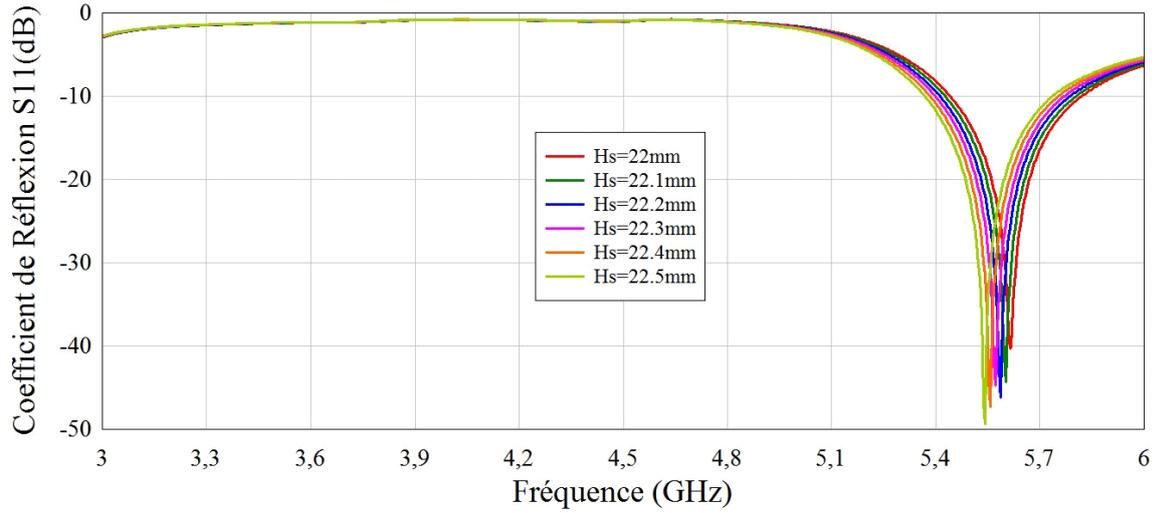


Figure IV-19: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

**IV.3.3.2.3  $H_c=6mm$ , fréquence WLAN = 5.25GHz**

Hauteur $H_s$ (mm)	24	24.1	24.2	24.3	24.4	<b>24.5</b>	24.6
Fréquence de Résonance (GHz)	5.325	5.31	5.295	5.28	5.27	<b>5.25</b>	5.245
Coefficient de Réflexion $S_{11}$ (dB)	-33.95	-34.4	-33.5	-32.6	-31.85	<b>-30.72</b>	-31.05

Tableau IV-18: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

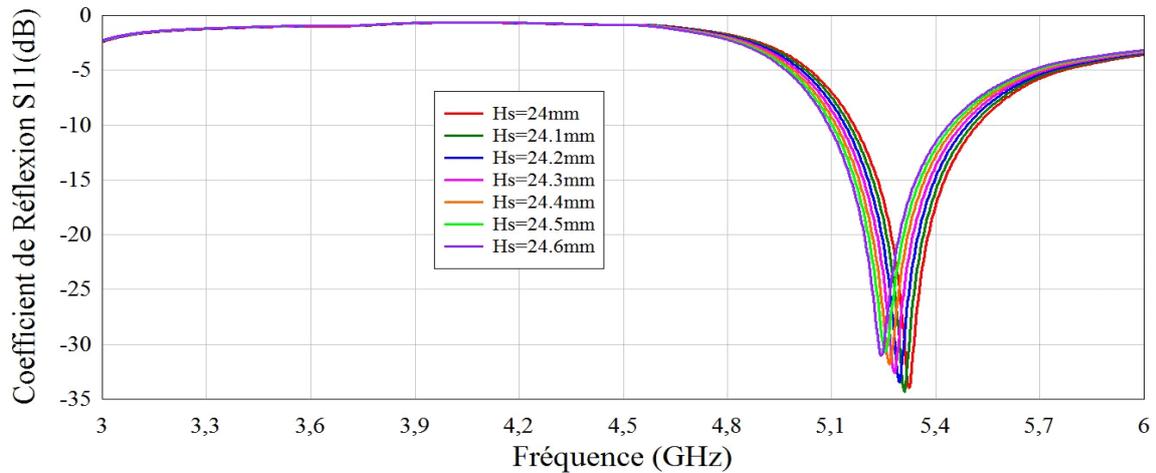
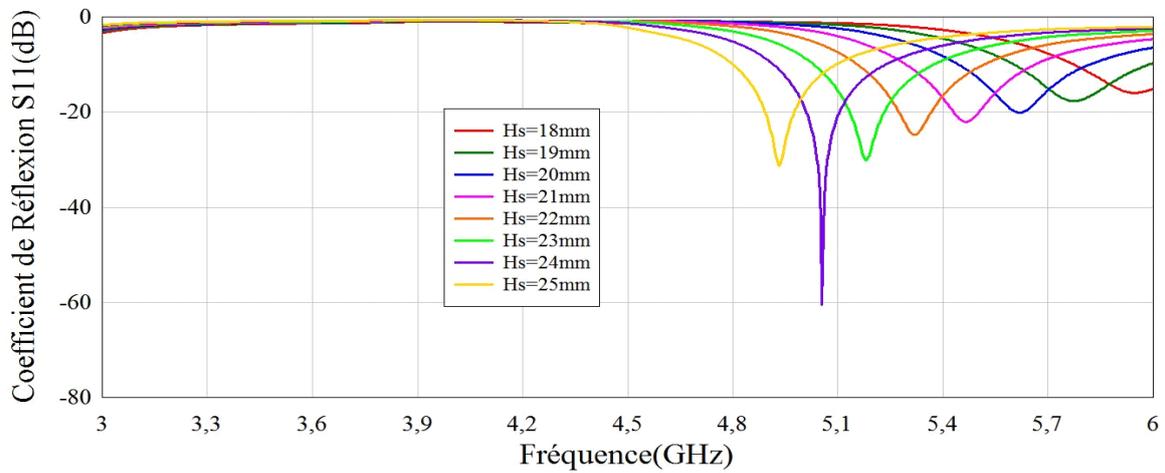


Figure IV-20: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

**IV.3.3.3 Hauteur  $H_c=8mm$**

Hauteur $H_s$ (mm)	18	19	20	21	22	23	24	25
Fréquence de Résonance (GHz)	5.95	5.77	5.62	5.47	5.32	5.18	5.05	4.93
Coefficient de Réflexion $S_{11}$ (dB)	-15.97	-17.68	-20.14	-22.07	-24.82	-30.18	-60.6	-31.3

*Tableau IV-19: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$*



*Figure IV-21: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$*

**IV.3.3.3.1  $H_c=8mm$ , fréquence WLAN = 5.775GHz**

Hauteur $H_s$ (mm)	18.5	18.6	18.7	18.8	18.9	<b>19</b>
Fréquence de Résonance (GHz)	5.865	5.848	5.83	5.81	5.79	<b>5.775</b>
Coefficient de Réflexion $S_{11}$ (dB)	-16.84	-16.995	-17.14	-17.385	-17.597	<b>-17.68</b>

*Tableau IV-20: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$*

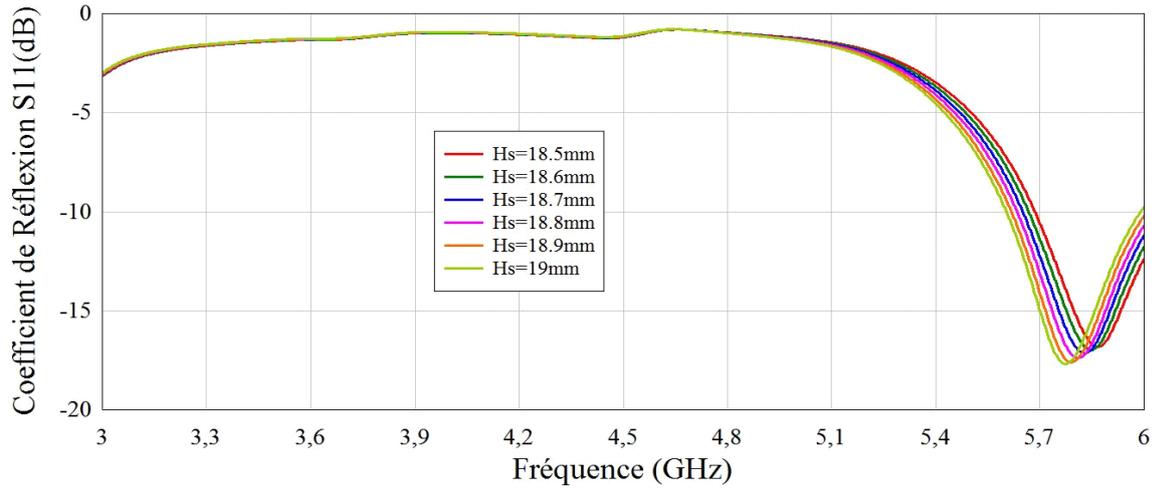


Figure IV-22: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

**IV.3.3.3.2  $H_c=8mm$ , fréquence WLAN = 5.6GHz**

Hauteur $H_s$ (mm)	20	<b>20.1</b>	20.2	20.3	20.4	20.5
Fréquence de Résonance (GHz)	5.62	<b>5.6</b>	5.59	5.571	5.56	5.54
Coefficient de Réflexion $S_{11}$ (dB)	-20.136	<b>-20.342</b>	-20.68	-20.862	-20.84	-21.04

Tableau IV-21: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

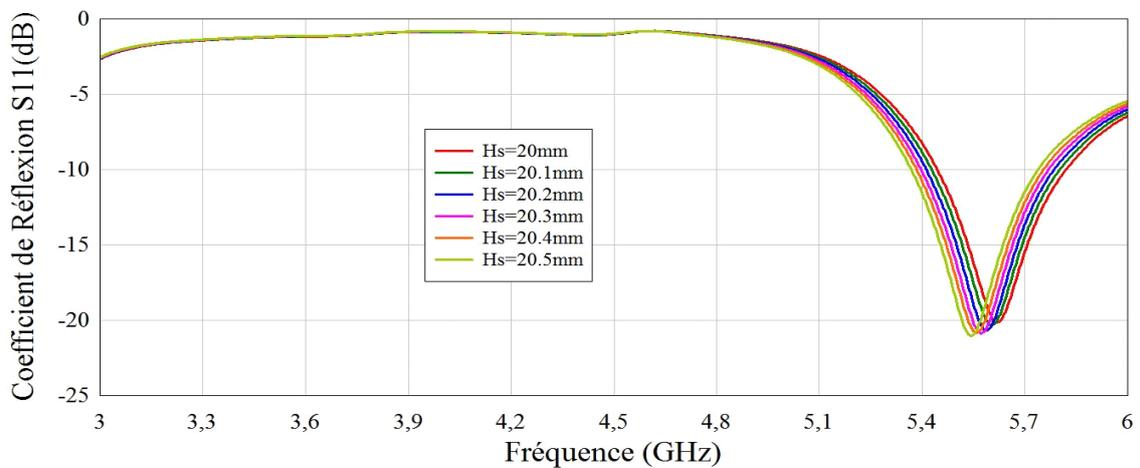
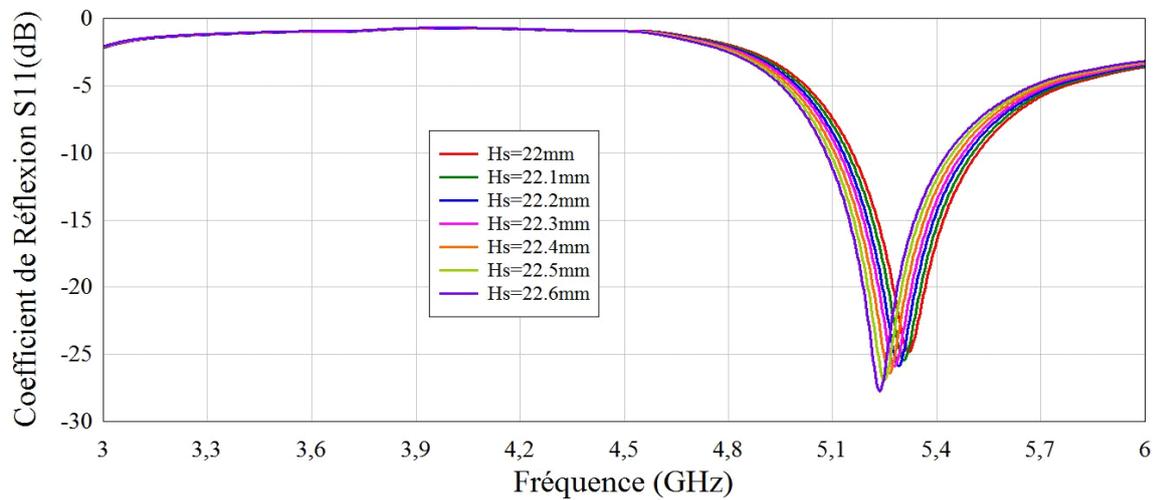


Figure IV-23: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

**IV.3.3.3 Hc=8mm, fréquence WLAN = 5.25GHz**

Hauteur Hs(mm)	22	22.1	22.2	22.3	22.4	<b>22.5</b>	22.6
Fréquence de Résonance (GHz)	5.32	5.3	5.29	5.28	5.262	<b>5.25</b>	5.24
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-24.82	-25.41	-25.835	-25.9	-26.4	<b>-26.94</b>	-27.8

*Tableau IV-22: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs*



*Figure IV-24: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs*

**IV.3.3.4 Hauteur Hc=10mm**

Hauteur Hs(mm)	16	17	18	19	20	21	22	23
Fréquence de Résonance (GHz)	5.96	5.78	5.63	5.47	5.32	5.18	5.05	4.93
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-12.4	-13.51	-14.77	-15.87	-17.31	-19.45	-22.55	-27

*Tableau IV-23: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs*

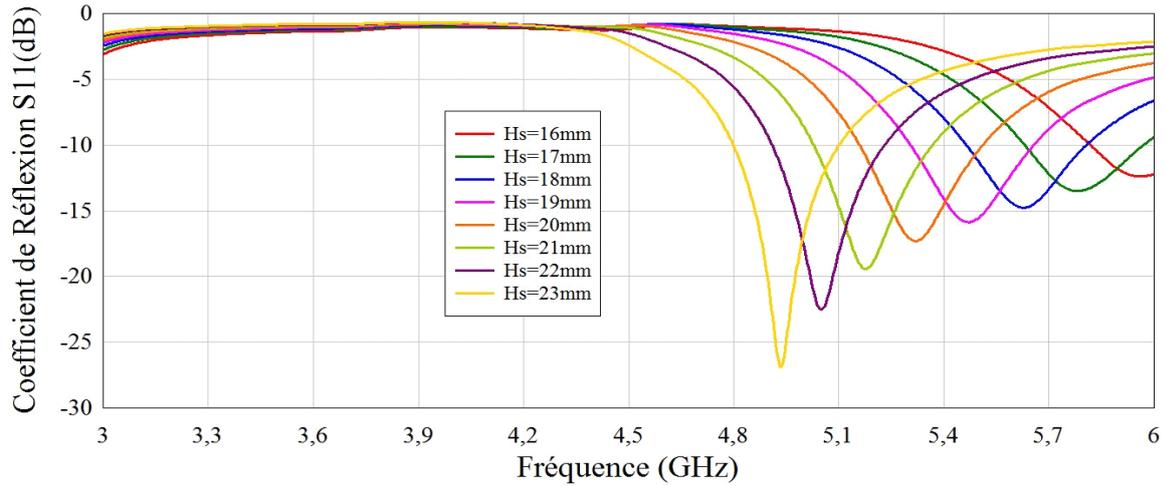


Figure IV-25: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

IV.3.3.4.1  $H_c=10mm$ , fréquence WLAN = 5.775GHz

Hauteur $H_s$ (mm)	17	<b>17.1</b>	17.2	17.3	17.4	17.5
Fréquence de Résonance (GHz)	5.79	<b>5.77</b>	5.75	5.74	5.72	5.7
Coefficient de Réflexion $S_{11}$ (dB)	-13.54	<b>-13.72</b>	-13.86	-14	-14.15	-14.315

Tableau IV-24: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

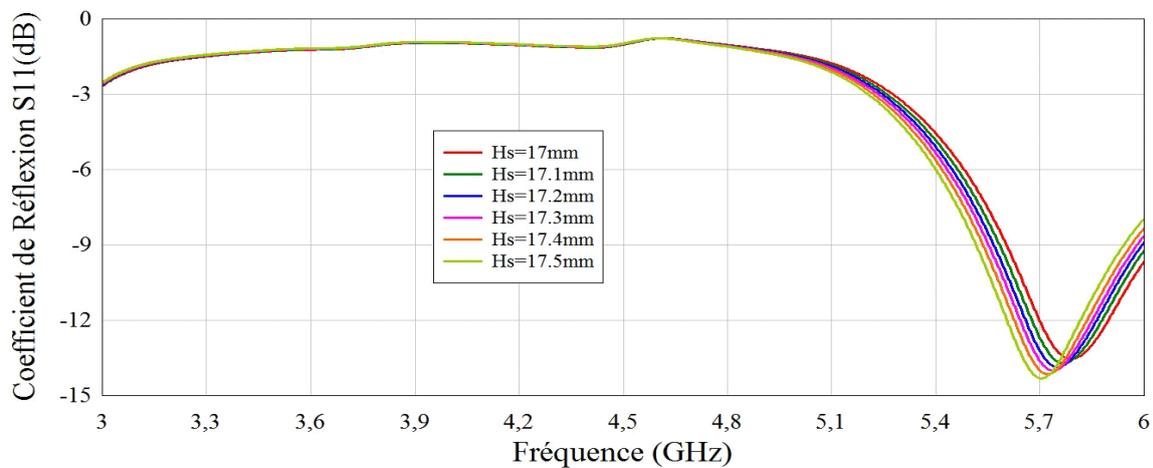
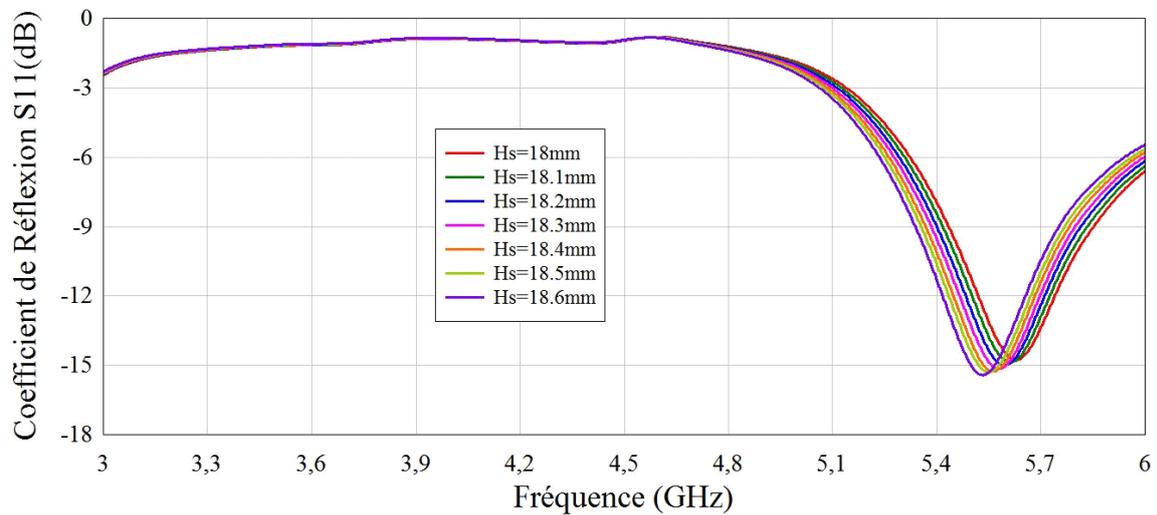


Figure IV-26: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

**IV.3.3.4.2 Hc=10mm, fréquence WLAN = 5.6GHz**

Hauteur Hs(mm)	18	18.1	<b>18.2</b>	18.3	18.4	18.5	18.6
Fréquence de Résonance (GHz)	5.625	5.61	<b>5.6</b>	5.58	5.56	5.55	5.53
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-14.77	-14.88	<b>-15</b>	-15.15	-15.27	-15.3	-15.43

*Tableau IV-25: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs*



*Figure IV-27: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs*

**IV.3.3.4.3 Hc=10mm, fréquence WLAN = 5.25GHz**

Hauteur Hs(mm)	20.3	20.4	<b>20.5</b>	20.6	20.7	20.8	20.9	21
Fréquence de Résonance (GHz)	5.27	5.26	<b>5.25</b>	5.23	5.215	5.21	5.2	5.18
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-17.95	-18.02	<b>-18.24</b>	-18.5	-18.78	-18.89	-19.14	-19.45

*Tableau IV-26: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs*

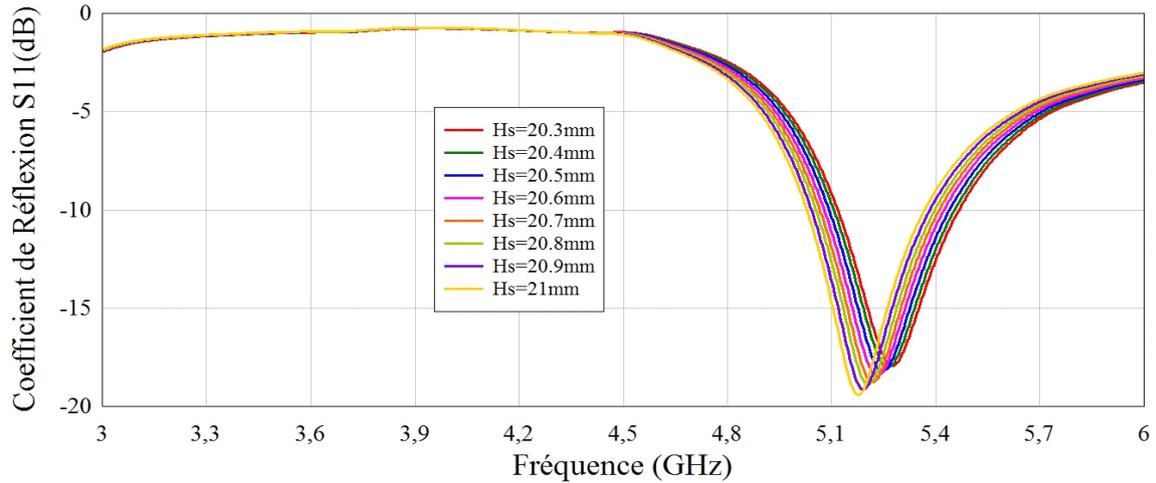


Figure IV-28: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

**IV.3.3.5 Hauteur  $H_c=12mm$**

Hauteur $H_s$ (mm)	14	15	16	17	18	19	20	21
Fréquence de Résonance (GHz)	5.99	5.796	5.64	5.48	5.33	5.185	5.05	4.93
Coefficient de Réflexion $S_{11}$ (dB)	-10.52	-11.265	-12.14	-12.94	-13.93	-15.2	-16.92	-18.97

Tableau IV-27: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

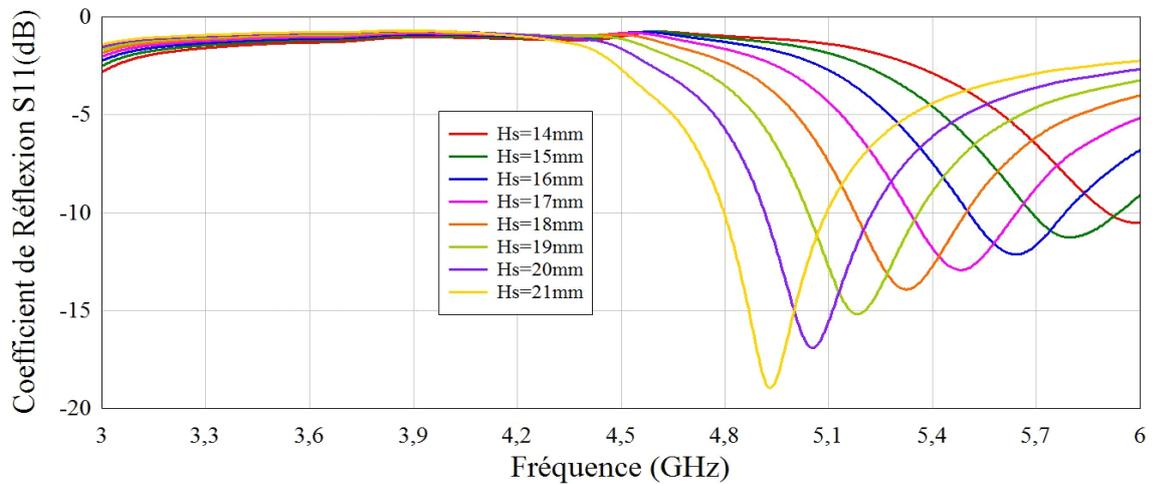
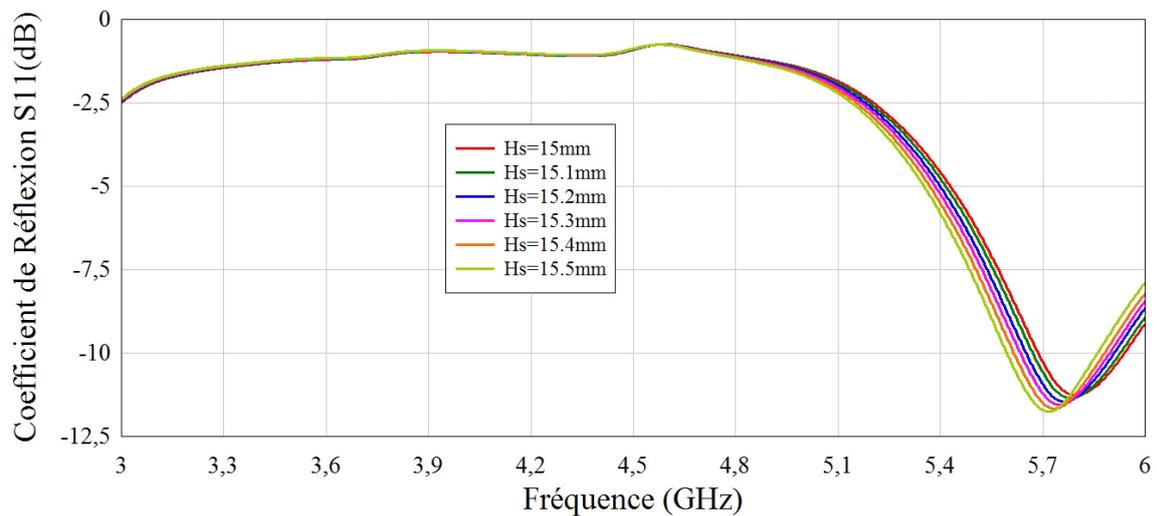


Figure IV-29: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

**IV.3.3.5.1 Hc=12mm, fréquence WLAN = 5.775GHz**

Hauteur Hs(mm)	15	<b>15.1</b>	15.2	15.3	15.4	15.5
Fréquence de Résonance (GHz)	5.8	<b>5.778</b>	5.765	5.75	5.74	5.72
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-11.265	<b>-11.352</b>	-11.46	-11.56	-11.67	-11.755

**Tableau IV-28: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs**



**Figure IV-30: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs**

**IV.3.3.5.2 Hc=12mm, fréquence WLAN = 5.6GHz**

Hauteur Hs(mm)	16	16.1	16.2	<b>16.3</b>	16.4	16.5
Fréquence de Résonance (GHz)	5.64	5.625	5.61	<b>5.6</b>	5.575	5.56
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-12.14	-12.21	-12.285	<b>-12.37</b>	-12.445	-12.53

**Tableau IV-29: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs**

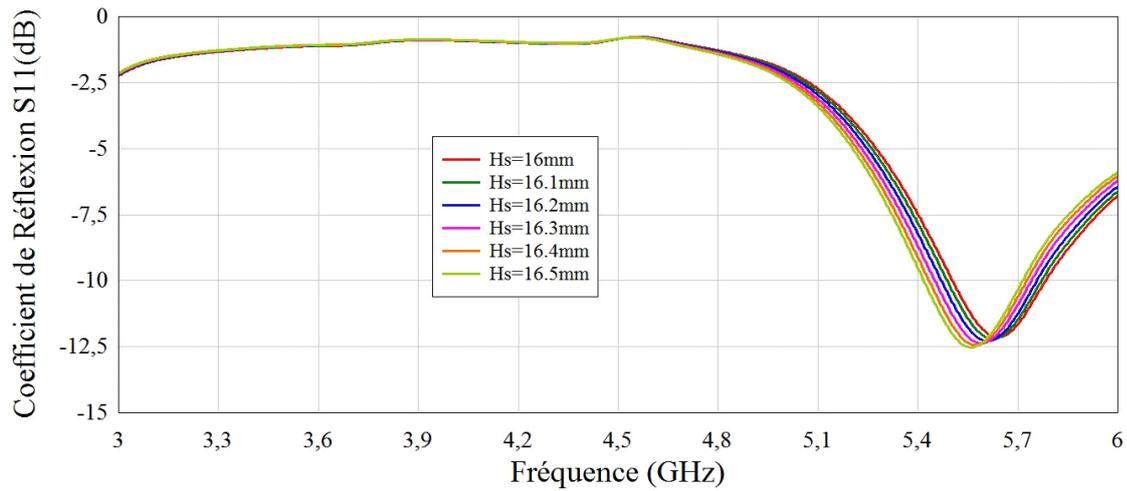


Figure IV-31: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs

IV.3.3.5.3 Hc=12mm, fréquence WLAN = 5.25GHz

Hauteur Hs(mm)	18.4	<b>18.5</b>	18.6	18.7	18.8	18.9
Fréquence de Résonance (GHz)	5.27	<b>5.25</b>	5.24	5.225	5.21	5.2
Coefficient de Réflexion S11(dB)	-14.39	<b>-14.51</b>	-14.63	-14.79	-14.92	-15.05

Tableau IV-30: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat Hs

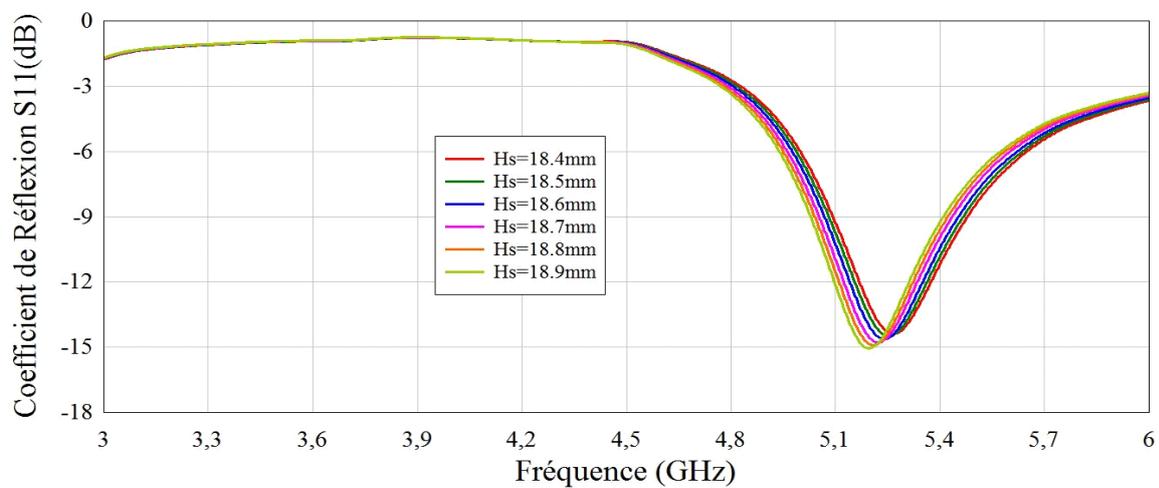


Figure IV-32: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat Hs

En prenant plusieurs valeurs de la surélévation  $H_c$  insérée au niveau de la pyramide, et en variant la hauteur des plaquettes du substrat triangulaire formant la pyramide  $H_s$  on a pu avoir les trois fréquences du WLAN ainsi que le Wimax mobile correspondant à notre cahier de charges présenté auparavant.

La figure IV-33 représente l'évolution des diagrammes de rayonnement pour des hauteurs de  $H_c$  allant de 4mm à 12mm pour les trois fréquences  $f=5.775\text{GHz}$ ,  $f=5.6\text{GHz}$ ,  $f=5.25\text{GHz}$  :

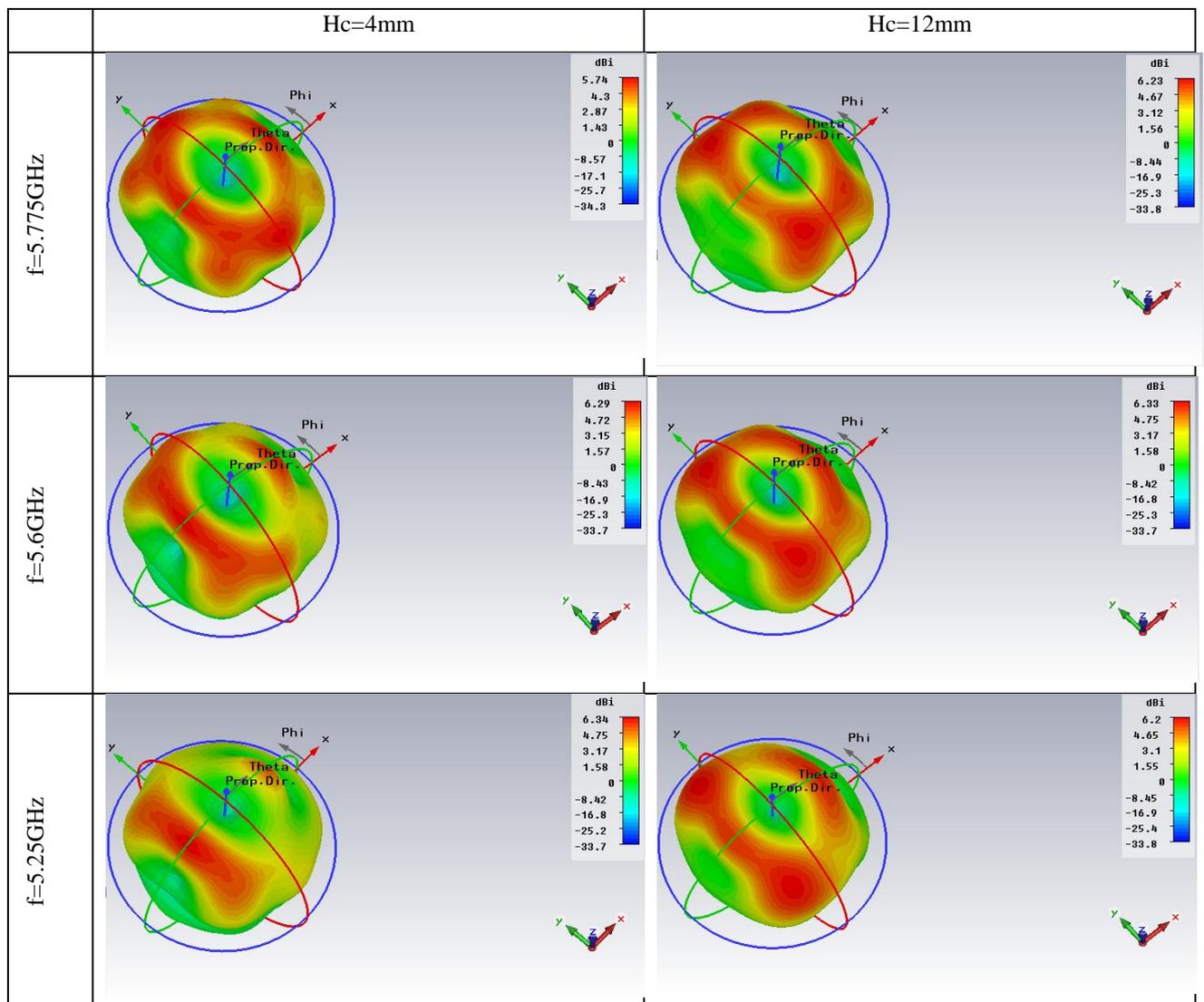


Figure IV-33: Diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences et hauteurs  $H_c$

D'après ces diagrammes de rayonnement obtenus, on remarque que pour la plus haute fréquence  $f=5.775\text{GHz}$  on a un rayonnement plus au moins uniforme en forme d'anneau s'approchant du rayonnement dipolaire pour toutes les hauteurs  $H_c$ . Par contre pour les deux autres fréquences  $f=5.6\text{GHz}$  et  $f=5.25\text{GHz}$ , le rayonnement s'uniformise on augmentant la hauteur  $H_c$ , et la valeur du maximum de rayonnement en dBi est autour de 5 à 6 dBi pour tous les diagrammes.

La figure IV-34 représente l'évolution du rapport axial pour des hauteurs de  $H_c$  allant de 4mm à 12mm pour les trois fréquences  $f=5.775\text{GHz}$ ,  $f=5.6\text{GHz}$ ,  $f=5.25\text{GHz}$  :

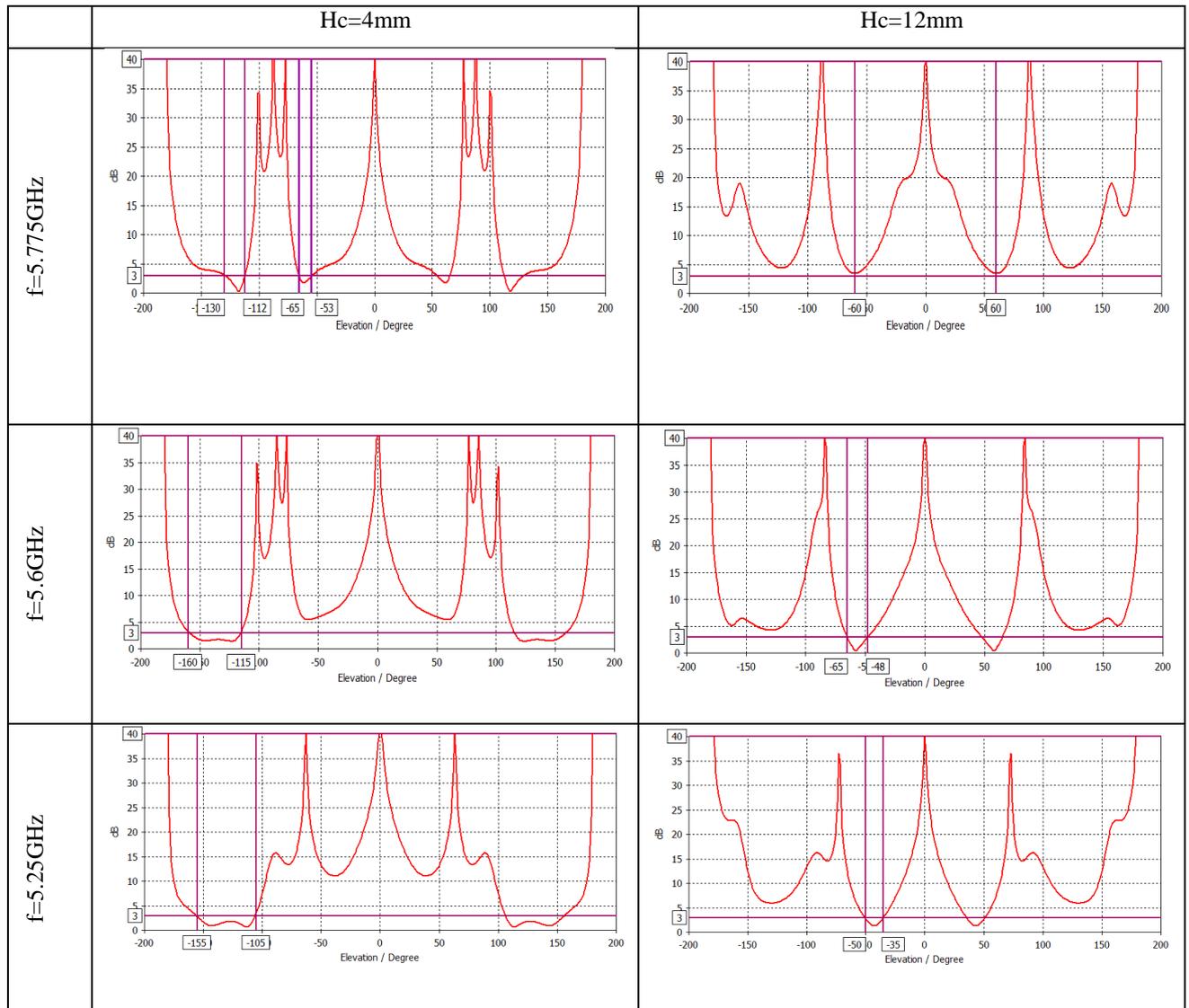


Figure IV-34: Rapport axial pour différentes fréquences et hauteurs  $H_c$

Selon les diagrammes du rapport axial obtenus on remarque que pour :

- $H_c=4\text{mm}$  et  $f=5.775\text{GHz}$  la polarisation est linéaire sauf pour les intervalles  $\theta = [53 - 65]$  degrés et  $\theta = [112 - 130]$  degrés et leurs symétries en valeurs négatives, où les valeurs en dB sont inférieures à 3dB ce qui représente une polarisation circulaire. En augmentant  $H_c$  jusqu'à 12mm la polarisation est totalement linéaire.
- $H_c=4\text{mm}$  et  $f=5.6\text{GHz}$  la polarisation est linéaire sauf pour l'intervalle  $\theta = [115 - 160]$  degrés et son symétrique en valeur négative, où les valeurs en dB sont inférieures à 3dB (polarisation circulaire) et en augmentant  $H_c$  à 12mm cet intervalle se déplace à  $\theta = [48 - 65]$  degrés et son symétrique en valeur négative
- $H_c=4\text{mm}$  et  $f=5.25\text{GHz}$  la polarisation est linéaire sauf pour l'intervalle  $\theta = [105 - 155]$  degrés et son symétrique en valeur négative, où les valeurs en dB sont inférieures à 3dB (polarisation circulaire) et en augmentant  $H_c$  à 12mm cet intervalle se déplace à  $\theta = [35 - 50]$  degrés et son symétrique en valeur négative.

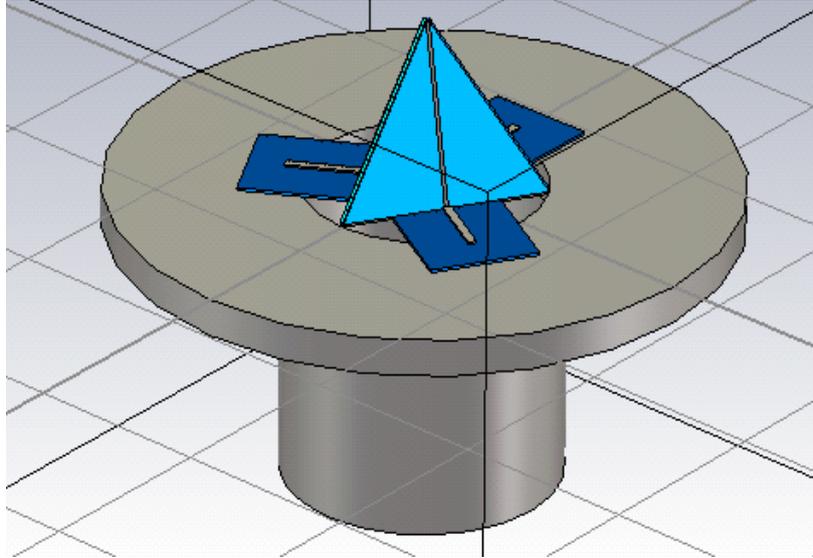
#### ***IV.4 Antenne Multi-bande Pyramidale Tétraédrique***

##### ***IV.4.1 Géométrie de l'antenne***

L'antenne pyramidale proposée par S.Hebib contient des éléments rayonnants qui sont des fils métalliques placés sur les quatre faces de la pyramide, cette pyramide se pose sur un plan de masse avec une perforation au milieu de rayon  $R_t$ . des plaquettes de substrat diélectrique sur les quelles sont imprimés les éléments rayonnants se sont des triangles de hauteur  $H_s$ , un angle  $\theta$  se forme entre le plan de masse et ces triangles. Afin de limiter le rayonnement parasite, un guide d'onde métallique sous coupure, ouvert est placé derrière l'antenne.

Le but de notre travail est d'étudier une antenne pyramidale qui s'inspire de celle présentée dans [4] et pour laquelle des modifications ont été apportées,

Les modifications apportées à cette antenne c'étaient de diminuer le nombre de faces formant la pyramide c'est à dire au lieu d'avoir une pyramide à quatre cotés on a un tétraèdre ce qui veut dire que l'antenne pyramidale modifiée est constituée de trois éléments rayonnants imprimés sur les trois faces de la pyramide. (Figure **IV-35**)



*Figure IV-35: Géométrie de l'antenne pyramidale tétraédrique*

#### ***IV.4.2 Etude paramétrique***

Une étude paramétrique sur l'antenne tétraédrique est effectuée. Tout d'abord le rayon  $R_t$  de la perforation dans le plan de masse varie de 33mm à 38mm. Ensuite pour chaque valeur de  $R_t$  fixée on a varié la hauteur  $H_s$  des plaquettes formant la pyramide, la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion sont déterminés pour chaque cas à l'aide du logiciel CST. Les variations des coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs de  $H_s$  sont présentées dans les figures IV-36, IV-37, IV-38 respectivement pour  $R_t=33\text{mm}$ , 36mm et 38mm. Les fréquences de résonances et les niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$  sont présentées dans les tableaux IV-31, IV-32, IV-33 respectivement pour  $R_t=33\text{mm}$ , 36mm, 38mm.

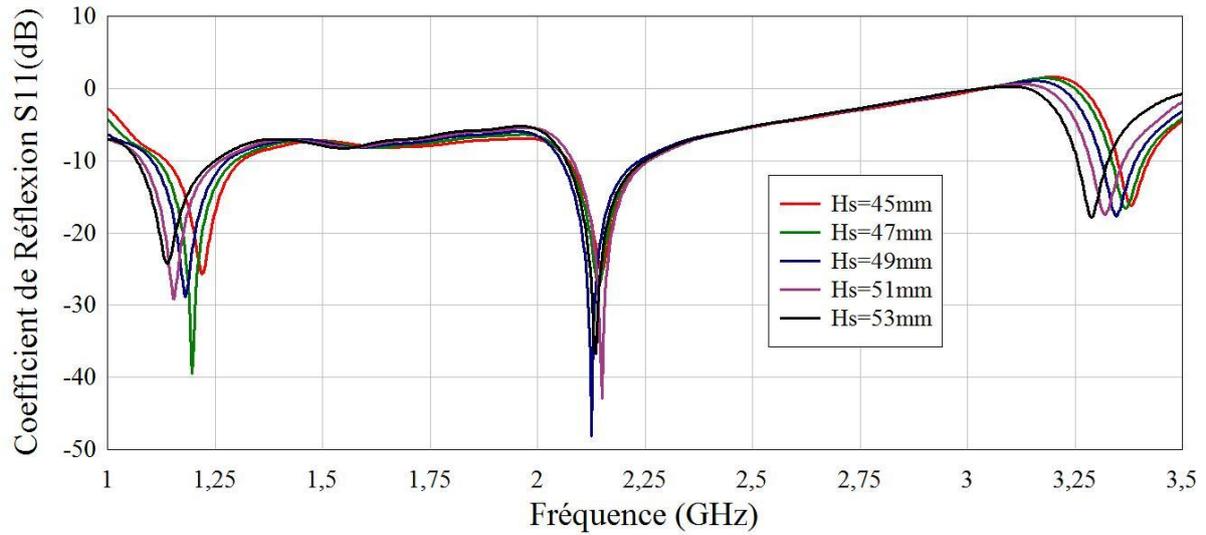


Figure IV-36: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

$H_s$ (mm)	45	47	49	51	53
Fréquence de résonance $f_1$ (GHz)	1.22	1.1975	1.1825	1.155	1.14
Coefficient de réflexion (dB)	-25.7618	-39.4881	-28.88	-29.22	-24.324
Fréquence de résonance $f_2$ (GHz)	2.15	2.1425	2.125	2.15	2.135
Coefficient de réflexion (dB)	-25.27	-27.585	-48.1753	-42.998	-36.7933
Fréquence de résonance $f_3$ (GHz)	3.38	3.3675	3.345	3.32	3.2875
Coefficient de réflexion (dB)	-16.22	-16.62	-17.68	-17.504	-17.83

Tableau IV-31: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$ ,  $R_t=33\text{mm}$

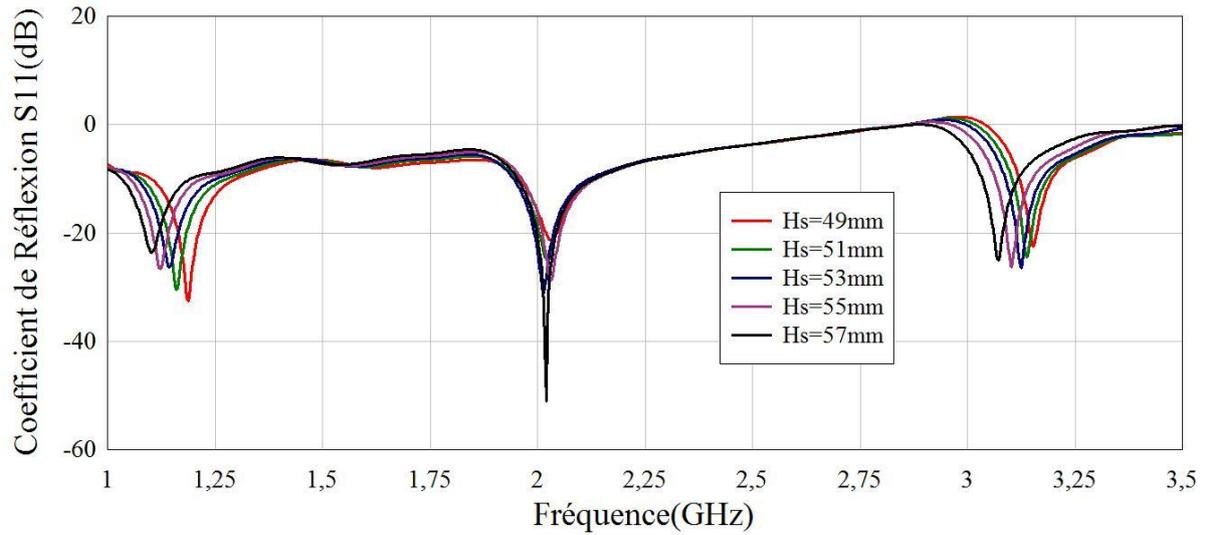


Figure IV-37: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

$H_s$ (mm)	49	51	53	55	57
Fréquence de résonance $f_1$ (GHz)	1.1875	1.16	1.45	1.1225	1.1025
Coefficient de réflexion (dB)	-32.57988	-30.4334	-26.345	-26.65	-23.73
Fréquence de résonance $f_2$ (GHz)	2.0325	2.0225	2.015	2.03	2.02
Coefficient de réflexion (dB)	-21.425	-25.176	-31.0836	-28.7896	-51.1044
Fréquence de résonance $f_3$ (GHz)	3.1525	3.1375	3.125	3.1025	3.0725
Coefficient de réflexion (dB)	-22.614	-24.727	-26.55	-26.31	-25.012

Tableau IV-32: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$ ,  $R_t=36\text{mm}$

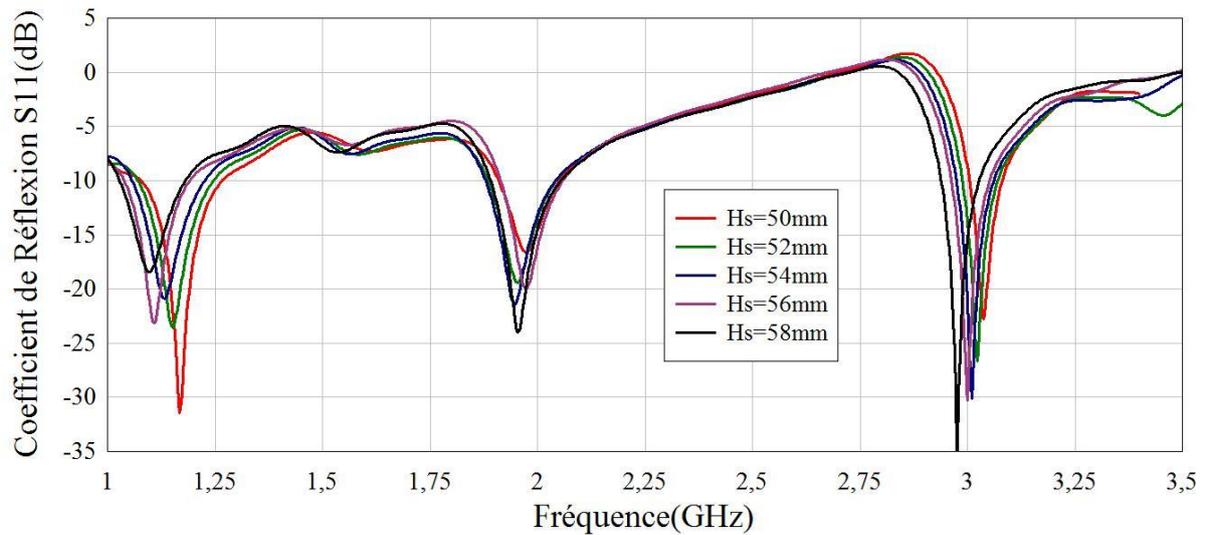


Figure IV-38: Coefficients de réflexion pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$

Hs (mm)	50	52	54	56	58
Fréquence de résonance $f_1$ (GHz)	1.168	1.152	1.132	1.0975	1.1
Coefficient de réflexion (dB)	-31.4364	-23.53	-20.89	-18.44	-19.68
Fréquence de résonance $f_2$ (GHz)	1.974	1.952	1.947	1.955	1.92
Coefficient de réflexion (dB)	-16.605	-19.424	-21.455	-24.05	-30.6413
Fréquence de résonance $f_3$ (GHz)	3.0376	3.0225	3.01	3	2.975
Coefficient de réflexion (dB)	-22.77	-26.6596	-30.155	-30.331	-34.985

Tableau IV-33: Fréquences de résonance et niveaux d'adaptation correspondants pour les différentes hauteurs du substrat  $H_s$ ,  $R_t=38mm$

D'après les résultats obtenus on remarque qu'on a trois pics de résonance autour de 1GHz, 2GHz, 3GHz respectivement, c'est à dire qu'on a réussi à avoir une antenne qui résonne à trois fréquences en même temps (antenne multi-bande), contrairement à l'antenne

de base proposée par l'auteur dans [3] dont le fonctionnement multibande est obtenu à l'aide de trappes (ou d'interrupteurs radiofréquences (RF)).

La figure IV-39 représente l'évolution des diagrammes de rayonnement pour le rayon  $R_t = 33\text{mm}$  en faisant varier la hauteur  $H_s$ , pour les trois fréquences.

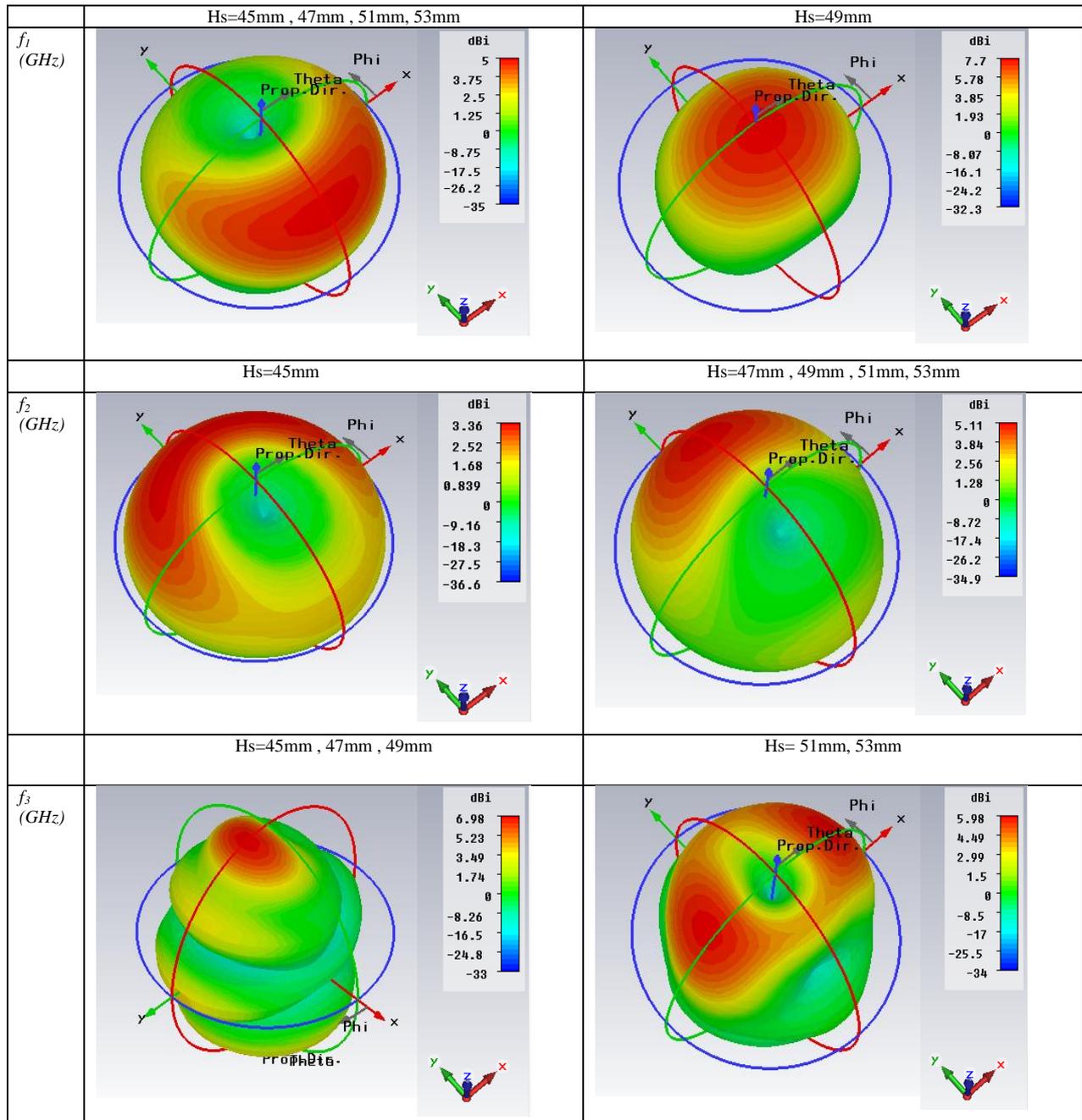
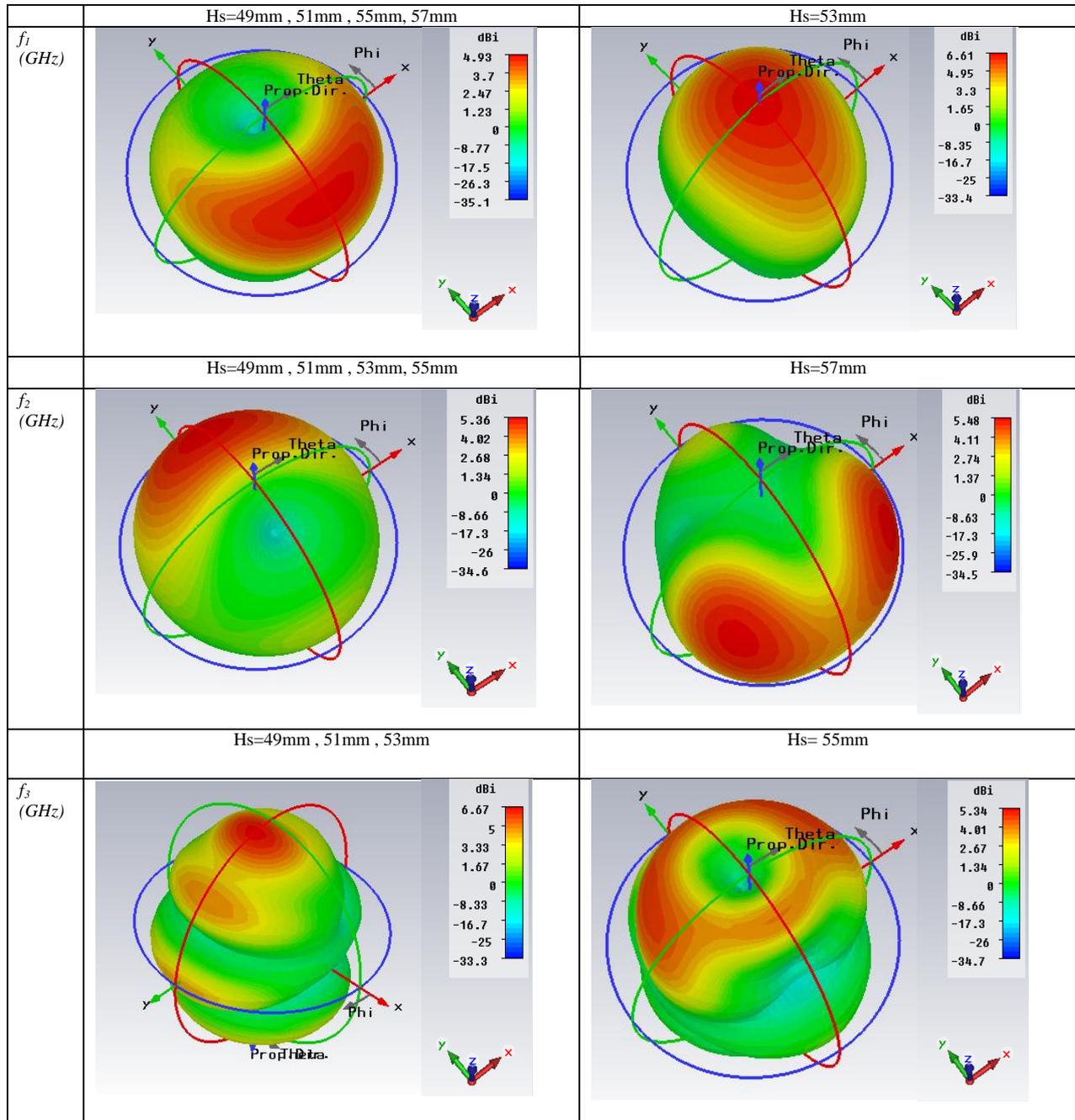


Figure IV-39: Diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences et hauteurs  $H_s$  et  $R_t = 33\text{mm}$

La figure IV-40 représente l'évolution des diagrammes de rayonnement pour le rayon  $R_t = 36\text{mm}$  en faisant varier la hauteur  $H_s$ , pour les trois fréquences.



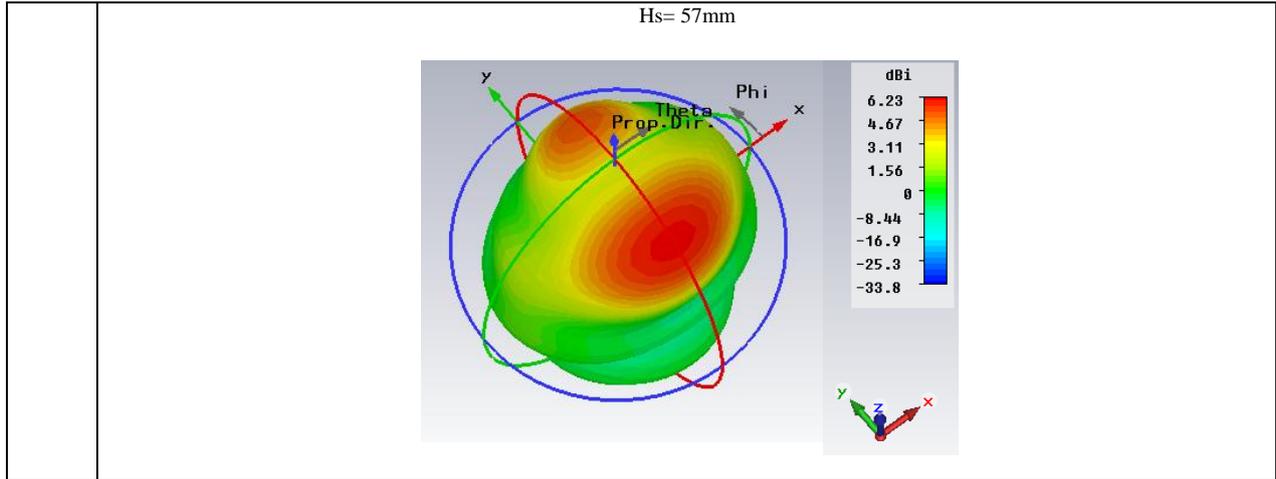
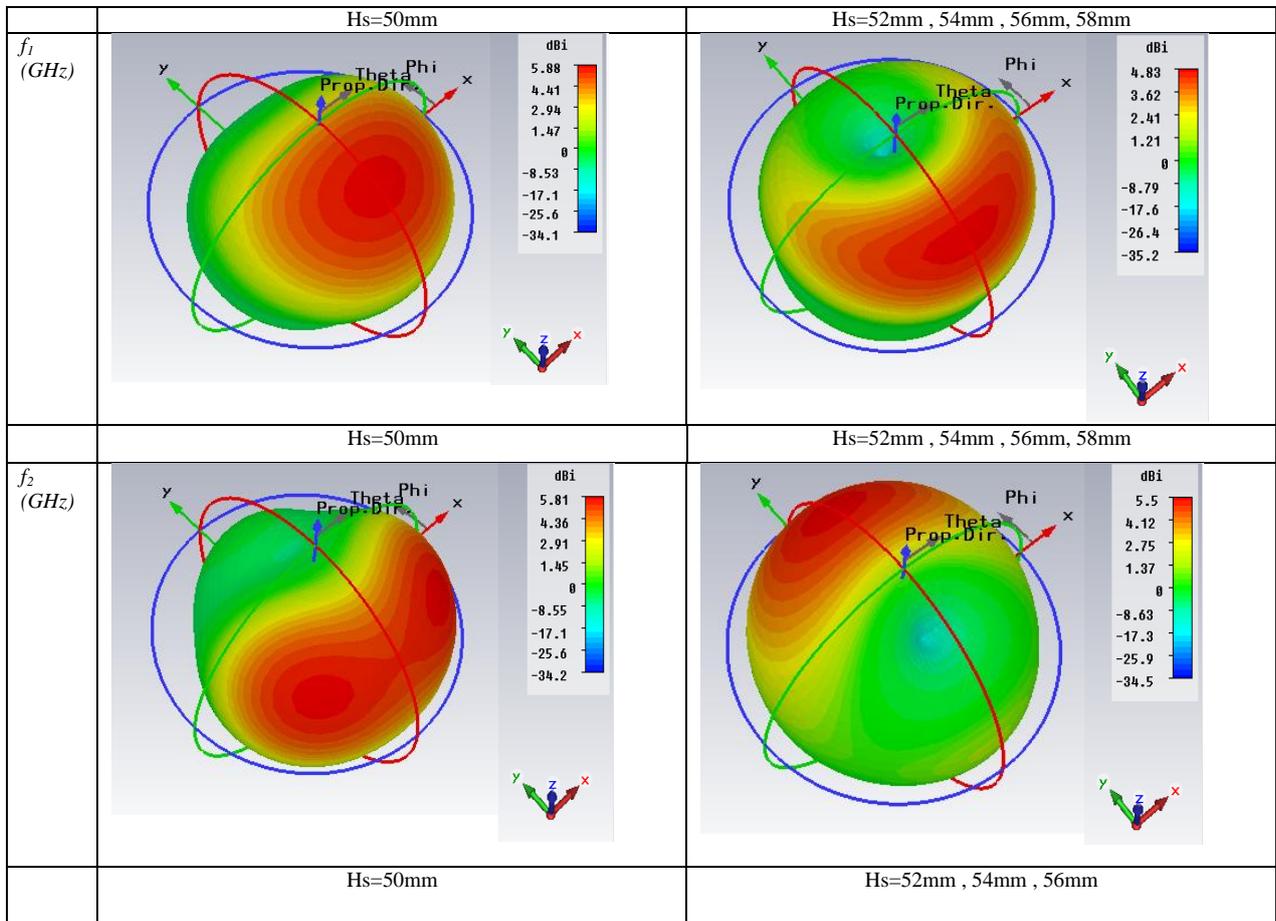


Figure IV-40: Diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences et hauteurs  $H_s$  et  $R_t=36mm$

La figure IV-41 représente l'évolution des diagrammes de rayonnement pour le rayon  $R_t = 38mm$  en faisant varier la hauteur  $H_s$ , pour les trois fréquences.



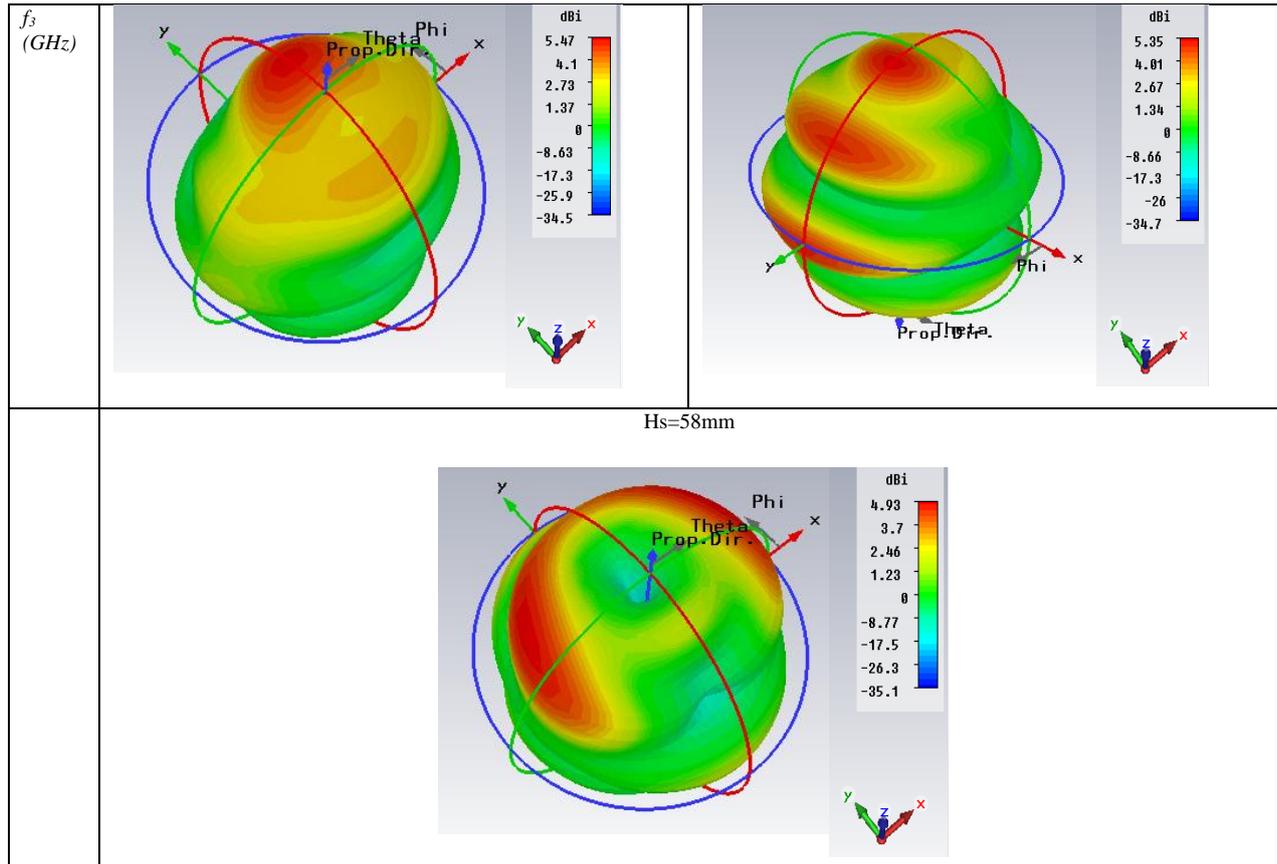


Figure IV-41: Diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences et hauteurs  $H_s$  et  $R_t=38mm$

D'après les diagrammes de rayonnement obtenus pour les différents rayons  $R_t$  (33mm, 36mm, 38mm), et en augmentant la hauteur  $H_s$ ; on remarque que pour les deux premières fréquences  $f_1$  et  $f_2$  le rayonnement est très peu directionnel avec des directions différentes, par contre pour la troisième fréquence  $f_3$  le rayonnement devient plus directionnel pour certaines valeurs de la hauteur  $H_s$ , par exemple pour :  $R_t=33mm$  le rayonnement est directionnel pour les hauteurs  $H_s$  (45mm , 47mm , 49mm), et pour  $R_t=36mm$  le rayonnement est directionnel pour les hauteurs  $H_s$  (49mm , 51mm , 53mm) , et en fin pour  $R_t=38mm$  le rayonnement est directionnel uniquement pour la hauteur  $H_s=50mm$ .

### ***IV.5 Conclusion***

Les modifications apportées à l'antenne multi-bande pyramidale à polarisation flexible : linéaire (verticale ou horizontale) ou circulaire (gauche ou droite); nous ont permis de répondre à d'autres cahiers de charge; en premier l'antenne avec la hauteur  $H_c$  nous a permis d'avoir les fréquences des deux applications Bluetooth  $f=2.45$  GHz et SDARS  $f=2.339$ GHz, ensuite l'antenne avec la hauteur  $H_c$  et la troncature carré au sommet de celle-ci nous a permis d'avoir les trois fréquences du WLAN ainsi que le Wimax mobile, et enfin avec l'antenne tétraédrique on a eu trois pics de résonance autour de 1GHz, 2GHz, 3GHz respectivement sans l'insertion de trappes au niveau des éléments rayonnants.

L'antenne pyramidale multi-bande présentée peut être appliquée à d'autres applications satellitaires (radionavigation, télémesure, ..) avec beaucoup plus de bandes couvertes et de polarisation requises, à cause de sa conception et de son dimensionnement aisé. En plus, elle peut être aussi utilisée pour les applications terrestres nécessitant une large couverture, avec sa configuration en polarisation linéaire.

# CONCLUSION GENERALE

# *Conclusion générale*

Les travaux de recherche effectués dans cette thèse, se basent essentiellement sur la conception et l'analyse d'une nouvelle structure d'antennes multi-bandes, à polarisations circulaire. De nouvelles perspectives pour les applications spatiales peuvent être obtenues grâce à la conception d'une telle antenne.

Dans un premier temps, un état de l'art sur les antennes multi-bandes a été présenté. Les différentes techniques utilisées pour l'obtention de ce type d'antenne ont été présentées aussi d'une manière non détaillée.

En second lieu, une antenne multi-bandes ainsi que sa méthode de conception a été présentée. L'antenne a une forme pyramidale à quatre faces portant chacune un élément rayonnant. Cette forme permet d'obtenir aux différentes fréquences de fonctionnement des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels avec un bon compromis entre les rayonnements radial et axial.

L'aspect multi-bande/reconfigurable de cette antenne est obtenu à l'aide de trappes/interrupteurs RF.

Ensuite nous avons décrit une application de l'antenne multi-bande pyramidale : cette application concerne une antenne tri-bande à polarisation circulaire assemblant les applications GPS, Galileo et TéléMesure (TM).

Et enfin des modifications ont été apportées à l'antenne multi-bande qui nous ont permis de répondre à d'autres cahiers de charge; en premier l'antenne avec la hauteur  $H_c$  nous a permis d'avoir les fréquences des deux applications Bluetooth  $f=2.45$  GHz et SDARS  $f=2.339$ GHz, ensuite l'antenne avec la hauteur  $H_c$  et la troncature carré au sommet de celle-ci nous a permis d'avoir les trois fréquences du WLAN ainsi que le Wimax mobile, et enfin avec l'antenne tétraédrique on a eu trois pics de résonance autour de 1GHz, 2GHz, 3GHz respectivement sans l'insertion de trappes au niveau des éléments rayonnants.

L'antenne pyramidale multi-bande étudiée dans cette thèse peut être facilement modifiée pour l'utilisation dans d'autres applications satellitaires avec plus de bandes couvertes et de polarisation requises à cause de sa flexibilité. En plus, elle peut être aussi utilisée pour les applications terrestres nécessitant une large couverture avec sa configuration en polarisation linéaire. Des perspectives restent ouvertes pour cette antenne notamment la conception avec d'autres éléments rayonnants en particulier des structures fractales.

# ANNEXES

## ***Les systèmes de navigation globale***

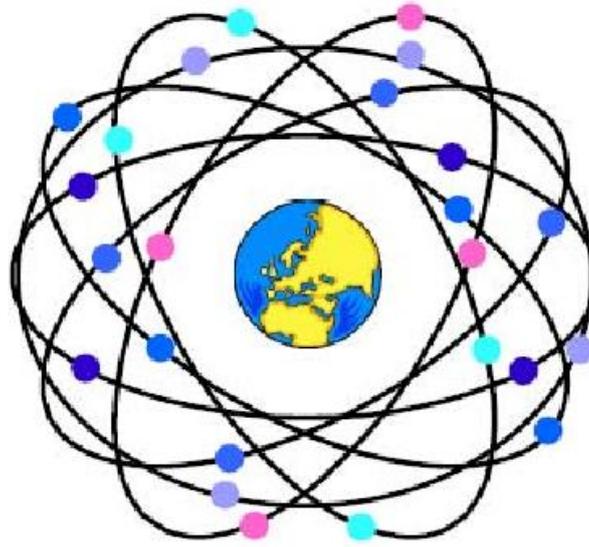
### ***A.1 Les systèmes de navigation globale***

La radionavigation par satellite est une haute technologie permettant à l'employeur d'un récepteur de capter des signaux émis par de multiples satellites pour distinguer très précisément à chaque moment, au-delà d'une heure très exacte, sa position en longitude, latitude et altitude. Il y a à l'état actuel, dans le monde, deux systèmes actifs de navigation globale (GNS) ; l'un américain, le GPS (Global Positioning System) et l'autre russe, le GLONASS (Global Orbiting Navigation Satellite System). Parmi ces deux systèmes, conçus dans un but militaire, seul le système GPS donne aussi de vraies applications civiles. Le GPS dispose actuellement du monopole pour la navigation et la localisation. Dans les années 2010 (2013), un troisième système, l'européen Galileo, a augmenté l'offre de l'infrastructure globale de navigation par satellite (GNS). Il a permis une précision horizontale d'un mètre. Nous exposons quelques bases du GPS et du Galileo.

#### ***A.2.1 Le système GPS***

Le GPS mis en place par les Etats-Unis (département de la défense) dans les années 70 et complètement achevé en 1993 est un système de navigation par satellite. La constellation du GPS contient 24 satellites sur 6 plans orbitaux (quatre satellites par plan, séparés par la même distance), situés à une altitude de 20 180 km et qui émettent continuellement (1 signal toutes le  $10^{-10}$  s) des signaux à une fréquence donnée (10.23 MHz). Ces signaux peuvent être captés par le récepteur GPS du mobile terrestre et fournissent un positionnement dès lors que le signal provient d'au moins quatre satellites (principe de trilatérisation). La précision horizontale du système GPS est de l'ordre de 15 à 20 mètres.

Une correction différentielle peut être réalisée, pour améliorer la précision de la localisation. On parle alors de DGPS (Differential GPS).



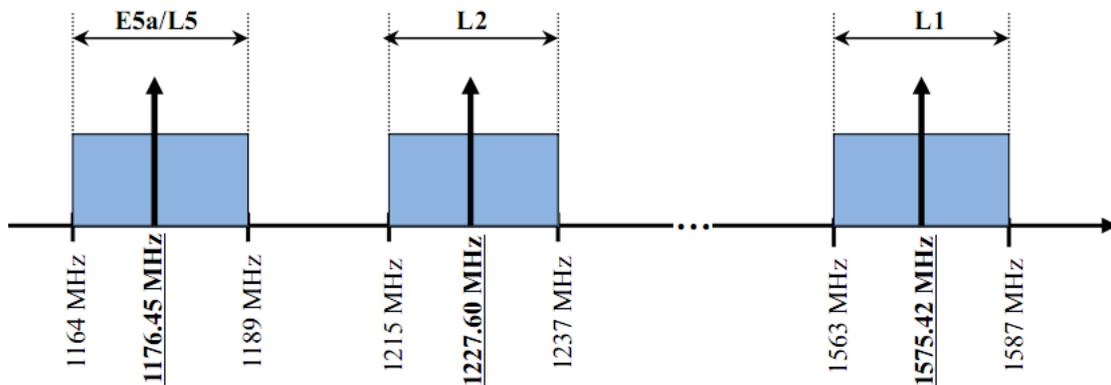
*Figure A-1: Constellation GPS*

- ✓ 24 satellites.
- ✓ 6 plans orbitaux.
- ✓ 55 ° inclinaison.
- ✓ 20 180 km altitude.
- ✓ 11h58 min  $\approx$  12h période orbitale.

Deux ondes radio issues d'horloges atomiques de haute précision qui ont une fréquence fondamentale de 10,23 MHz sont émises par les satellites simultanément. En multipliant cette fréquence par 154 ou 120 on obtient deux fréquences L1 et L2, d'une valeur respective de 1575,42 MHz et de 1227,60 MHz. L1 est modulée par des codes C/A (Coarse Acquisition, acquisition grossière, pour les utilisateurs civils), alors que L2 est modulée par des codes P (précis). Cette dernière fréquence est réservée uniquement pour l'armée américaine, une très grande précision de mesure (de l'ordre de 5 mètres contre plusieurs dizaines de mètres pour le civil) est assurée par l'exploitation parallèle de L1 et de L2. Une certaine modernisation du système GPS a été élaborée par l'exploitation d'une nouvelle bande (L5) de fréquence centrale de 1176.45 MHz pour les applications civiles dès l'année 2012 [30-31].

	Fréquence porteuse	Bande passante	Bande passante relative
E5a/L5	1176.45MHz	25 MHz	2.12%
L2	1227.60 MHz	22 MHz	1.79%
L1	1575.42 MHz	24 MHz	1.52%

*Tableau A-1: Spectre des signaux GPS*



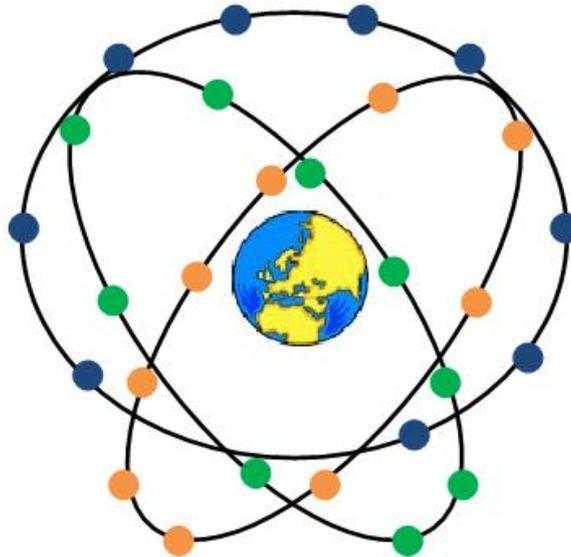
*Figure A-2: Spectre des signaux GPS*

### A.2.2 Le Système Galileo

Les américains contrôlent entièrement le système GPS et les pays de l'Union Européenne ne peuvent plus se permettre de dépendre de ce système. En plus, il y a de nombreux problèmes lors de l'utilisation de ce système par des professionnels. En effet, le fonctionnement de ce service n'est pas garanti à cause de sa gratuité, tant au niveau de la précision qu'en ce qui concerne la disponibilité du signal (qui est parfois dégradée de manière volontaire et sans préavis). Aujourd'hui le GPS n'est pas le seul moyen de navigation à cause de la fiabilité du signal. Initié en 1999 et lancé en juillet 2003, le système Galileo est opérationnel dès 2013.

La constellation Galileo contient 30 satellites, dont 27 opérationnels et 3 de réserve. Ils sont placés sur 3 plans d'orbite circulaires régulièrement espacés, à une altitude de 23 616 km avec un angle d'inclinaison de 56°. Chaque orbite contient 9 satellites actifs par plan, plus 1 en réserve. Cette constellation, dite de Walker, et grâce à la visibilité permanente d'au moins 8 satellites, cette constellation permet d'avoir une bonne précision de restitution de la position en tout point du globe.

Galileo informe immédiatement l'utilisateur des erreurs qui pourront survenir grâce au « message d'intégrité », et comprend également les garanties juridiques de fonctionnement exigées par les professionnels, en particulier en matière de responsabilité contractuelle (par le biais d'une utilisation payante).



*Figure A-3: Constellation Galileo*

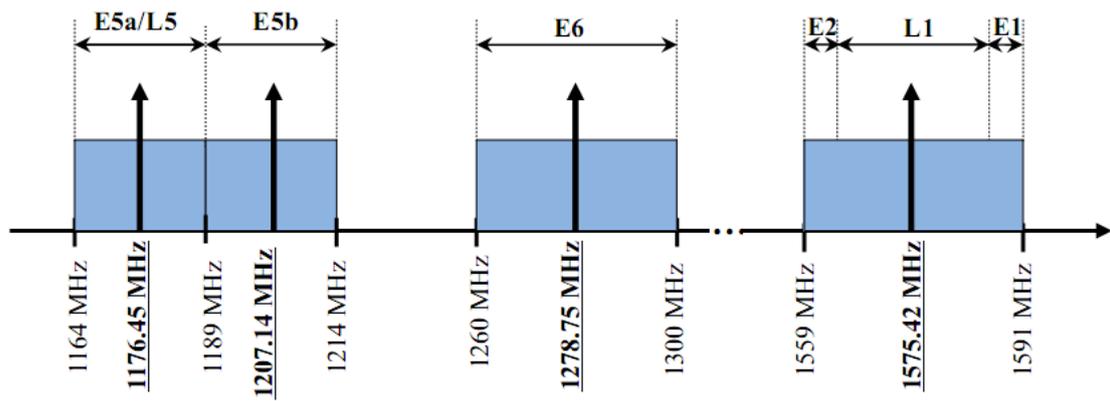
- ✓ 27 satellites (+3 satellites de secours).
- ✓ 3 plans orbitaux.
- ✓ 56 ° inclinaison.
- ✓ 23 616 km altitude.
- ✓ 14h25 min période orbitale.

Les satellites de Galileo émettent dix signaux différents, répartis sur trois bandes de fréquence :

- Le service « Ouvert » : 2 signaux de base sur 1 fréquence ; est destiné aux utilisateurs privés : amateurs de voile, parapentistes, randonneurs etc.
- Le « Service Commercial » : 2 signaux cryptés sur 1 fréquence ; donne une base de temps extrêmement précise en particulier pour permet la datation des transactions financières.
- Le « Service Sauvegarde à la vie humaine » (Save and Rescue et Safety of life) : 4 signaux ouverts sur 2 fréquences avec données d'intégrité spécifiques au : pompiers, policiers, services de secours bénéficieront de Galileo pour des interventions plus rapides.
- Le « Service Gouvernemental » (Public Regulated Service) 2 signaux cryptés sur 2 fréquences [32-33].

	Fréquence porteuse	Bande passante	Bande passante relative
E5a/L5	1176.45MHz	25 MHz	2.12%
E5b	1207.14 MHz	25 MHz	2.07%
E6	1278.75 MHz	40 MHz	3.123%
E2/L1/E1	1575.42 MHz	32 MHz	2.03%

*Tableau A-2 : Spectre des signaux Galileo pour la navigation*



*Figure A-4: Spectre des signaux Galileo pour la navigation*

## ***La méthode des moments***

La méthode des moments est une méthode fréquentielle permettant de résoudre des équations intégrales complexes en les réduisant à un système linéaire d'équations. Elle est fondée donc sur la résolution numérique des équations intégrales dans le domaine fréquentiel dont l'inconnue est la densité du courant de surface.

Cette méthode a été rendue populaire dans le cadre des problèmes du génie électrique par Harrington en 1968. Elle est très utilisée notamment pour la modélisation des problèmes d'antennes, elle permet la segmentation de la structure d'antenne et le choix des fonctions de bases appropriées pour représenter des courants sur ces segments. Elle nécessite également la définition d'un produit intérieur, vérifiant les conditions suivantes :

$$\langle \mathbf{f}, \mathbf{g} \rangle = \langle \mathbf{g}, \mathbf{f} \rangle \quad (\mathbf{B.1})$$

$$\langle \alpha \mathbf{f} + \beta \mathbf{g}, \mathbf{h} \rangle = \alpha \langle \mathbf{f}, \mathbf{h} \rangle + \beta \langle \mathbf{g}, \mathbf{h} \rangle \quad (\mathbf{B.2})$$

Elle consiste à résoudre une équation caractérisée par un opérateur  $L$  linéaire (pouvant être différentielle ou intégral), une source d'excitation  $q$  connue et une réponse  $p$  (fonction à déterminer) et elle représente d'une manière globale la réponse du système que l'on veut caractériser. L'équation à résoudre est de la forme :

$$L(p) = q \quad (\mathbf{B.3})$$

La fonction  $p$  est décomposée en série de fonctions de bases connues  $p_i$  pondérées par des coefficients à déterminer  $a_i$  et cela peut être résumé algébriquement par l'équation suivante :

$$p = \sum_{i=1}^N a_i p_i \quad (\mathbf{B.4})$$

Où  $N$  est le nombre de fonctions de bases  $p_i$  qui décomposent la fonction  $p$ .

Théoriquement, la fonction  $p$  peut être obtenue d'une façon exacte si  $N$  tend vers l'infini mais pratiquement, ce n'est pas le cas, car on ne peut calculer une somme dont le nombre de termes est infini. Pour ce faire, on se contente d'un nombre  $N$  fini satisfaisant le cas réel.

En remplaçant **(B.4)** dans **(B.3)**, tout en tenant compte de la linéarité de l'opérateur  $L$ , on aura l'équation suivante :

$$L\left(\sum_{i=1}^N a_i p_i\right) = q \quad (\mathbf{B.5})$$

Et, par conséquence ;

$$\sum_{i=1}^N a_i L(p_i) = q \quad (\mathbf{B.6})$$

Les coefficients  $a_i$  ne sont pas connus à priori et doivent être déterminés. La méthode des moments surmonte ce problème en assumant un ensemble d'essais

à l'aide de fonctions test ( $t_m$ ) appliqué par le produit intérieur à l'équation **(B.6)**, comme suit :

$$\langle t_m, L \left( \sum_{i=1}^N a_i p_i \right) \rangle = \langle t_m, q \rangle \quad \text{Pour tout } m = 1 \dots N \quad (\mathbf{B.7})$$

La propriété commutative des opérateurs linéaires permet à l'équation **(B.7)** d'être réécrite comme suit:

$$\sum_{i=1}^N a_i \langle t_m, L(p_i) \rangle = \langle t_m, q \rangle \quad \text{Pour tout } m = 1 \dots N \quad (\mathbf{B.8})$$

Cette dernière peut être symboliquement exprimée sous la forme matricielle suivante :

$$A_{m \times n} B_{n \times l} = C_{m \times l} \quad (\mathbf{B.9})$$

Avec :

$$A = [a_1 a_2 \quad \Lambda \quad a_n]^T \quad (\mathbf{B.10})$$

$$B = \begin{bmatrix} \langle t_1, l(p_1) \rangle & \cdots & \langle t_1, l(p_n) \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle t_m, l(p_1) \rangle & \cdots & \langle t_m, l(p_n) \rangle \end{bmatrix}^T \quad (\mathbf{B.11})$$

$$C = [\langle t_1, q \rangle \quad \langle t_2, q \rangle \quad \Lambda \quad \langle t_m, q \rangle]^T \quad (\mathbf{B.12})$$

Assument que  $B^{-1}$ , l'inverse de  $B$  existe, l'ensemble de coefficients liés aux fonctions de base peut être évalué de la façon suivante :

$$A_{m \times n} B^{-1}_{m \times l} = C_{m \times l} \quad (\mathbf{B.13})$$

On peut préciser que dans le contexte de l'analyse d'antenne, l'équation **(B.13)** devient aisément :

$$V = IZ \quad (\mathbf{B.14})$$

Enfin le système linéaire est obtenu, et la résolution de ce système permet d'obtenir les composantes de la densité de courant dans la base des fonctions de bases.

Notant que c'est une méthode relativement ancienne donc bien connue et bénéficiant des développements importants. Par ailleurs, le calcul, le stockage et la résolution d'un système linéaire à coefficients complexes de grande taille est pénalisant en terme de temps de calcul et d'espace mémoire, elle souffre donc du principal inconvénient qui est l'augmentation de la taille de calcul.

Il faut noter aussi que pour ce type de méthodes, il est nécessaire de respecter le domaine de validité, c'est-à-dire quelle peut être appliquée à n'importe quel type de corps homogène, mais elle ne convergera vers la solution exacte que si la taille des éléments est bien inférieure à la longueur d'onde  $\lambda$ . Généralement, un maillage avec des éléments de dimension inférieure à  $\lambda/10$  permet d'obtenir de bons résultats, sans oublier que c'est une méthode qui nécessite habituellement un maillage simple (rectangulaire, triangulaire ou mixte).

## ***Outils de simulation***

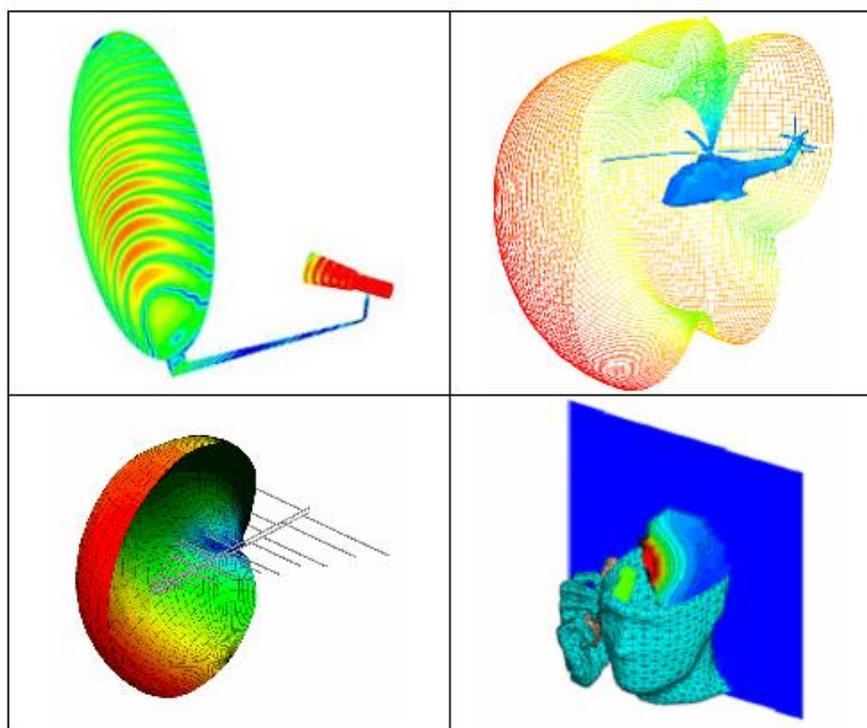
### ***C.1 Le logiciel FEKO***

#### ***C.1.1 Présentation du logiciel FEKO***

Le logiciel FEKO est produit par la société EMSS, il est utilisé pour la simulation électromagnétique. Ce type de logiciel permet d'avoir une résolution numérique des équations de Maxwell plus ou moins exacte.

Les différents domaines d'application du logiciel sont (figure **C-1**) :

- Placement d'antennes sur des systèmes.
- Conception d'antennes.
- Analyse de rayonnement.
- Analyse de compatibilité électromagnétique.
- Conception de composants radiofréquences et micro-ondes.
- Analyse des effets biologiques des ondes électromagnétiques.

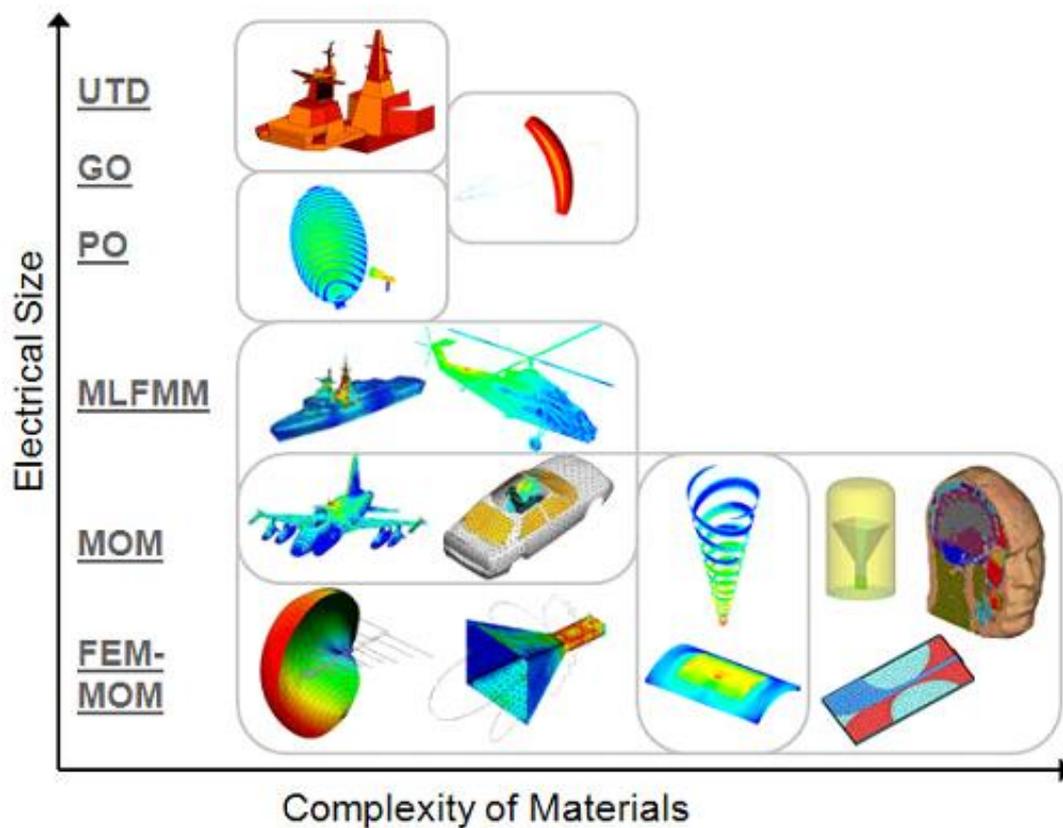


***Figure C-1 : Quelques champs d'application du logiciel FEKO.***

Le logiciel permet de calculer :

- Les champs électriques et magnétiques rayonnés, en champ proche et en champ lointain.
- Les courants circulant sur les structures métalliques.
- Les paramètres d'entrée d'une antenne (impédance, admittance, taux d'onde stationnaire, puissance).
- Les directivités et les gains d'antennes.
- L'absorption des champs électromagnétiques par un corps humain et le calcul de SAR.
- Les couplages entre différentes structures (analyse de paramètres S).

Le logiciel FEKO propose différentes méthodes d'analyse numérique, (figure C-2). La méthode utilisée dépend du champ d'application, et de la taille électrique des objets à étudier. Aussi, des méthodes presque exactes telles que la FEM (Finite Element Method) ou la MoM (Method of Moment) sont employées pour des objets de petites dimensions (comparées à la longueur d'onde), mais lorsque la taille des objets est très grande devant la longueur d'onde ces méthodes ne peuvent pas être utilisées. Dans ce cas, puisque le nombre d'éléments du modèle devient très grand donc le temps de simulation diminue et la mémoire requise « explose » littéralement. On opte alors pour des méthodes approchées, qui permettent un compromis entre le temps de simulation et la précision. Toutes les méthodes utilisées sont des méthodes fréquentielles, c'est-à-dire résolues dans le domaine fréquentiel.

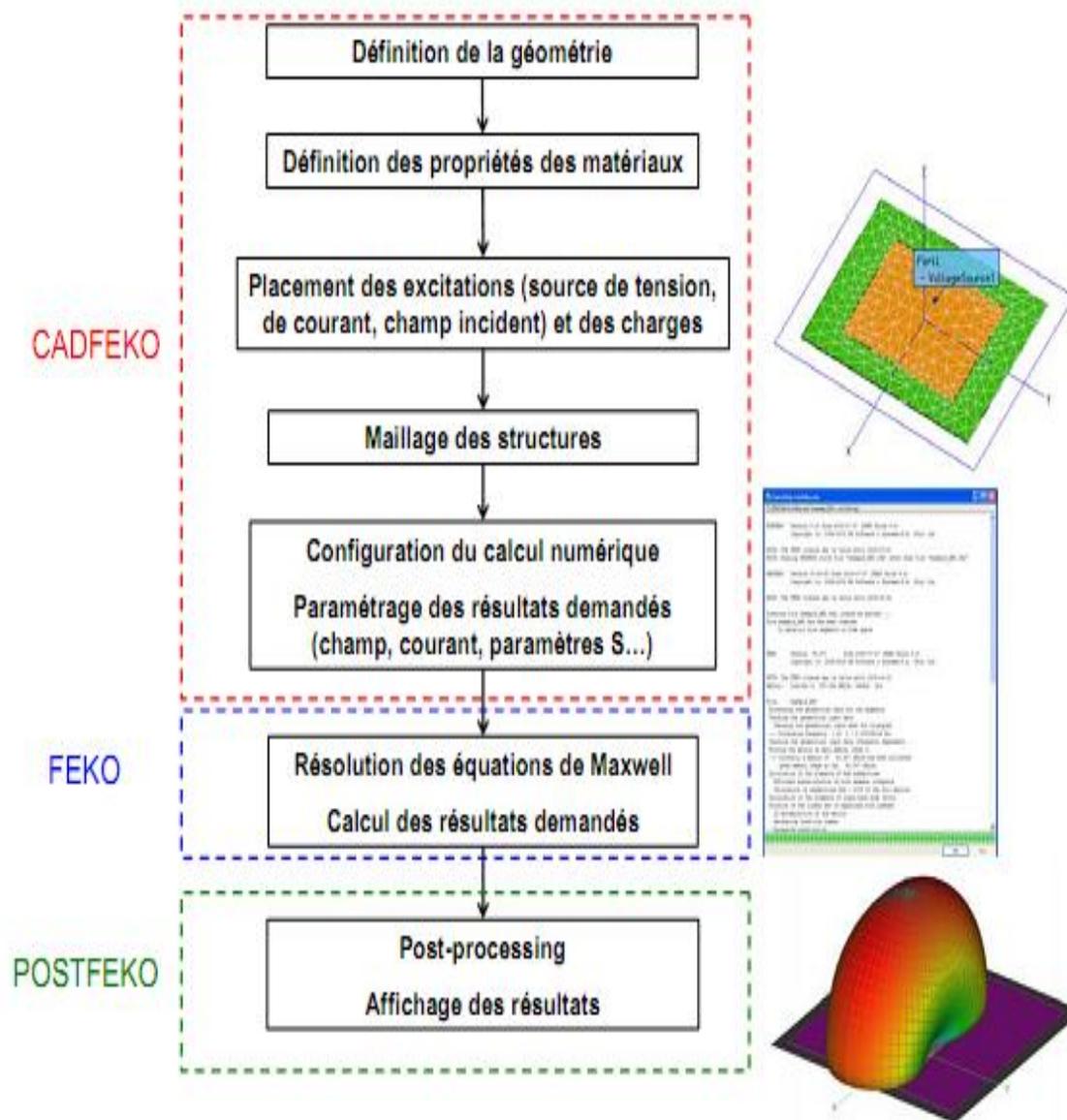


*Figure C-2 : Les différentes méthodes proposées par FEKO pour la résolution numérique des équations de Maxwell.*

### **C.1.2 Flot de conception/simulation de FEKO**

La figure C-3 présente le flot de conception et de simulation utilisé par le logiciel FEKO. Ce flot fait intervenir 3 outils différents :

- CADFEKO, destiné à la spécification des modèles géométriques et de leurs propriétés.
- FEKO, le solveur numérique.
- POSTFEKO, l'outil de post processing graphique, permettant l'affichage 2D et 3D des résultats.



**Figure C-1: Flot de simulation sous FEKO.**

CADFEKO est le point d'entrée du flot de simulation. La plus grande partie de travail de conception/simulation se fait par cet outil. Le projet est créé à partir de CADFEKO. Ce flot permet la définition de la géométrie des structures tout en visualisant les objets géométriques qu'il définit en 3D. Les géométries peuvent être complexes, elles vont du simple fil et des polygones jusqu'à des objets volumiques complexes. Une fois qu'on a défini la géométrie, on doit définir les propriétés des matériaux pour les différents objets : métalliques ou diélectriques. Leur nature influe sur les courants circulant sur les structures et

les champs électromagnétiques. Ensuite, CADFEKO permet de placer des conditions sur les structures géométriques. Ces conditions peuvent être :

- des champs électromagnétiques incidents
- des sources de tension ou de courant
- des charges (résistance, capacité, inductance)

Puis la structure géométrique doit être discrétisée en un nombre d'éléments finis, afin d'appliquer une méthode de résolution numérique. C'est le maillage, les différents éléments géométriques résultant du maillage appelé mailles. Il existe différents types de mailles :

- des segments (les fils sont maillés par des segments élémentaires)
- des triangles (les surfaces métalliques sont maillées par des triangles)
- des tétraèdres (les volumes diélectriques sont maillés par des tétraèdres)

Une fois le maillage appliqué, on peut configurer la résolution des équations de Maxwell. La résolution de ces équations nous permet d'extraire différentes données : impédances d'entrée, courants surfaciques, champs électromagnétiques, ... CADFEKO permet aussi de configurer les résultats demandés.

Une fois toutes ces étapes terminées, on peut lancer la simulation. L'utilisateur se contente de lancer le simulateur FEKO depuis CADFEKO. Dès que la simulation est terminée, on peut voir les différents résultats avec l'outil POSTFEKO, lancé depuis CADFEKO. POSTFEKO affiche que les résultats demandés par CADFEKO peuvent être affichés. POSTFEKO présente les résultats sous forme de graphique 2D, mais aussi de surfaces ou de volumes superposés au modèle géométrique maillé.

### C.1.3 Vue d'ensemble de CADFEKO

La fenêtre graphique de CADFEKO présente plusieurs barres d'outils (figure C-4).

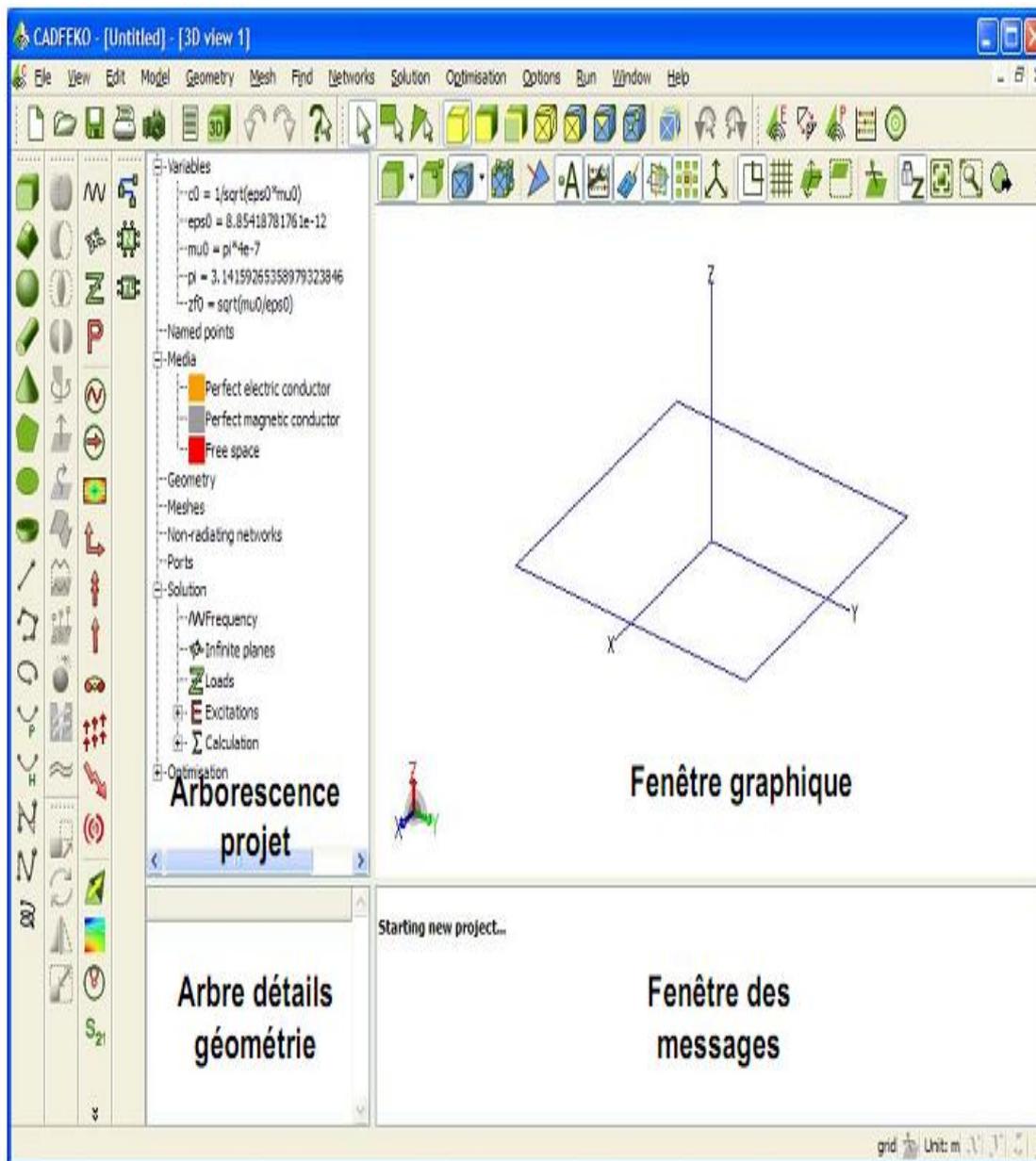


Figure C-2: Principale fenêtre de CADFEKO.

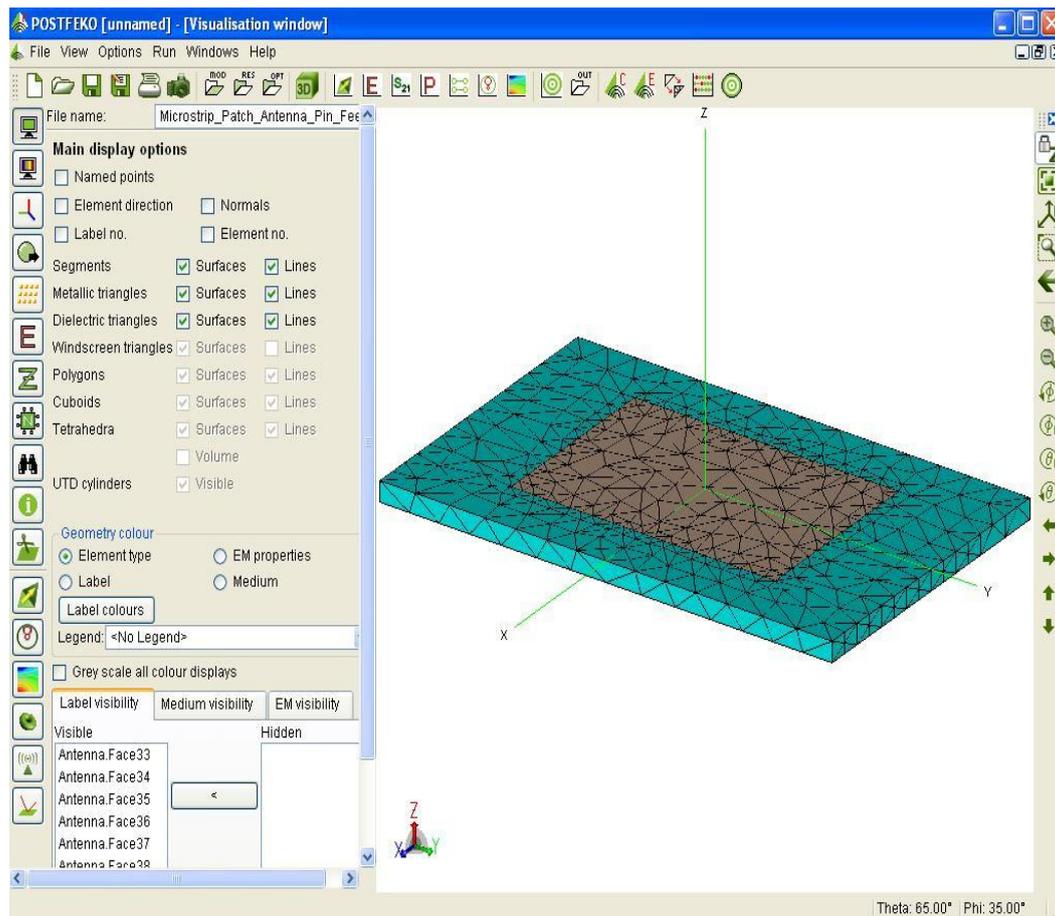
En partant du côté gauche, la première barre est dédiée à la création d'objets géométriques. La seconde barre est associée à la modification des objets géométriques. La troisième barre permet de configurer les paramètres électriques (sources, fréquence, puissance, ...) ainsi que les résultats de sortie. Au-dessus de la fenêtre graphique,

on a des icônes qui permettent de configurer la vue 3D. Ces différents icônes sont accessibles depuis la barre de menu.

L'arborescence du contenu du projet se trouve à gauche de la fenêtre graphique. Cet arbre contient les différents paramètres géométriques et électriques du modèle. On peut accéder à chacun de ces paramètres par un double clique et par clic droit on peut ajouter de nouveaux paramètres. Sous l'arborescence projet, il y a l'arbre des détails géométriques qui donne des informations sur les éléments géométriques de base. Enfin, on trouve la fenêtre des messages sous la fenêtre graphique [26].

#### ***C.1.4 L'interface POSTFEKO***

POSTFEKO a une configuration (figure C-5) qui ressemble à celle de CADFEKO. En haut, on a le menu principal et la barre d'outils principale. Ensuite la zone de visualisation se trouve au centre, où on peut observer simultanément divers affichages (3D et 2D). Le panneau de commande (qui se trouve du côté gauche de la zone de visualisation) permet de maîtriser l'affichage de la fenêtre active. La barre de statut montre le résultat de calcul de la distance et les angles de vue courants [27].



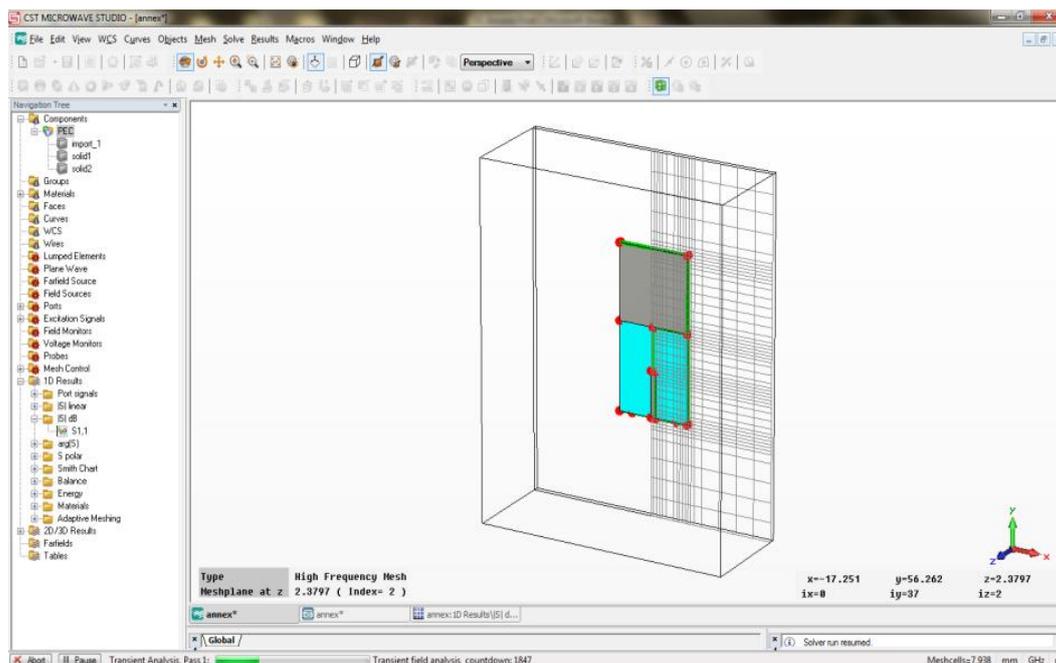
**Figure C-5 : Principale fenêtre de POSTFEKO**

## **C.2 Le logiciel CST**

### **C.2.1 Qu'est-ce que STUDIO MICRO-ONDES CST ?**

Le logiciel CST MICROWAVE STUDIO est utilisé pour analyser et concevoir des structures dans les hautes fréquences. Il permet de les modéliser en 3D d'une manière simplifiée. (Figure C-6)

Après la modélisation, un maillage automatique est appliqué avant de lancer la simulation.



**Figure C-3: La principale interface du logiciel CST**

CST Design Studio dont fait partie CST MICROWAVE STUDIO [28] contient différents solveurs pour différents domaines d'applications. Sachant qu'aucune de ces méthodes ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'applications, le logiciel offre quatre techniques de simulations différentes (*integral equation solver, frequency domain solver, transient solver, eigenmode solver*) qui permettent de mieux répondre à leurs applications particulières.

Le « *transient solver* » ou solveur transitoire est le solveur le plus flexible, il permet de faire la simulation d'une large bande de fréquences simultanément. (Contrairement aux solveurs et simulateurs qui utilisent la méthode par pas de fréquence).

Il utilise la technique d'intégration finie (FIT), pour la plupart des types d'applications à haute fréquence tels (les connecteurs, les filtres, les lignes de transmissions les antennes....) C'est le solveur le plus efficace.

Nous présenterons dans ce qui suit un exemple qui utilise le « *transient solver* » pour montrer les différentes étapes avant la simulation

### C.2.2 Le flux de travail

Une fois qu'on a lancé le CST DESIGN ENVIRONMENT, on doit choisir un nouveau projet CST MICROWAVE STUDIO (Figure C-7). Puis on sélectionne le modèle qui se rapproche le plus de notre étude (Figure C-8).

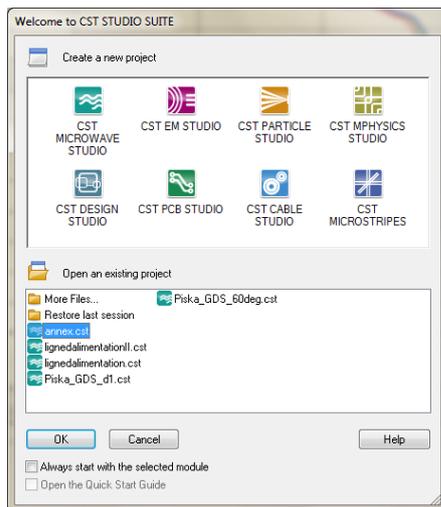


Figure C-7: Les distincts simulateurs dans CST Studio Suite

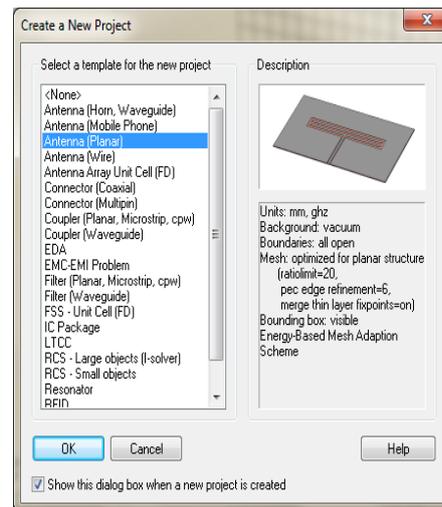


Figure C-8: Les descriptions des différents modèles

Le « Quick Start Guide » ou bien le guide de démarrage rapide est une caractéristique intéressante du système d'aide en ligne (dans le menu Help).

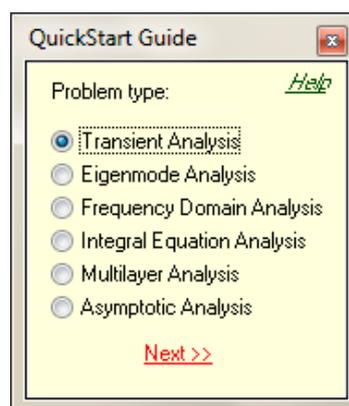


Figure C-4: Le Quick Start Guide

Dans le « Quick Start Guide » on choisit l'entrée désirée pour définir les étapes qu'on doit suivre dans un projet.

- **Définir les unités**

On définit les unités des différents paramètres : dimensions, fréquences et temps.

- **Définir le matériel du fond « *Background Material* »**

On doit choisir le « *Background Material* » ou bien le matériel du fond de chaque application qui diffère d'un type à un autre. Pour les antennes (structure rayonnante), le *Background Material* utilisé est l'espace ouvert «open ».

- **Dessiner la structure**

Différents outils de conception sont utilisés pour la modélisation de la structure d'antenne, tels que les planches, les cylindres, les sphères...etc. Ces formes sont ajoutées en utilisant des opérateurs booléens.

- **Définir la gamme de fréquences**

En choisissant Solve → Frequency dans le menu principal, on définit la gamme de fréquence utilisée (voulue). Cela est nécessaire afin d'ajuster le raffinement de maillage (échantillonnage spatial) à la gamme de fréquence spécifiée.

- **Définir les Ports**

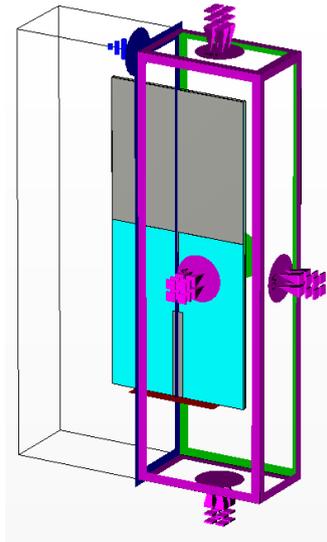
Chaque structure d'antenne a besoin d'une source d'énergie à haute fréquence d'excitation des ondes électromagnétiques désirées.

En choisissant Solve → Waveguide Port (ou bien Discret Port) on définit le port tel que une source de courant ou de tension ou un guide d'onde

La définition des ports est très importante afin d'obtenir des résultats précis des paramètres S.

- **Définir les conditions aux limites et les plans de symétries**

En choisissant Solve → Boundary conditions on doit préciser certaines conditions aux limites pour chaque plan ( $x_{\min}$ ,  $x_{\max}$ ,  $y_{\min}$ , etc). S'il y a une symétrie dans la structure, on définit les plans de symétries afin de réduire le temps de simulation. (Figure C-10).



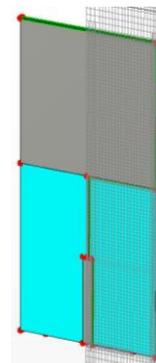
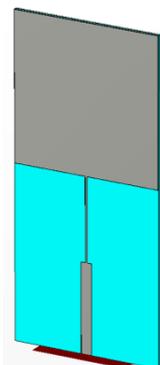
*Figure C-10 : La structure : son plan de symétrie (bleu), ses conditions aux limites (mauve)*

- **Démarrer la simulation**

Une fois qu'on a entré tous les paramètres nécessaires, on peut maintenant lancer la simulation. On démarre la simulation en allant dans le solveur transitoire « transient solver » dans le menu Solve → Transient Solver.

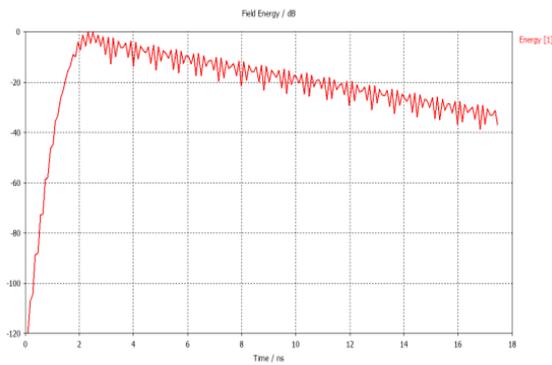
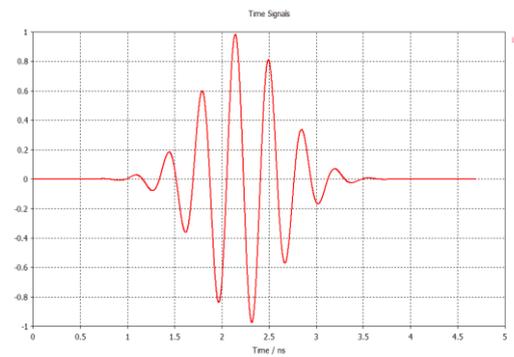
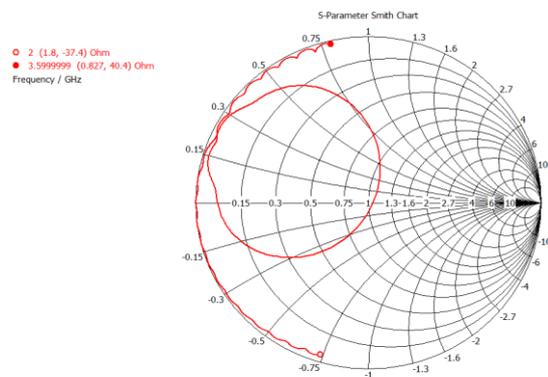
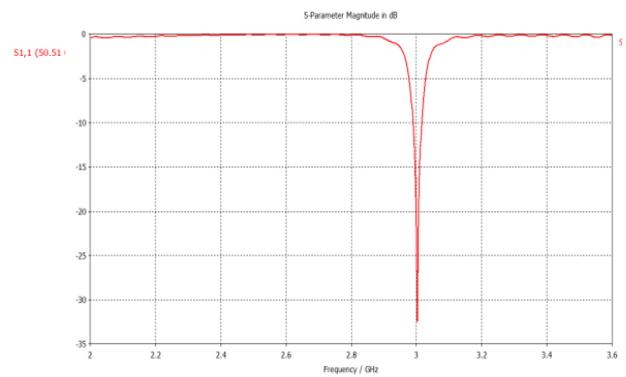
### *C.2.3 Résultat de simulation*

Une fois que la simulation est terminée, on peut accéder aux différents résultats des différents calculs et les récupérer dans la partie *ID Results*.



**Figure C-51 : Le maillage de la structure**

La simulation d'un patch carré a été effectuée avec CST, dont le cahier de charge a été pris de l'article [29]. Les différents résultats obtenus tels que le coefficient de réflexion, l'abaque de Smith et d'autres paramètres sont représentés dans ce qui suit :

**(a)****(b)****Figure C- 62 : Flux d'énergie (a) et Impulsion du signal excité (b)****(a)****(b)****Figure C-13 : Abaque de SMITH (a) et Coefficient de réflexion S11 en dB (b)**

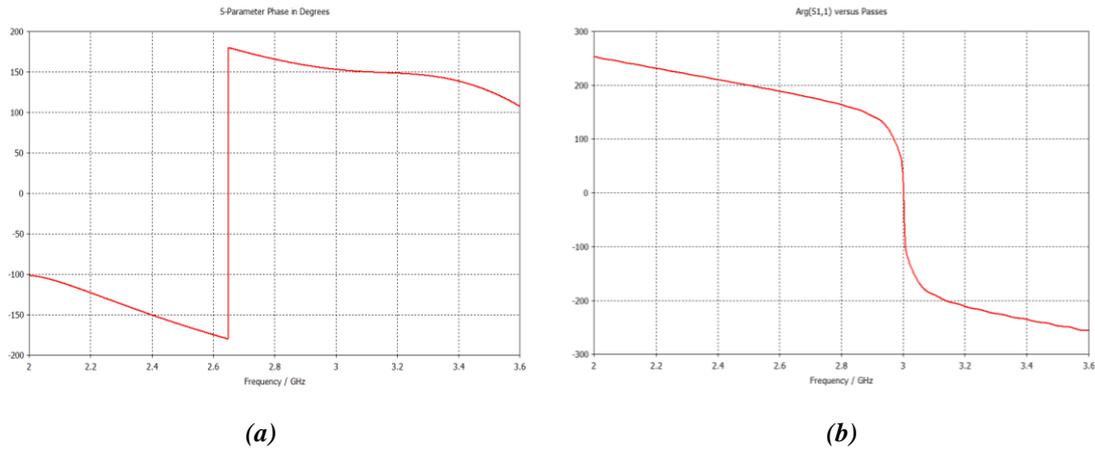


Figure C-14 : Phase (a) et Argument pour le port de l'antenne (b)

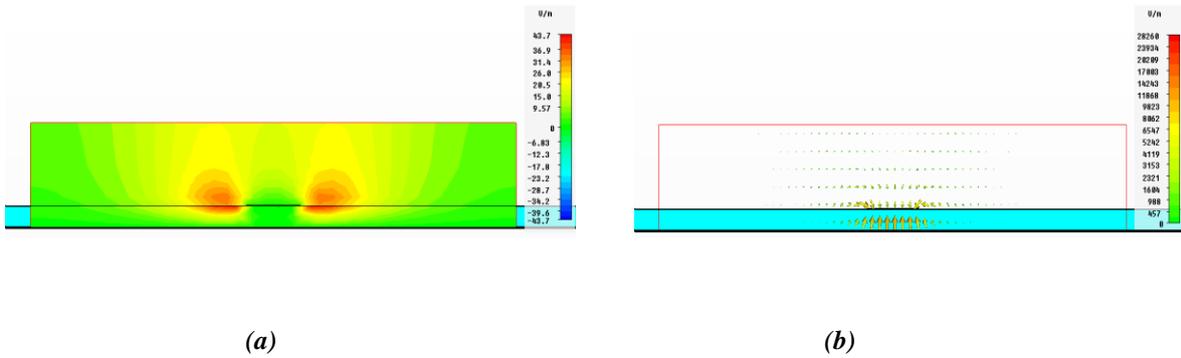


Figure C-15 : Champ électrique dans le port

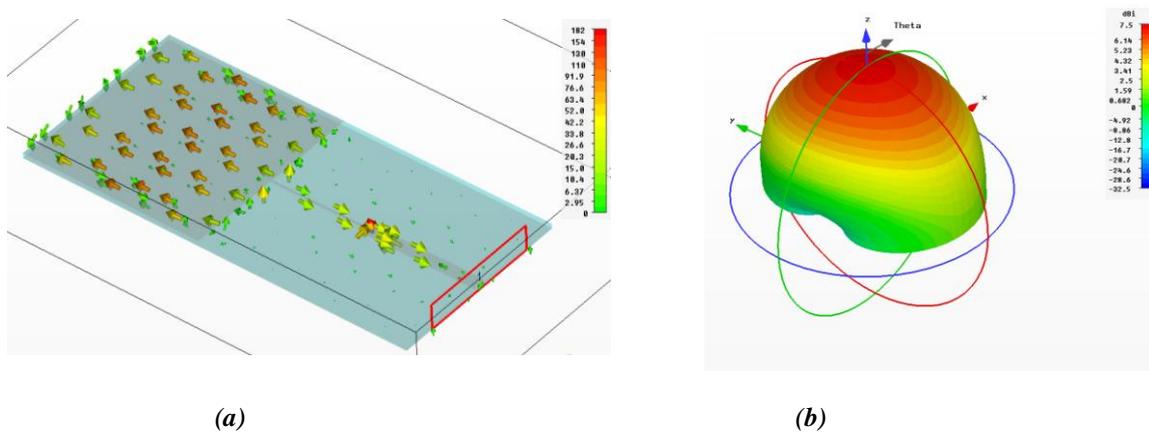


Figure C-16 : Courant surfacique à la fréquence de résonance 3GHz (a) et Diagramme de rayonnement (b)

## Références bibliographiques

- [1] Salima Azzaz Rahmani, “*Analyse et conception des antennes imprimées multibandes en anneaux concentriques pour les réseaux de télécommunications*”, Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, Juillet 2013.
- [2] A. Mirkamali, P. S. Hall, M. Soleimani, “*Elliptical multiple-ring monopole antennas*”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 1, Janvier 2006.
- [3] Charles Tounou, “*Contribution à l’étude de systèmes à diversité d’antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel*”, Thèse de Doctorat, Université de LIMOGES, Octobre 2008.
- [4] Sami Hebib, “*Nouvelle topologie d’antennes multi-bandes pour applications spatiales*”, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse Novembre 2008.
- [5] Fatima Zohra Marouf, “*Conception d’antennes PIFAs bi-bandes*”, Mémoire de master en télécommunication, Université de Tlemcen, juillet 2009.
- [6] Hamed Ben Ibrahim Gaha, “*Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux Télécommunications Large Bande*”, Thèse de Doctorat de Toulouse (France) et de Doctorat de l’ENI de Tunis (Tunisie), Juillet 2007.
- [7] C. Lee, V. Nalbandian, F. Schwering, “*Planar dual-band microstrip antenna*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 8, pp. 892–894, 1995.
- [8] D. Pozar, S. Duffy, “*A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite*”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 11, pp. 1618–1625, 1997.
- [9] R. Sarkis, C. Craeye, A. Ferréol, P. Morgand, “*Design of triple band antenna array for GSM/DCS/UMTS handset localization*”, in *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, 2009, pp. 3051–3054.

- [10] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, “*Dual-band circularly polarized microstrip antenna for satellite applications*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 4, pp. 13–15, 2005.
- [11] M. Jimmy Iomine, “*Etude d'une antenne vectorielle uhf multibande appliquée à la goniométrie 3D*”, Thèse de Doctorat INP Toulouse novembre 2014.
- [12] Fouad Benamrane, “*Conception d'antenne b bande pour un tag RFID*”, Mémoire de master en télécommunication et dispositif microondes (TDMO), Université Sidi Mohamed Ben Abdellah (Fès) Maroc, 2011.
- [13] C. Borja, G. Font, S. Blanch, J. Romeu, “*High directivity Fractal boundary microstrip patch antenna*”, Electronics Letters, vol. 36, no. 9, Avril 2000.
- [14] C. T. P. Song, P. S. Hall, H. Ghafouri-Shiraz, D. Wake, “*Fractal stacked monopole with very wide bandwidth*”, Electronics Letters, vol. 35, no.12, Juin. 1999.
- [15] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, A. Hijazo, “*Small but long Koch Fractal monopole*”, Electronics Letters, vol. 34, no. 1, Janvier 1998.
- [16] Cédric Gaubert, Laurent Chusseau, and Daniel Gasquet, “*Antennes Fractales GHz et THz*”, Centre d'Électronique et de Micro-optoélectronique de Montpellier.
- [17] C. Puente, J. Romeu, R. Pous, X. Garcia, F. Benitez, “*Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket*”, Electronics Letters, vol. 32, no. 1, Janvier 1996.
- [18] S. R. Best, “*On the significance of self-similar Fractal geometry in determining the multiband behavior of the Sierpinski Gasket antenna*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 1, no. 1, 2002.
- [19] S. R. Best, “*On the radiation pattern characteristics of the Sierpinski and modified Parany gasket antennas*”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 1, no. 1, 2002.
- [20] J. C. Liu, C. Y. Wu, C. H. Chen, D. C. Chang, J. Y. Chen, “*Modified Sierpinski Fractal monopole antenna with Descartes circle theorem*”, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, no. 5, Juin 2006.

- [21] J. P. Gianvittorio, Y. Rahmat-Samii, “Fractal Yagi antennas: design, simulation, and fabrication”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 41, no. 5, Juin 2004.
- [22] J. S. Petko, D. H. Werner, “Miniature reconfigurable three-dimensional Fractal tree antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 8, Août 2004.
- [23] D. Lamensdorf, M. A. Smolinski, “Dual-band quadrifilar helix antenna”, *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, San Antonio, USA, Juin 2002.
- [24] G. K. H. Lui, R. D. Murch, “Compact dual-frequency PIFA designs using LC resonators”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 7, Juillet 2001.
- [25] B. Rama Rao, M. A. Smolinski, C. C. Quach, E. N. Rosario, “Triple-band GPS trap-loaded inverted L antenna array”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 1, Juillet 2003.
- [26] Alexandre Boyer, “Guide de démarrage du logiciel FEKO”, Institut national des sciences appliquées de Toulouse, Novembre 2008.
- [27] Help du logiciel FEKO.
- [28] C.D.S. Computer Simulation Technology (CST).  
<http://www.cst.com/Content/Products/DS/Overview.aspx>.
- [29] J. J. & P. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*. Peter Peregrinus, 1989.
- [30] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, 2<sup>nd</sup> edition, New York, IEEE, 1991.
- [31] Young-Bae Jung, Soon-Young Eom, “A Compact MultiBand and Dual-Polarized Mobile Base-Station Antenna Using Optimal Array Structure”, Hindawi Publishing Corporation, *International Journal of Antennas and Propagation* Volume 2015, Article ID 178245, 11 pages.

- [32]Tatsuhiko Yoshihara, Hiroyoki Kawai, Taisuke Ihara, “*Five-band Base Station Antennas for Introduction of 700 MHz Band Services*”, 2014 NTT DOCOMO,INC, Technical Journal Vol.16 No.1.
- [33] S. Hebib , H. Aubert , O. Pascal , N. J.G. Fonseca , L. Ries and J.-M. E. Lopez, “*Trap-Loaded Pyramidal Tri-Band Antenna for Satellite Applications*”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, San Diego: United States, 2008.
- [34] R. K. Saraswat; M. Kumar, “*Miniaturized Slotted Ground UWB Antenna Loaded with Metamaterial for WLAN and WiMAX Applications*”, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 65, 65–80, 2016.
- [35] D. Serhal, “*Radiocommunications avec les véhicules terrestres par antennes sectorielles grand gain Application aux liaisons haut débit avec les trains*”, Thesis for the degree of Doctor of the University of Limoges, , 2009.

# ***Abréviations***

ARNS	<b>A</b> eronautical <b>R</b> adio <b>N</b> avigation <b>S</b> ervices.
CST	<b>C</b> omputer <b>S</b> imulation <b>T</b> echnology.
DAB	<b>D</b> igital <b>A</b> udio <b>B</b> roadcasting.
DVB	<b>D</b> igital <b>V</b> ideo <b>B</b> roadcasting.
FEKO	<b>F</b> eldberechnung bei <b>K</b> örpern mit beliebiger <b>O</b> berfläche.
FEM	<b>F</b> inite <b>E</b> lement <b>M</b> ethod.
FIT	<b>F</b> inite <b>E</b> lement <b>M</b> ethod.
FM	<b>F</b> requency <b>M</b> odulation.
GPS	<b>G</b> lobal <b>P</b> ositioning <b>S</b> ystem.
GSM	<b>G</b> lobal <b>S</b> ystem for <b>M</b> obile.
MoM	<b>M</b> ethod of <b>M</b> oment.
PIFA	<b>P</b> lanar <b>I</b> nverted- <b>F</b> <b>A</b> ntenna.
RF	<b>R</b> adio <b>F</b> requency.
RNSS	<b>R</b> adio <b>N</b> avigation <b>S</b> atellite <b>S</b> ervices.
SAR	<b>S</b> pecific <b>A</b> bsorption <b>R</b> ate (DAS : <b>D</b> ébit <b>D'</b> Absorption <b>S</b> pécifique).
TM	<b>T</b> élé <b>M</b> esure.
UMTS	<b>U</b> niversal <b>M</b> obile <b>T</b> elecommunications <b>S</b> ystem.
SDARS	<b>S</b> atellite <b>D</b> igital <b>A</b> udio <b>R</b> adio <b>S</b> ervice.
WLAN	<b>W</b> ireless <b>L</b> ocal <b>A</b> rea <b>N</b> etwork.
Wimax	<b>W</b> orldwide interoperability of <b>M</b> icrowave <b>A</b> ccess.

## **Liste des travaux scientifiques**

### **Publications internationales**

1. “Analysis of a Multiband Tetrahedral Antenna”, Far East Journal of Electronics and Communications, Volume 18, Number 7, 2018, Pages 1005-1014.
2. “Multiband Pyramidal Antennas Design for Space Applications”, ACEEE Int. J. on Communication, Vol. 5, No. 1, March 2014.

### **Communications internationales**

1. “Etudes Paramétriques D'une Antennes Multi-bandes Pyramidales Pour Applications Spatiales”, The 5th International Conference on Electronics Engineering (ICEE 2013), 20-21 November 2013,Oran, Algeria.
2. “Antenne Pyramidale Surélevée pour Application de Bluetooth et SDARS”, The 2015 International Conference on Advanced Communication Systems and Signal Processing (ICOSIP 2015), 8-9 November 2015, Tlemcen, Algeria.

## **Résumé :**

Les progrès concernant la multiplication des bandes de fréquences ont engendré un besoin croissant d'antennes multi-bandes. En effet, la plupart des systèmes de télécommunications modernes utilisent ce type d'antennes. Mais, la conception de celles-ci semble difficile à cause de la diversité des caractéristiques des différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, le type de polarisation, la largeur de bande nécessaire).

Une antenne multi-bande à polarisation circulaire est conçue et étudiée pour les systèmes de navigation satellitaire et de télémétrie. Notre travail a pour objectif de faire répondre cette antenne à d'autres cahiers de charge (Bluetooth, SDARS WLAN, Wimax) par introduction de certaines modifications au niveau de celle-ci. Nous avons effectué différentes simulations en utilisant les deux logiciels FEKO et CST. L'antenne ainsi conçue présente de très bonnes performances en termes d'adaptation, de bandes passantes et de polarisation circulaire. Malgré la satisfaction des performances en rayonnement, celles-ci peuvent être améliorées. Le concept de cette antenne peut être facilement adapté à d'autres applications vu que celle-ci présente l'avantage d'être flexible.

**Mots clés :** Antenne multi-bande, antenne pyramidale, polarisation linéaire/polarisation circulaire, diversité de polarisation, radionavigation, applications de l'antenne pyramidale.

## **Abstract:**

Progress on the multiplication of frequency bands have created a growing need for multi-band antennas. In fact, most modern telecommunications systems use this type of antennas. But, the design of these seems difficult because of the diversity of the characteristics of the different bands to be covered (the shape of the radiation patterns, the type of polarization, the necessary bandwidth).

A circular polarization multi-band antenna is designed and studied for satellite navigation and telemetry systems. Our work aims to have this antenna answer to other specifications (Bluetooth, SDARS WLAN, Wimax) by introducing certain modifications at this level. We performed different simulations using both FEKO and CST software. The antenna thus designed has very good performance in terms of adaptation, bandwidth and circular polarization. Despite the satisfaction of radiation performance, these can be improved. The concept of this antenna can be easily adapted to other applications since it has the advantage of being flexible.

**Keywords:** Multi-band antenna, pyramidal antenna, linear polarization / circular polarization, polarization diversity, radionavigation, applications of pyramidal antenna.

## **ملخص**

أدت التطورات في تكاثر نطاقات التردد إلى تزايد الحاجة إلى هوائيات متعددة الموجات. في الواقع، تستخدم معظم أنظمة الاتصالات الحديثة هذا النوع من الهوائيات. ولكن يبدو أن تصميمها صعب بسبب تنوع خصائص النطاقات المختلفة التي يجب تغطيتها (شكل أنماط الإشعاع، ونوع الاستقطاب، وعرض النطاق اللازم).

تم تصميم ودراسة هوائية متعددة الاستقطاب الدائري في أنظمة الملاحة والقياس عن بُعد. يهدف عملنا إلى جعل هذه الهوائية تجيب على مواصفات أخرى عن طريق إدخال تعديلات معينة عليها.

تم إجراء عمليات المحاكاة المختلفة باستخدام البرامج FEKO و CST.

تتمتع الهوائية المصممة على هذا النحو بأداء جيد للغاية من حيث التكيف وعرض النطاق والاستقطاب الدائري. على الرغم من إرضاء أداء الإشعاع، يمكن تحسينها. يمكن تكييف مفهوم هذه الهوائية بسهولة مع تطبيقات أخرى حيث إنها تتميز بالمرونة.

**كلمات البحث:** هوائية متعدد الموجات، الهوائية الهرمية، الاستقطاب الخطي / الاستقطاب الدائري، تنوع الاستقطاب، الملاحة، تطبيقات الهوائية الهرمية.