

UNIVERSITE DE LIMOGES
ED n° 521 : Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES
XLIM – Département Ondes et Systèmes Associés

Année : 2011

Thèse : N°17-2011

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes "

présentée et soutenue par

Laure HUITEMA

Le 28 Septembre 2011

***Conception d'antennes miniatures à base de matériaux innovants pour
systèmes de communications mobiles***

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE
et co-dirigée par Monsieur Cyril DECROZE

JURY :

Président

Monsieur S. VERDEYME

Professeur, Université de Limoges

Rapporteur

Monsieur A. SHARAIHA

Professeur, Université de Rennes 1

Monsieur R. STARAJ

Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis

Examineur

Monsieur C. DECROZE

Maître de conférences, Université de Limoges

Monsieur C. DELAVEAUD

Ingénieur CEA LETI, Grenoble

Monsieur J-L. MATTEI

Maître de conférences-HDR, Université de Brest

Monsieur T. MONEDIERE

Professeur, Université de Limoges

Remerciements

Ce travail a été effectué à la faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM, dirigé par Monsieur le Professeur Dominique CROS. Je lui exprime toute ma gratitude pour m'avoir accueillie dans ce laboratoire.

Je remercie particulièrement Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges et responsable du département Ondes et Systèmes Associés, pour m'avoir accueillie dans son équipe de recherche ainsi que pour l'encadrement de mes travaux durant ces trois années de thèse. Je le remercie particulièrement pour sa disponibilité, sa patience et pour la grande confiance qu'il m'a constamment accordée.

J'associe à ces remerciements Monsieur Cyril DECROZE, Maître de conférences à l'Université de Limoges, qui a également encadré mes travaux pendant ces trois années de thèse. Il a su me donner de précieux conseils tout en me laissant une grande autonomie.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, qui me fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

En acceptant d'être les rapporteurs de mon travail, Monsieur Ala SHARAIHA, Professeur à l'Université de Rennes 1, et Monsieur Robert STARAJ, Professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis, m'ont fait un grand honneur. Qu'ils trouvent ici toute ma gratitude.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Christophe DELAVEAUD, Ingénieur Responsable Antennes au CEA-LETI de Grenoble et Monsieur Jean-Luc MATTEI, Maître de conférences-HDR de l'Université de Brest de bien avoir voulu participer à ce jury. Je remercie particulièrement ce dernier pour la réalisation et la fourniture de nombreux matériaux nous ayant permis de réaliser un bon nombre d'antennes.

Je remercie Majed KOUBEISSI qui a encadré mon stage de DEA et m'a apporté de précieux conseils durant le début de ma thèse.

Les secrétaires, Patricia LEROY et Nadine AYMARD, doivent aussi être sincèrement remerciées pour leur disponibilité et pour s'être occupées de tout l'aspect administratif inhérent à mes travaux.

Pour avoir eu le privilège et parfois la primeur après de lourdes négociations d'effectuer mes mesures d'antennes avec lui, je me dois de remercier M. Eric ARNAUD, Ingénieur

Remerciements

d'Etudes au CNRS. Il serait déçu si mes remerciements à son égard s'arrêtaient là. Je le remercie donc pour avoir rendu agréables mes journées et surtout mes repas pris en sa compagnie.

Concernant les mesures, je me dois également de remercier Tibault REVEYRAND, Ingénieur d'Etudes au CNRS qui m'a accordé de nombreuses heures pour me faire partager son expérience de la mesure d'éléments actifs.

Je n'oublie pas non plus Moctar MOUHAMADOU, Enseignant-Chercheur à l'Institut d'Ingénierie et d'Informatique de Limoges (3IL) pour les mesures en chambre réverbérante.

Je pense maintenant à mes collègues de bureau, Régis CHANTALAT et Nabil BEN HSOUNA. Merci à toi Régis pour tes nombreux conseils que ce soit professionnels ou personnels, pour ton écoute lors de nos longues discussions et pour avoir réussi à me supporter durant plus de trois ans. Bon courage à toi Nabil surtout pour la rédaction qui approche.

Merci également à Danielle ROUSSET, maître de conférences à l'Université de Limoges, qui fut ma tutrice pédagogique durant mes trois années de monitorat. Ses conseils pédagogiques m'ont beaucoup aidée lors de la préparation de mes séances de TD et de TP.

Je remercie maintenant les personnes qui sont devenues plus que des collègues, je pense à Fatna, Jojo et Cyrille. Fatna, merci pour ta gentillesse, ta générosité et ta convivialité. Jojo, merci pour toutes nos discussions, ta bonne humeur et ton enthousiasme. Cyrille, entre ton sens de l'orientation et d'autres circonstances que je tairai, j'espère que tu trouveras ma salle de soutenance. Plus sérieusement, merci pour tous tes conseils et ta gentillesse.

Je remercie aussi Marc, David, Thomas, Nicolas, Sébastien, Emilien, Hassoun, Kanso, Thomas, Manu, Momo, Nabil, Faycel, Mouss, Jérôme et Francis pour leur bonne humeur et leur gentillesse. La liste des remerciements serait encore longue et beaucoup de noms ne pourront pas être cités dans ces quelques lignes, bien qu'ils le méritent tous. Je peux juste dire que j'ai pris beaucoup de plaisir à venir travailler chaque matin. Tous les membres du département, qu'ils soient permanents ou doctorants, ont tous de grandes qualités scientifiques et aussi humaines, qui méritent d'être soulignées.

Je ne saurai terminer ces remerciements sans témoigner de ma reconnaissance à toute ma famille, qui m'a encouragée et apporté son soutien tout au long de cette thèse.

Je garde le meilleur pour la fin : merci à toi Thomas pour ton soutien pendant les bons et les mauvais moments. Merci pour ton attention de chaque instant.

Sommaire

Sommaire

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

CHAPITRE I

ANTENNES POUR TERMINAUX MOBILES

I - INTRODUCTION	9
II - ANTENNES MINIATURES	10
<i>II.1 - Définition et caractéristiques des antennes miniatures</i>	<i>10</i>
<i>II.2 - Evolution de la conception d'antennes miniatures</i>	<i>11</i>
II.2.1 - Antennes filaires classiques et ses techniques de miniaturisation	11
II.2.1.1 - Antenne filaire classique : l'antenne dipolaire	11
II.2.1.2 - Techniques de miniaturisation d'une antenne filaire	12
II.2.1.2.a) Antenne monopolaire	12
II.2.1.2.b) Antennes ILA et IFA	13
II.2.1.2.c) Antenne hélice	15
II.2.2 - Antennes planaires classiques et ses techniques de miniaturisation	15
II.2.2.1 - Antenne planaire classique : l'antenne patch	15
II.2.2.2 - Techniques de miniaturisation d'une antenne planaire	16
II.2.2.2.a) Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde guidée	16
• Utilisation d'un matériau diélectrique	16
• Utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique	17
II.2.2.2.b) Modification et optimisation de la configuration de l'élément rayonnant	18
• Insertion d'encoches ou de fentes	18
• L'antenne méandre	19
II.2.2.2.c) Insertion de courts-circuits	20
• L'antenne quart d'onde imprimée	20
• L'antenne PIFA	20
• L'antenne fil plaque monopolaire	21
II.2.3 - Antennes à résonateur diélectrique (DRA) classiques et ses techniques de miniaturisation	22
II.2.3.1 - Antenne DRA classique	22
II.2.3.2 - Techniques de miniaturisation d'une antenne DRA	23
• Métallisation d'une face du résonateur	23
• DRA multi-couches	24
<i>II.3 - Résumé des différentes antennes présentées et de leurs performances</i>	<i>25</i>
III - ANTENNES MULTIBANDE ET LARGE BANDE	28
<i>III.1 - Comportement multifréquentiel d'une antenne</i>	<i>28</i>
III.1.1 - Pour une application multibande	28
III.1.2 - Pour une application large bande	31
<i>III.2 - Agilité en fréquence</i>	<i>34</i>
III.2.1 - Différentes techniques d'agilité en fréquence	34
III.2.1.1 - Antenne agile en fréquence à base de diode PIN	35
III.2.1.2 - Antenne agile en fréquence à base de MEMS	36
III.2.1.3 - Antenne agile en fréquence à base de diode varactor	36
IV - SYSTEMES A DIVERSITE D'ANTENNES	38
<i>IV.1 - Notion de diversité</i>	<i>38</i>
IV.1.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe	39
IV.1.2 - Détermination du gain de diversité effectif	40
IV.1.3 - Mesure des performances en diversité : chambre réverbérante à brassage de modes	40
<i>IV.2 - Exemples d'antennes à diversité</i>	<i>41</i>
IV.2.1 - Intégration de deux antennes au sein d'un terminal mobile	42
IV.2.2 - Les structures rayonnantes à accès multiples	45
V - LE PROJET NAOMI	47
VI - CONCLUSION – DEMARCHE DE L'ETUDE	49
VII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1	51

CHAPITRE II

ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE LARGE BANDE

I - INTRODUCTION	61
II - DEVELOPPEMENT AUTOUR D'UNE ANTENNE DRA	61
<i>II.1 - Principales caractéristiques des antennes DRA.....</i>	<i>62</i>
<i>II.2 - Les différentes techniques d'excitation.....</i>	<i>63</i>
II.2.1 - Sonde coaxiale.....	63
II.2.2 - Ligne microruban et ligne coplanaire	64
II.2.3 - Fente.....	65
<i>II.3 - Méthodologie de l'étude d'une antenne DRA – De l'étude modale à l'étude électromagnétique</i>	<i>66</i>
II.3.1 - Etude modale.....	67
II.3.2 - Etude électromagnétique	70
<i>II.4 - Choix du diélectrique.....</i>	<i>72</i>
III - MISE EN PLACE D'UNE TECHNIQUE DE MINIATURISATION	73
<i>III.1 - D'une cavité cylindrique</i>	<i>73</i>
<i>III.2 - D'une cavité parallélépipédique</i>	<i>76</i>
III.2.1 - Diminution de la fréquence de résonance.....	77
III.2.2 - Etude paramétrique en fonction de différentes métallisations	78
IV - STRUCTURE FINALE DE L'ANTENNE – PERFORMANCES EN SIMULATION ET EN MESURE.....	81
<i>IV.1 - Structure finale.....</i>	<i>81</i>
<i>IV.2 - Etude électromagnétique – Validation de l'étude modale.....</i>	<i>81</i>
<i>IV.3 - Conception et mesure du prototype.....</i>	<i>83</i>
<i>IV.4 - Présentation et analyse des résultats.....</i>	<i>85</i>
IV.4.1 - Impédance d'entrée et coefficient de réflexion	85
IV.4.2 - Gain réalisé, efficacité totale et diagramme de rayonnement	86
<i>IV.5 - Analyse de l'effet de la taille du plan de masse.....</i>	<i>88</i>
V - CONCLUSION.....	89
VI - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2.....	91

CHAPITRE III

ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE MULTIBANDE

I - INTRODUCTION	95
II - METHODE DE CONCEPTION – CREATION DE MODES HYBRIDES	96
<i>II.1 - Contexte – Etude modale du résonateur.....</i>	<i>96</i>
<i>II.2 - Création de modes hybrides au sein du résonateur.....</i>	<i>97</i>
II.2.1 - Méthode de conception du résonateur	99
II.2.2 - Dimensionnement du monopôle chargé.....	100
<i>II.3 - Validation des études modales.....</i>	<i>101</i>
III - STRUCTURE FINALE DE L'ANTENNE – PERFORMANCES EN SIMULATION ET EN MESURE.....	103
<i>III.1 - Structure finale.....</i>	<i>103</i>
<i>III.2 - Performances de la structure antennaire</i>	<i>104</i>
<i>III.3 - Conception et mesure du prototype.....</i>	<i>105</i>
<i>III.4 - Etude de l'influence d'un gap d'air entre le résonateur et son excitation</i>	<i>105</i>
<i>III.5 - Performances en mesure et en simulation.....</i>	<i>107</i>

III.5.1 - Paramètre S	107
III.5.2 - Analyse du couplage	108
III.5.3 - Diagrammes de rayonnement	110
III.5.4 - Gain réalisé maximum en mesure et en simulation	112
III.5.5 - Efficacité totale en mesure et en simulation	117
III.5.6 - Analyse de l'influence des dimensions du plan de masse	118
IV - PERFORMANCES EN DIVERSITE	121
<i>IV.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe</i>	<i>121</i>
<i>IV.2 - Gain de diversité effectif en canal isotrope</i>	<i>123</i>
V - CONCLUSION	125
VI - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3	127

CHAPITRE IV

ANTENNE A BASE DE MATERIAUX MAGNETO-DIELECTRIQUES

I - INTRODUCTION	130
II - UTILISATION D'UN MATERIAU MAGNETO-DIELECTRIQUE POUR UNE APPLICATION ANTENNAIRE	130
<i>II.1 - Antenne patch imprimée sur un substrat sans perte</i>	<i>130</i>
<i>II.2 - Effet des pertes du substrat</i>	<i>134</i>
III - METHODE DE CONCEPTION D'UNE ANTENNE MEANDRE A BASE DE MATERIAUX MAGNETO-DIELECTRIQUE	136
<i>III.1 - Méthode de conception</i>	<i>136</i>
<i>III.2 - Contribution du matériau magnéto-diélectrique dans le cas d'une antenne méandre</i>	<i>141</i>
IV - STRUCTURE FINALE ET RECONFIGURATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT – PERFORMANCES DE LA STRUCTURE ANTENNAIRE	143
<i>IV.1 - Intégration d'un second élément rayonnant</i>	<i>143</i>
<i>IV.2 - Performances de la structure antennaire</i>	<i>146</i>
IV.2.1 - Structure finale de l'antenne et conception du prototype	146
IV.2.2 - Comparaison des résultats mesurés et simulés - Analyse	147
<i>IV.2.2.1 - Comparaison des paramètres S mesurés et simulés</i>	<i>147</i>
<i>IV.2.2.2 - Analyse du décalage fréquentiel obtenu</i>	<i>148</i>
<i>IV.2.2.3 - Comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés</i>	<i>149</i>
<i>IV.2.2.4 - Comparaison du gain réalisé et de l'efficacité totale en simulation et en mesure</i>	<i>151</i>
<i>IV.2.2.5 - Analyse de l'influence des dimensions du plan de masse</i>	<i>153</i>
IV.2.3 - Performances en diversité	155
<i>IV.2.3.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe</i>	<i>155</i>
<i>IV.2.3.2 - Gain de diversité effectif en canal isotrope</i>	<i>156</i>
V - CONCLUSION	157
VI - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4	159

CHAPITRE V

ANTENNE ACTIVE A BASE DE MATERIAUX MAGNETO-DIELECTRIQUES

I - INTRODUCTION	163
II - INTEGRATION D'UNE DIODE VARACTOR AU SEIN D'UN ELEMENT RAYONNANT ..	163
<i>II.1 - Caractérisation de la diode varactor</i>	<i>164</i>
II.1.1 - Détermination du modèle équivalent de la diode	166
II.1.2 - Intégration du fichier touchstone de la diode dans le simulateur	167

<i>II.2 - Etude et conception d'une antenne basique utilisant une diode varactor – Validation de la méthode de simulation par la mesure</i>	168
III - METHODE DE CONCEPTION D'UNE ANTENNE ACTIVE A BASE D'UN MATERIAU MAGNETO-DIELECTRIQUE – PERFORMANCES DE LA STRUCTURE ANTENNAIRE	172
<i>III.1 - Méthode de conception et performances simulées</i>	172
III.1.1 - Conception de la structure antennaire.....	172
III.1.2 - Performances simulées	174
<i>III.1.2.1 - Paramètres S11</i>	174
<i>III.1.2.2 - Gain réalisé maximum</i>	176
III.1.3 - Reconfiguration du diagramme de rayonnement.....	177
IV - PRESENTATION DU PROTOTYPE – PERFORMANCES MESUREES	179
<i>IV.1 - Présentation du prototype</i>	179
<i>IV.2 - Performances du système antennaire en mesure</i>	180
IV.2.1 - Mesure des paramètres S.....	180
IV.2.2 - Diagrammes de rayonnement.....	182
IV.2.3 - Gain réalisé maximum et efficacité totale	184
IV.2.4 - Performances en diversité	187
<i>IV.2.4.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe</i>	187
<i>IV.2.4.2 - Gain de diversité effectif en canal isotrope</i>	188
V - INTEGRATION DU SYSTEME ANTENNAIRE AU SEIN DU TERMINAL MOBILE – PERFORMANCES	189
<i>V.1 - Intégration du système antennaire au sein du terminal mobile</i>	190
<i>V.2 - Présentation du démonstrateur final - Performances</i>	192
V.2.1 - Présentation du démonstrateur final	192
V.2.2 - Performances du démonstrateur	194
VI - CONCLUSION	196
VII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 5	198
 Conclusion générale et perspectives	 199
Annexes	199
Liste des travaux	Erreur ! Signet non défini.

Introduction générale

Au cours de ces dernières années, les communications cellulaires ont connu une évolution exponentielle. En effet, la France est passée de 6 millions de terminaux mobiles en 1997 à plus de 64.4 millions en 2010. Leur évolution a bénéficié des améliorations des composants électroniques notamment en terme de miniaturisation permettant aux téléphones d'acquérir des fonctions jusqu'alors réservées aux ordinateurs. C'est ainsi qu'au fur et à mesure des années, la nécessité d'implanter un nombre toujours plus important d'applications a rendu la conception des antennes très problématique. En effet, le nombre de bandes de fréquence à couvrir a augmenté en même temps que l'évolution des fonctionnalités dans le monde de la téléphonie mobile. Le téléphone monobande utilisant seulement la bande GSM (Global System for Mobile Communications) a très vite été remplacé par le téléphone bibande. En effet, la saturation de la bande GSM causée par l'essor fulgurant de la téléphonie mobile a conduit à l'allocation d'une nouvelle bande de fréquence dédiée à la téléphonie mobile, le DCS (Digital Cellular System, 1710-1880 MHz). L'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) a ensuite vu le jour avec le développement de la 3G (troisième génération). Parallèlement à cela, de nouvelles fonctionnalités (Bluetooth, WiFi, GPS, WiMax, DVB-H, etc) sont venues s'implémenter sur les terminaux mobiles leur impliquant de couvrir une bande de fréquence allant de 470 MHz à 5.8 GHz. Le challenge actuel est d'offrir aux utilisateurs toutes ces fonctionnalités dans un même appareil mobile.

Pour faire face au grand nombre d'utilisateurs et à la volonté d'intégrer une quantité toujours plus importante de nouvelles applications, de nouveaux concepts d'antennes intelligentes et peu encombrantes font l'objet de nombreuses recherches.

Le principal objectif à atteindre est d'offrir de nouveaux services avec une qualité de réception optimale aux abonnés tout en s'inscrivant dans la tendance du marché. Celle-ci concerne la conception de terminaux mobiles de moins en moins volumineux et surtout toujours moins épais. De plus, les liaisons de l'émission à la réception sont soumises aux phénomènes d'évanouissements de signaux dus au canal de propagation (multi trajets, atténuations,...). L'antenne devra donc être capable de s'adapter à son environnement, c'est-à-dire à des conditions changeantes en ajustant sa fréquence de travail, sa polarisation ou son diagramme de rayonnement tout en étant miniature.

L'approche retenue dans le cadre de cette thèse est de s'attaquer au verrou de l'encombrement des antennes et de la coexistence de diverses applications en explorant les

potentialités offertes par le développement de matériaux originaux pour la miniaturisation des antennes.

Ce travail de thèse s'intègre dans le cadre du projet ANR (Agence Nationale de la Recherche) NAOMI (Nouvelles générations d'Antennes miniatures et agiles à matériaux cOMposites pour termInaux mobiles) porté par Technicolor et regroupant de nombreux partenaires à savoir le LEAT, le LabSticc, l'IETR, le CEA LETI, Satimo, l'IREENA et Xlim. L'objectif de ce projet est de proposer des solutions d'antennes originales miniatures et intégrables au sein d'un terminal mobile de nouvelle génération (de type tablette) dédié majoritairement au monde de la télévision numérique terrestre mobile, la DVB-H (Digital Video Broadcasting – Handheld) mais également à d'autres standards tels que le WiFi et le WiMax. Ce terminal devra se connecter aux différentes applications de manière intelligente et transparente pour l'utilisateur. Dans cet objectif, deux axes principaux seront étudiés.

Le premier s'intéressera à la conception et à la réalisation d'antennes miniatures en rupture avec les solutions actuelles. Pour cela, ces antennes utiliseront de nouveaux matériaux diélectriques et magnéto-diélectriques permettant leur miniaturisation.

Le second axe concernera l'accordabilité des antennes en fréquence et/ou en diagramme de rayonnement. L'accordabilité en diagramme de rayonnement permettra l'optimisation de la qualité de la liaison en temps réel. L'accordabilité en fréquence permet dans certains cas de remplacer une antenne à large bande de fréquence par une antenne à bande instantanée étroite. Associée à un dispositif de contrôle et d'ajustement de fréquence, cette solution permet souvent de réduire la taille de l'antenne.

C'est en se plaçant dans ce contexte que la structure de ce mémoire s'articule autour de cinq chapitres.

Le premier chapitre présentera un état de l'art non exhaustif sur les différentes méthodes de conceptions d'antennes dédiées aux terminaux mobiles. Un rappel sur les antennes miniatures classiquement utilisées suivi de la description de différentes techniques de miniaturisation seront présentés. A l'issue de cette première partie, les potentiels des antennes à résonateur diélectrique (Dielectric Resonator Antenna (DRA)) en termes de miniaturisation et de large bande passante seront mis en évidence. En effet, ces antennes possèdent de nombreux degrés de liberté quant à leur structure et à leurs conditions aux limites. L'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique sera également bénéfique en terme

d'élargissement de la bande passante. Puis, l'état de l'art se focalisera sur les antennes accordables en fréquence. Finalement, afin de s'intégrer totalement dans la problématique du projet NAOMI, une partie présentera également les systèmes à diversité d'antennes.

En vue des potentialités mises en évidence lors de l'examen de la littérature, le deuxième chapitre s'intéressera à l'étude d'une antenne DRA ayant pour objectif d'allier large bande passante et miniaturisation en vue de couvrir toute la bande DVB-H. Dans cet objectif, une technique de miniaturisation d'une antenne DRA basée sur la création de nouveaux modes au sein du résonateur sera mise en place. Nous étudierons la possibilité de réduire les fréquences de résonance au sein d'une antenne DRA tout en gardant des dimensions constantes. Le but étant de couvrir l'intégralité de la bande DVB-H tout en restant miniature, ce chapitre s'intéressera donc à montrer les limites physiques du rapport miniaturisation/bande passante.

Dans le but de diminuer le volume dédié à l'antenne, le troisième chapitre se concentrera d'une part sur le haut de la bande DVB-H allant de 790 MHz à 862 MHz mais également sur les deux autres bandes supplémentaires visées par le projet NAOMI à savoir les bandes WiFi et WiMax. Nous envisagerons de créer des modes hybrides au sein de l'antenne DRA afin d'allier la miniaturisation à la couverture des trois bandes visées. La miniaturisation nous permettra finalement d'intégrer deux de ces antennes, initialement étudiées, au sein du terminal mobile afin d'appliquer les techniques de diversité.

L'étude de la littérature présentée dans le premier chapitre a montré que l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique permettait, en plus de la réduction de la longueur électrique de l'élément rayonnant, de conserver une bande passante large. L'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique au sein d'une antenne sera donc au cœur de l'étude du quatrième chapitre. En effet, au cours de ce chapitre, nous distinguerons tous les avantages à utiliser ce type de matériau au sein d'une structure antennaire.

Finalement, l'étude détaillée de l'intégration d'un élément actif pour permettre l'agilité fréquentielle d'une antenne sera présentée dans le cinquième chapitre. L'efficacité avérée de l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique dans l'élargissement de la bande passante de la structure du chapitre quatre nous a conduit à intégrer un élément actif au sein de cette même structure afin de rendre l'antenne agile en fréquence. Le choix judicieux et la caractérisation de l'élément actif seront présentés et la mesure de cette structure antennaire sur

le démonstrateur du récepteur DVB-H développé au cours du projet NAOMI viendra clore le cinquième chapitre.

Chapitre I

ANTENNES POUR TERMINAUX MOBILES

I - INTRODUCTION	9
II - ANTENNES MINIATURES	10
<i>II.1 - Définition et caractéristiques des antennes miniatures</i>	<i>10</i>
<i>II.2 - Evolution de la conception d'antennes miniatures</i>	<i>11</i>
II.2.1 - Antennes filaires classiques et ses techniques de miniaturisation	11
II.2.1.1 - Antenne filaire classique : l'antenne dipolaire.....	11
II.2.1.2 - Techniques de miniaturisation d'une antenne filaire	12
II.2.1.2.a) Antenne monopolaire	12
II.2.1.2.b) Antennes ILA et IFA.....	13
II.2.1.2.c) Antenne hélice.....	15
II.2.2 - Antennes planaires classiques et ses techniques de miniaturisation.....	15
II.2.2.1 - Antenne planaire classique : l'antenne patch.....	15
II.2.2.2 - Techniques de miniaturisation d'une antenne planaire.....	16
II.2.2.2.a) Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde guidée	16
• Utilisation d'un matériau diélectrique	16
• Utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique	17
II.2.2.2.b) Modification et optimisation de la configuration de l'élément rayonnant	18
• Insertion d'encoches ou de fentes.....	18
• L'antenne méandre.....	19
II.2.2.2.c) Insertion de courts-circuits	20
• L'antenne quart d'onde imprimée	20
• L'antenne PIFA.....	20
• L'antenne fil plaque monopolaire	21
II.2.3 - Antennes à résonateur diélectrique (DRA) classiques et ses techniques de miniaturisation	22
II.2.3.1 - Antenne DRA classique	22
II.2.3.2 - Techniques de miniaturisation d'une antenne DRA	23
• Métallisation d'une face du résonateur.....	23
• DRA multi-couches.....	24
<i>II.3 - Résumé des différentes antennes présentées et de leurs performances</i>	<i>25</i>
III - ANTENNES MULTIBANDE ET LARGE BANDE	28
<i>III.1 - Comportement multifréquentiel d'une antenne</i>	<i>28</i>
III.1.1 - Pour une application multibande	28
III.1.2 - Pour une application large bande.....	31
<i>III.2 - Agilité en fréquence.....</i>	<i>34</i>
III.2.1 - Différentes techniques d'agilité en fréquence	34
III.2.1.1 - Antenne agile en fréquence à base de diode PIN	35
III.2.1.2 - Antenne agile en fréquence à base de MEMS.....	36
III.2.1.3 - Antenne agile en fréquence à base de diode varactor.....	36
IV - SYSTEMES A DIVERSITE D'ANTENNES	38
<i>IV.1 - Notion de diversité.....</i>	<i>38</i>
IV.1.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe	39
IV.1.2 - Détermination du gain de diversité effectif	40
IV.1.3 - Mesure des performances en diversité : chambre réverbérante à brassage de modes.....	40
<i>IV.2 - Exemples d'antennes à diversité.....</i>	<i>41</i>
IV.2.1 - Intégration de deux antennes au sein d'un terminal mobile	42
IV.2.2 - Les structures rayonnantes à accès multiples	45
V - LE PROJET NAOMI	47
VI - CONCLUSION – DEMARCHE DE L'ETUDE.....	49
VII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1.....	51

I - Introduction

La première génération de téléphonie mobile a fait son apparition dans les années soixante-dix. Les premiers appareils mobiles avaient un fonctionnement analogique, ils étaient volumineux et leur couverture territoriale était très limitée. Ce n'est qu'au début des années 1990 que la téléphonie mobile se démocratise avec la mise en place de la norme européenne GSM (Global System for Mobile Communication). Dès lors, la téléphonie mobile se voit comme un objet du quotidien qui a vu ses fonctionnalités croître au cours des dix dernières années. En effet, des services supplémentaires se sont développés et ont été intégrés au sein des téléphones mobiles tels que l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), le bluetooth, le WiFi, etc.

Le principal objectif à atteindre est d'offrir de nouveaux services avec une meilleure qualité de service aux abonnés. De plus, la tendance du marché est d'offrir ces services par l'intermédiaire de terminaux mobiles de moins en moins volumineux et surtout toujours moins épais. La diminution de la taille de l'antenne et l'amélioration des performances de liaison deviennent alors des enjeux primordiaux.

Le but de ce chapitre est de faire un état de l'art sur les différentes méthodes de conceptions d'antennes dédiées aux terminaux mobiles. Un rappel sur les antennes miniatures classiquement utilisées introduira la première partie suivi de la description de différentes techniques de miniaturisation. Nous nous attacherons à présenter des antennes multibandes et large bande dans un second temps. A l'issue de ces deux premières parties, les potentialités de différents types d'antennes en termes de miniaturisation et de comportement multifréquentiel seront montrées. Elles seront exploitées et approfondies dans les différents chapitres de ce manuscrit.

Les terminaux mobiles devant être capables de s'adapter à leur environnement et à leur contexte d'utilisation, la liaison doit être optimisée en temps réel. La troisième partie sera donc consacrée aux techniques requises pour combattre les phénomènes d'évanouissements de signaux dus au canal de propagation à savoir les techniques de diversité. Ce manuscrit s'inscrit dans la thématique du projet NAOMI (Nouvelles générations d'Antennes miniatures et agiles à matériaux cOMposites pour termInaux mobiles) initié par l'ANR (Agence Nationale de la Recherche). La dernière partie présentera ce projet, ses problématiques et les différentes approches mises en œuvre qui seront développées tout au long de ce mémoire.

II - Antennes miniatures

Selon un rapport de l'ARCEP (l'Autorité de Régulation des Communications Electroniques et Postales), la France est passée de 6 millions de terminaux mobiles en 1997 à plus de 64.4 millions en 2010. L'évolution de ces terminaux mobiles (téléphones, tablettes électroniques, etc) a bénéficié des améliorations des composants électroniques notamment leur miniaturisation, ce qui permet aux téléphones/tablettes d'acquérir des fonctions jusqu'alors réservées aux ordinateurs. Cependant, la miniaturisation de la taille des antennes n'a pas suivi les mêmes évolutions. En effet, contrairement au cas des circuits électroniques, la taille des antennes pour une application donnée, c'est-à-dire pour une fréquence donnée, est physiquement limitée. Pour permettre à une antenne de transformer efficacement une onde guidée en une onde rayonnée, la taille de l'antenne doit être de l'ordre d'une demi-longueur d'onde guidée ou plus. La miniaturisation d'une antenne passe donc par une diminution de ses performances (bande passante, gain réalisé, efficacité totale). La miniaturisation d'une antenne s'apparente donc à un compromis entre ses dimensions et ses performances.

II.1 - Définition et caractéristiques des antennes miniatures

Une antenne est un dispositif permettant de transformer une onde guidée en une onde rayonnée et vice-versa. De nombreux paramètres permettent d'évaluer une antenne tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la directivité, le gain intrinsèque, le gain réalisé, l'efficacité ainsi que les diagrammes de rayonnement. Ceux-ci sont rappelés en *annexe 1*.

Le terme d'antenne miniature englobe plusieurs grandes catégories d'antennes [1].

La principale concerne les antennes électriquement petites. Il existe plusieurs façons de définir une antenne électriquement petite. La plus répandue est celle donnée par Wheeler en 1947 [2-3]. En effet, il effectua les premiers travaux sur les limites fondamentales des antennes électriquement petites. Wheeler a défini une antenne électriquement petite comme une antenne dont la plus grande dimension est inférieure à $\lambda_0 / 2\pi$ avec λ_0 la longueur d'onde dans le vide. Cette relation est souvent exprimée telle que $k.a \leq 1$ avec a le rayon de la sphère contenant l'antenne et k le nombre d'onde dans le milieu de propagation tel que $k = 2\pi / \lambda_0$.

La seconde regroupe les antennes petites par contraintes physiques [1] sur une dimension. Dans ce cas, la taille de la structure antennaire est extrêmement réduite sur une dimension (antenne Low Profile).

La miniaturisation d'une antenne détériore ses performances. Aussi, P. Vainikainen montre dans [4] toute la difficulté de conception d'une antenne miniature qui se résume à faire un compromis entre l'obtention d'une bonne efficacité et d'une large bande passante tout en restant miniature. Si une de ces trois voies est privilégiée, il est de plus en plus difficile d'obtenir de bons résultats.

Il est à noter que dans un terminal mobile, l'antenne n'est pas isolée. Hormis les contraintes à respecter sur sa structure propre, l'environnement proche (éléments métalliques ou diélectriques) a une influence importante sur ses performances [5-6]. En effet, la structure sur laquelle ces antennes sont intégrées est susceptible de modifier leur fonctionnement [7]. Cette sensibilité peut aussi poser des problèmes lors des mesures expérimentales où les systèmes de maintien et d'alimentation (câble coaxial) de l'antenne peuvent modifier son impédance d'entrée et son rayonnement. Ces phénomènes s'expliquent par la présence de forts champs électromagnétiques au voisinage de l'antenne miniature susceptibles de se coupler avec les structures proches. Ces phénomènes doivent donc être considérés lors de la conception d'une antenne.

Les principales caractéristiques des antennes miniatures étant rappelées, le prochain paragraphe présentera un état de l'art non exhaustif de divers types d'antennes classiques, leurs caractéristiques et différentes techniques pour les rendre miniatures.

II.2 - Evolution de la conception d'antennes miniatures

Ce paragraphe retracera l'évolution de la conception des antennes miniatures afin de les rendre intégrables au sein d'un terminal mobile. Nous distinguerons trois catégories d'antennes classiquement utilisées dans les terminaux mobiles (téléphone portable, tablette, etc) à savoir les antennes filaires, les antennes planaires et les antennes à résonateur diélectrique (DRA).

II.2.1 - Antennes filaires classiques et ses techniques de miniaturisation

II.2.1.1 - Antenne filaire classique : l'antenne dipolaire

L'antenne dipolaire, élaborée par Heinrich Rudolph Hertz vers 1886, est une antenne constituée de deux brins métalliques de même longueur (Figure 1(a)) Elle est alimentée en son milieu et son fonctionnement résulte d'un phénomène d'onde stationnaire lié à la

longueur du fil. Le mode fondamental apparaît lorsque la dimension de l'antenne est proche de la demi-longueur d'onde.

Le champ rayonné par le dipôle sur son mode fondamental est à polarisation rectiligne verticale. Le diagramme est maximum à l'horizon et à symétrie de révolution (Figure 1(b)). La directivité maximale vaut 2,15 dB. La bande passante de ce type d'antenne est relativement large. Elle est comprise typiquement entre 10% et 20% selon le rayon des fils [8].

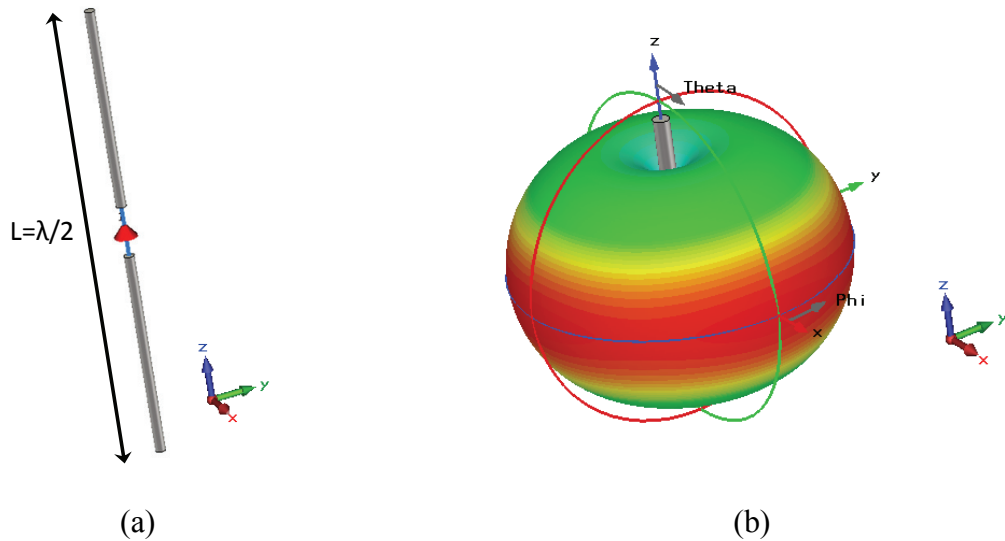


Figure 1 : Géométrie d'une antenne dipolaire (a) et son diagramme de rayonnement 3D (b)

II.2.1.2 - Techniques de miniaturisation d'une antenne filaire

II.2.1.2.a) Antenne monopolaire

La dimension de l'antenne dipolaire peut être réduite avec l'ajout d'un plan de masse positionné au centre de l'antenne, perpendiculairement à l'axe des fils, c'est l'antenne monopôle (Figure 2). En effet, d'après la théorie des images [9-10] les courants induits sur le plan de masse (considéré comme infini et parfaitement conducteur) « simulent » la moitié manquante du dipôle. Le mode fondamental du monopôle est obtenu lorsque la dimension de l'antenne est proche du quart de la longueur d'onde. La résistance de rayonnement d'une telle antenne est proportionnelle à $(h/\lambda)^2$ [9], celle-ci diminue donc avec le carré de la hauteur de l'antenne h .

C'est ce dernier type d'antenne qui a été utilisé dans un premier temps dans les téléphones mobiles pour permettre la réception du GSM comme le montre la Figure 3.

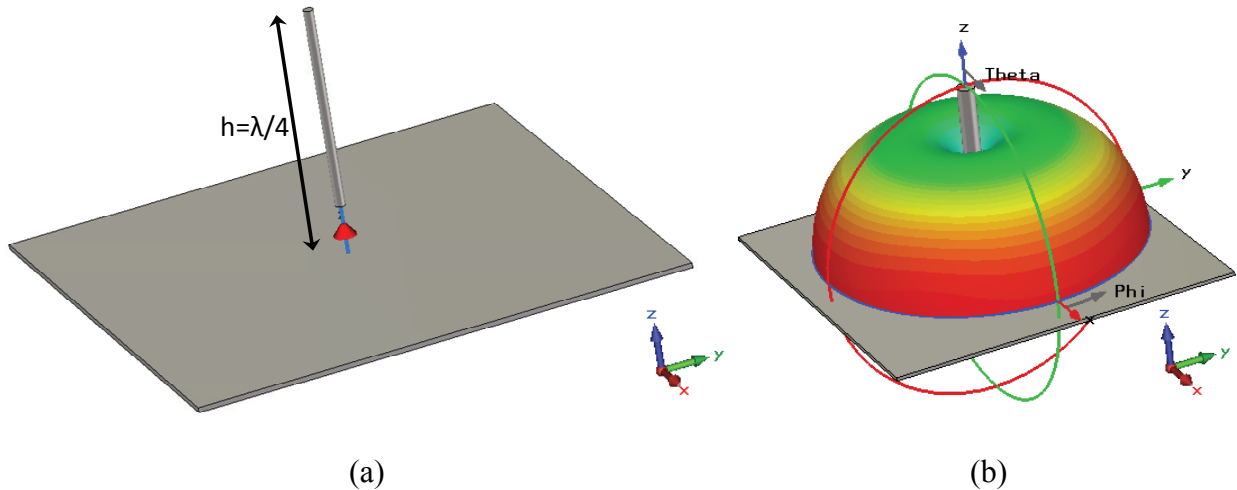


Figure 2 : Géométrie d'une antenne monopolaire(a) et son diagramme de rayonnement 3D(b)



Figure 3 : Antenne monopolaire intégrée dans un téléphone mobile permettant la réception du GSM

Le champ rayonné par un monopole quart d'onde disposé sur un plan métallique infini présente, en première approximation, les mêmes caractéristiques que celles obtenues avec le dipôle équivalent. Théoriquement, le monopole possède 3 dB de gain supplémentaire par rapport à celui du dipôle puisqu'il rayonne uniquement sur un demi-espace. En pratique, les dimensions réduites du plan de masse déforment le diagramme de rayonnement et réduisent le maximum de directivité à l'horizon. En terme d'adaptation et de bande passante, le monopole quart d'onde présente des performances comparables à celles du dipôle équivalent.

II.2.1.2.b) Antennes ILA et IFA

Un moyen de réduire les dimensions d'une antenne monopôle est de replier le brin métallique afin d'obtenir une certaine compacité. L'antenne ILA (Inverted L Antenna) [11] représentée Figure 4 est composée d'une partie d'une antenne monopôle en direction verticale et d'une autre partie pliée dans la direction horizontale. Elle a la même longueur électrique que l'antenne monopôle et possède donc la même fréquence de résonance. La résistance de

rayonnement d'une telle antenne est très faible puisque comme dans le cas de l'antenne monopôle, elle est proportionnelle à $(h/\lambda)^2$ avec h la hauteur de la partie verticale (comme l'indique la Figure 4) [11-12]. La partie horizontale joue en fait un rôle de charge capacitive. Il est donc très difficile d'adapter une telle antenne et la bande passante de ce type de structure est faible, elle ne dépasse jamais 1% [11],[13].

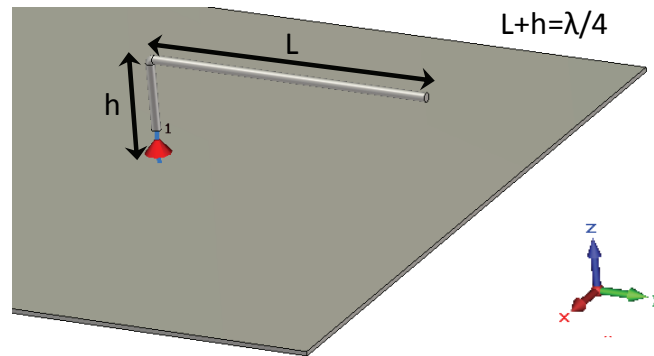


Figure 4 : Géométrie d'une antenne ILA

L'ajustement de l'adaptation d'une antenne ILA est possible en ajoutant un retour à la masse sur le brin horizontal, on parle alors d'Inverted F Antenna (IFA) représentée Figure 5. L'ajout de cet élément est équivalent à l'introduction d'une inductance parallèle au niveau du point d'alimentation résonant avec la capacité créée par le brin horizontal. Il se crée ainsi une résonance parallèle. En ajustant ce retour à la masse, il est alors facile de paramétrer l'impédance d'entrée de l'antenne et donc de l'adapter. La bande passante n'est cependant pas élevée puisqu'elle est en moyenne de l'ordre de 2% [14-15].

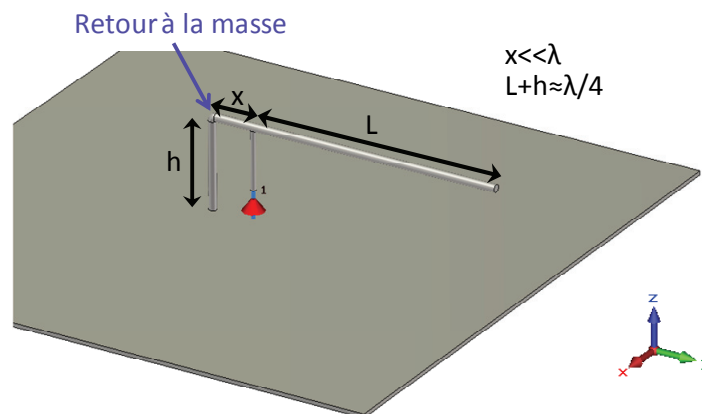


Figure 5 : Géométrie d'une antenne IFA

II.2.1.2.c) Antenne hélice

L'antenne hélice permet de diminuer la longueur physique d'une antenne sans diminuer sa longueur électrique. Sa première résonance est une résonance quart d'onde bien que d'autres résonances puissent être créées en raison des effets capacitifs et selfiques engendrés par sa structure. C'est cette antenne qui a remplacé dans un premier temps les antennes monopolaires (Figure 3) des téléphones portables comme le montre la Figure 6.

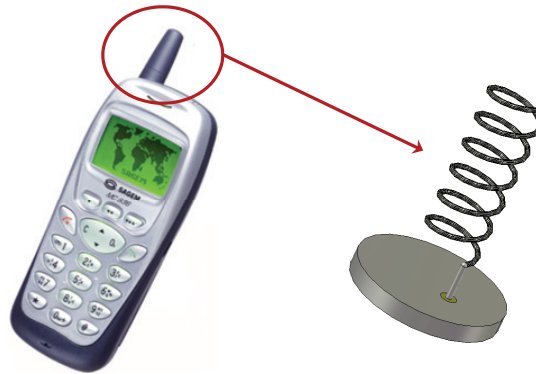


Figure 6 : Antenne hélice

Une telle antenne possède des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/10$ pour la hauteur, par $\lambda_0/40$ pour son diamètre. Elle couvre en moyenne 7% de bande passante ce qui est suffisant pour la réception du GSM [16-17].

II.2.2 - Antennes planaires classiques et ses techniques de miniaturisation

II.2.2.1 - Antenne planaire classique : l'antenne patch

L'antenne patch est constituée d'une plaque métallique, appelée élément rayonnant positionnée sur la face supérieure d'un substrat diélectrique comme le représente la Figure 7. La face inférieure est généralement entièrement métallisée et constitue le plan de masse. Son alimentation se fait à l'aide d'une sonde coaxiale connectée entre le toit et le plan de masse.

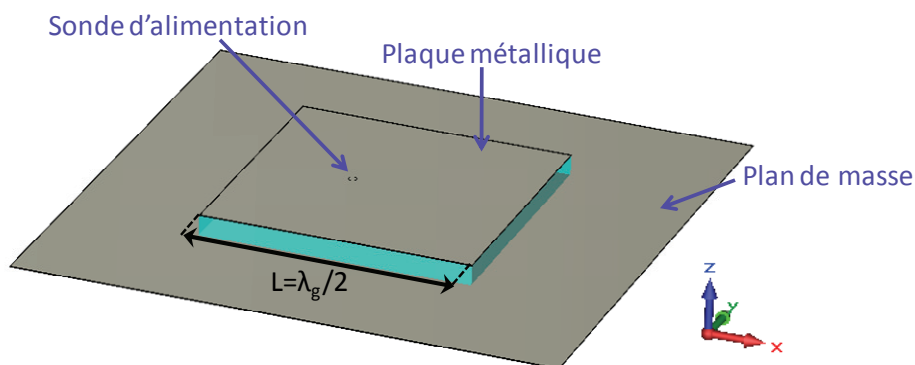


Figure 7 : Géométrie d'une antenne patch

Son mode fondamental présente une résonance en $\lambda_g / 2$ sur sa plus grande dimension avec λ_g la longueur d'onde guidée. Sur le mode fondamental, le champ électrique présente une répartition en forme de demi-longueur d'onde selon au moins une dimension [10]. Cette antenne présente un rayonnement à polarisation rectiligne horizontale maximum dans l'axe. Son gain maximal peut atteindre 6 à 8 dB. La bande de fonctionnement est en général faible et varie de 1 à 4 % environ (pour des épaisseurs de substrat de $\lambda_g/20$ à $\lambda_g/10$) [10].

II.2.2.2 - Techniques de miniaturisation d'une antenne planaire

L'antenne patch possède des dimensions trop importantes surtout quand l'application visée est basse fréquence. Plusieurs techniques de miniaturisation existent, nous verrons les principales à savoir :

-L'utilisation d'un substrat à forte permittivité diélectrique ou d'un substrat magnéto-diélectrique.

-La modification et l'optimisation de la configuration de l'élément rayonnant afin d'augmenter sa longueur électrique.

-L'utilisation de « courts-circuits ».

II.2.2.2.a) Utilisation d'un matériau pour réduire la longueur d'onde guidée

Utiliser un matériau diélectrique ou magnéto-diélectrique permet la réduction de la longueur d'onde guidée et donc la diminution de la longueur physique de l'élément rayonnant. En effet, la longueur de l'antenne patch est inversement proportionnelle à l'indice de réfraction du substrat $n = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$. La méthode la plus courante est d'utiliser des matériaux purement diélectriques [2],[18]. Une première partie montrera la réduction de taille obtenue dans le cas d'une antenne imprimée sur un substrat purement diélectrique, puis, une seconde partie mettra en évidence l'apport de l'utilisation d'un substrat magnéto-diélectrique.

- **Utilisation d'un matériau diélectrique**

Considérons l'antenne patch carrée représentée précédemment Figure 7 avec une longueur $L=4\text{cm}$ égale à sa largeur et une hauteur $h=3\text{mm}$. Afin de voir l'effet de l'ajout d'un substrat diélectrique sur ce type d'antenne, deux cas seront distingués :

-le cas d'un substrat à faible permittivité $\epsilon_r = 1$.

-le cas d'un substrat à plus forte permittivité $\epsilon_r = 9$.

Le Tableau 1 résume les principaux résultats obtenus pour deux antennes patch de mêmes dimensions dans le deux cas présentés précédemment.

	Fréquence de résonance	Fréquence d'adaptation	Bande passante
Antenne patch avec $\epsilon_r = 1$	3.7 GHz	3.8 GHz	4.1 %
Antenne patch avec $\epsilon_r = 9$	1.3 GHz	1.32 GHz	0.98 %

Tableau 1 : Comparaison des principaux résultats obtenus pour deux antennes patch de mêmes dimensions imprimées sur deux substrats différents

Comme le montre ce tableau, la fréquence de résonance est divisée par 3 environ. Les deux antennes patch considérées ayant les mêmes dimensions, le facteur de miniaturisation de l'ordre de $\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} = \sqrt{9} = 3$ est retrouvé. Il est donc très intéressant d'imprimer une antenne patch sur un substrat diélectrique afin de réduire ses dimensions. Cependant, ses performances sont également réduites puisque sa bande passante est divisée par 4.

Il s'agit donc de faire un compromis entre les performances souhaitées et la réduction de la taille de l'antenne.

Une autre solution est d'utiliser un substrat magnéto-diélectrique, nous allons voir pourquoi dans le prochain paragraphe.

- **Utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique**

Hansen et Burke ont montré que dans le cas d'une antenne patch imprimée sur un substrat magnéto-diélectrique la bande passante était plus importante que dans le cas d'un matériau purement diélectrique de même indice n [19]. En effet, ils ont montré que l'expression de la bande passante était définie par la relation (1).

$$BW \approx \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2(4 + 17 \sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r})}} \quad (1)$$

Où h représente la hauteur du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

Ainsi pour un facteur de miniaturisation $\sqrt{\mu \cdot \epsilon}$ constant la largeur de bande de l'antenne pourra être augmentée d'un facteur $\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$.

En considérant le patch imprimé du paragraphe précédent (c'est-à-dire l'antenne patch carrée avec un côté égal à 4 cm et une hauteur de 3 mm) et en remplaçant le matériau purement diélectrique par un matériau magnéto-diélectrique, nous obtenons les résultats du Tableau 2.

	Fréquence de résonance	Fréquence d'adaptation	Bande passante
Antenne patch avec $\epsilon_r = 9$ et $\mu_r = 1$	1.3 GHz	1.32 GHz	0.98 %
Antenne patch avec $\epsilon_r = 4$ et $\mu_r = 2.25$	1.35 GHz	1.38 GHz	1.87 %
Antenne patch avec $\epsilon_r = 3$ et $\mu_r = 3$	1.37 GHz	1.41 GHz	2.82 %
Antenne patch avec $\epsilon_r = 2.25$ et $\mu_r = 4$	1.38 GHz	1.45 GHz	3.29 %
Antenne patch avec $\epsilon_r = 1$ et $\mu_r = 9$	1.31 GHz	1.65 GHz	4.66 %

Tableau 2 : Comparaison des principaux résultats obtenus avec une antenne patch de dimensions constantes imprimée sur différents matériaux tels que l'indice optique reste constant

Il compare les résultats principaux de l'antenne patch pour différents matériaux tels que l'indice optique $n = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} = 3$ reste constant. Afin de montrer l'apport d'un matériau magnéto-diélectrique de manière la plus juste, tous les résultats montrés le sont pour des matériaux sans perte.

Ainsi le matériau magnéto-diélectrique a permis d'augmenter la bande passante puisqu'elle passe de 0.98% dans le cas du matériau purement diélectrique à 4.66% dans le cas du matériau purement magnétique. Une antenne patch imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique permet donc d'allier miniaturisation et amélioration de la bande passante.

II.2.2.2.b) Modification et optimisation de la configuration de l'élément rayonnant

- **Insertion d'encoches ou de fentes**

L'insertion d'encoches (Figure 8 (a)) ou de fentes dans une antenne patch classique est souvent utilisée. En effet, cette méthode permet d'augmenter artificiellement la longueur électrique de l'élément rayonnant en rallongeant le « parcours » des courants surfaciques sur cet élément rayonnant (Figure 8 (b)).

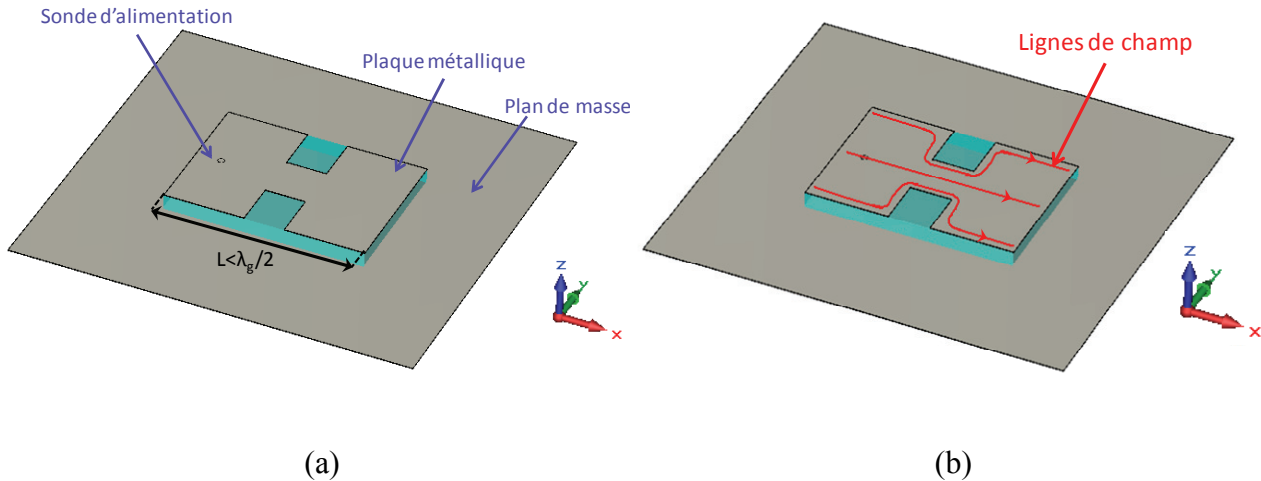


Figure 8 : Géométrie d'une antenne imprimée à encoches (a) et son effet sur les courants surfaciques (b)

Les dimensions du pavé rayonnant peuvent être réduites de 40 à 50 % par rapport à une antenne patch classique travaillant à la même fréquence. Sur le même principe, il est également possible d'insérer des fentes sur la plaque métallique [11],[20]. Pour une plaque métallique imprimée sur un substrat tel que $\epsilon_r=2.2$ de dimensions de 15.5 mm x 11.5 mm x 0.8 mm, une bande passante de 1.2 % est obtenue à 5.515 GHz ce qui correspond à des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/4 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/68$.

- **L'antenne méandre**

Tout comme l'antenne hélice pour les antennes filaires, l'antenne méandre permet de diminuer la longueur physique d'une antenne sans diminuer sa longueur électrique. L'avantage par rapport à l'antenne hélice est que l'antenne méandre est plane et donc moins encombrante et plus facilement intégrable dans un terminal mobile. La Figure 9 montre une antenne méandre dédiée à la réception GSM d'un téléphone mobile. Elle est imprimée sur du substrat FR4 d'épaisseur 0.8 mm et tel que $\epsilon_s=4.9$.

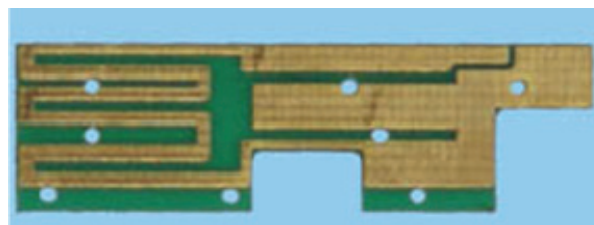


Figure 9 : Antenne méandre destinée à la réception du GSM

Cette antenne souffre cependant d'une faible bande passante en adaptation puisqu'elle ne couvre que la bande GSM c'est-à-dire 1% de bande passante pour des dimensions de 11 cm x 6 cm c'est-à-dire $\lambda_0/3 \times \lambda_0/5$ à 900 MHz.

II.2.2.2.c) Insertion de courts-circuits

- **L'antenne quart d'onde imprimée**

En faisant l'analogie dipôle/monopôle, il est possible d'insérer une plaque de court-circuit entre l'élément rayonnant et le plan de masse dans le plan où le champ électrique est nul sur le mode fondamental de l'antenne patch. Cette structure, appelée antenne imprimée quart d'onde et présentée Figure 10, possède donc une résonance quart d'onde.

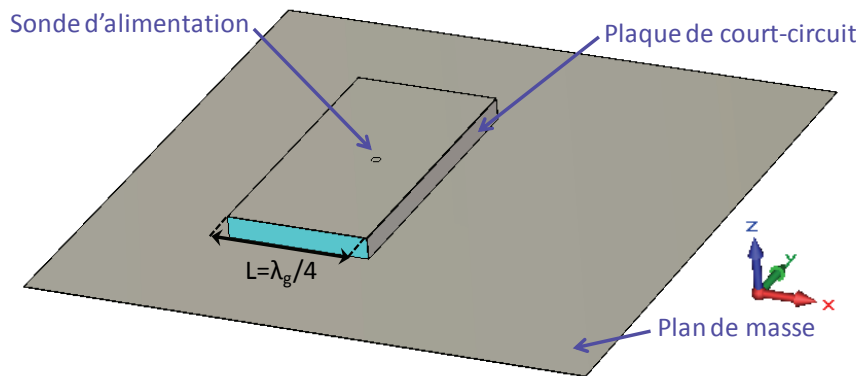


Figure 10 : Géométrie d'une antenne quart d'onde imprimée

Comme dans le cas de l'antenne ILA, cette structure antennaire est très difficile à adapter et souffre d'une très faible bande passante, celle-ci est en moyenne de 0.5% pour des dimensions de $\lambda_0/4$ en longueur et $\lambda_0/8$ en hauteur [21]. D'ailleurs, pour pallier cet inconvénient, ce type d'antenne ne comporte généralement pas de substrat diélectrique et présente une hauteur plus importante qu'une antenne imprimée classique. Cependant, son rayonnement s'avère très intéressant pour les communications mobiles puisqu'il reste très uniforme dans tous les plans. En effet, en plus de la polarisation principale, une forte polarisation croisée de type monopolaire apparaît, contribuant à diminuer sensiblement la directivité maximale (typiquement de 2 à 4 dB). Ceci est dû aux courants surfaciques induits sur la plaque de court-circuit.

- **L'antenne PIFA**

L'antenne PIFA (Planar d'Inverted F Antenna), présentée Figure 11 apparaît alors comme un bon compromis entre l'antenne imprimée quart d'onde et l'antenne IFA. En effet,

cette antenne peut être considérée comme une antenne IFA où l'élément rayonnant filaire est remplacé par une plaque métallique. En optimisant les dimensions de la plaque de court-circuit, il est possible d'obtenir une bande passante de 1% à 900 MHz pour des dimensions globales de 6.1 cm x 2.6 cm x 1.3 cm c'est-à-dire $\lambda_0/5 \times \lambda_0/13 \times \lambda_0/26$ [22].

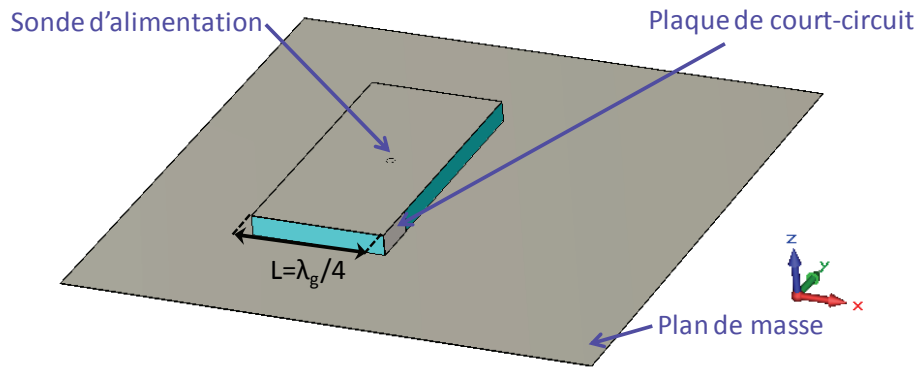


Figure 11 : Géométrie d'une antenne PIFA

L'article [23] montre une antenne PIFA de dimensions 20 mm x 15 mm x 3.5 mm possédant 6.5 % de bande passante à 2.45 GHz. Il en résulte des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/6 \times \lambda_0/8 \times \lambda_0/35$ à 2.45 GHz.

La plaque de court-circuit peut parfois n'être qu'un fil de court-circuit [24-25]. En effet, la réduction de la taille du plan de court-circuit introduit un effet inductif au niveau du court-circuit qui permet de réduire de manière conséquente la fréquence de résonance sans grande influence sur la bande passante [22],[26].

- **L'antenne fil plaque monopolaire**

L'antenne fil plaque est une antenne patch à laquelle est ajouté un ou plusieurs fils de masse entre le toit capacitif et le plan de masse comme le représente la Figure 12. Ces fils permettent la création d'une résonance parallèle basse fréquence à rayonnement monopolaire. La dimension principale peut alors être diminuée jusqu'en $\lambda_g/8$ [27].

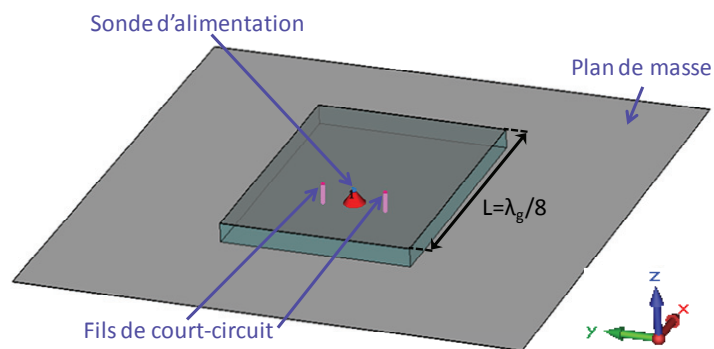


Figure 12 : Géométrie d'une antenne fil plaque

Dans le cas où la plaque métallique est carrée de côté 20 mm et imprimée sur un substrat de hauteur 10 mm et de permittivité 2.5, la bande passante à -10 dB est de 3% avec des fils de court-circuit distants de 3.3 mm par rapport à la sonde d'alimentation.

II.2.3 - Antennes à résonateur diélectrique (DRA) classiques et ses techniques de miniaturisation

II.2.3.1 - Antenne DRA classique

Souvent utilisés comme circuits résonants de base pour la réalisation de filtres et d'oscillateurs hyperfréquences, les résonateurs diélectriques possèdent des caractéristiques intéressantes pour réaliser des dispositifs rayonnants : les antennes à résonateur diélectrique (DRA : dielectric resonator antenna). Elles offrent de bonnes performances et fournissent une solution de rechange face à la technologie microruban en termes de largeur de bande, de compacité et d'efficacité de rayonnement due à l'absence de pertes métalliques.

Les antennes à résonateur diélectrique ont été introduites dans un premier temps par S.A Long [28] et ont reçu de vives attentions depuis, en raison de leurs nombreux avantages. Diverses formes sont envisageables (Figure 13) et de nombreuses techniques d'alimentation sont possibles. De plus, un nombre important de modes associés à des diagrammes de rayonnement différents peuvent être excités. Les applications sollicitant différentes bandes de fréquence et permettant la formation de multiples faisceaux sont alors envisageables avec un seul élément.

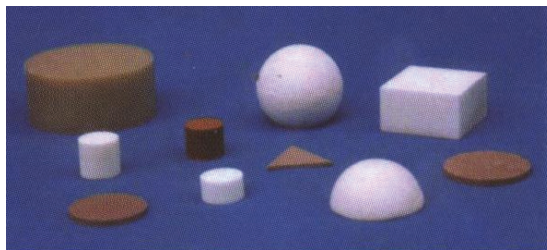


Figure 13 : Diverses formes d'antenne à résonateur diélectrique

Une antenne à résonateur diélectrique est fabriquée à partir d'un matériau diélectrique de forte permittivité relative et à faibles pertes. Sa fréquence de résonance est principalement fonction de sa forme, de sa taille et de la permittivité du matériau.

Prenons l'exemple d'une antenne DRA cylindrique posée sur un plan de masse représenté sur la Figure 14, les dimensions sont telles que $a=9.5$ mm, $h=3$ mm pour une permittivité $\epsilon_r=14.2$. La bande passante en adaptation à -10 dB est de 13% [29] pour des dimensions en $\lambda_0/5 \times \lambda_0/15$ à 6.7 GHz.

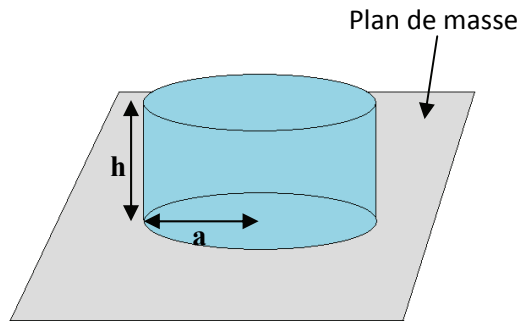


Figure 14 : DRA cylindrique posé sur un plan de masse

II.2.3.2 - Techniques de miniaturisation d'une antenne DRA

De part son nombre de degré de liberté important (forme, taille du résonateur, permittivité du matériau utilisé), il est possible de réduire les dimensions du DRA et d'acquérir des fréquences de résonances plus basses et des bandes passantes plus larges.

• **Métallisation d'une face du résonateur**

Prenons l'exemple d'une antenne DRA rectangulaire posé sur un plan de masse de longueur w , de largeur d et de hauteur h . La permittivité diélectrique du matériau est notée ϵ_r . En examinant les champs E et H du premier mode excité, à savoir le mode TE_{111} , présentés dans [30] et Figure 15, il est possible d'insérer un plaque métallique dans le plan $y=w/2$ qui « simulerait » la seconde moitié du résonateur diélectrique. Le Tableau 3 extrait de [30] montre l'influence de l'insertion de cette plaque métallique.

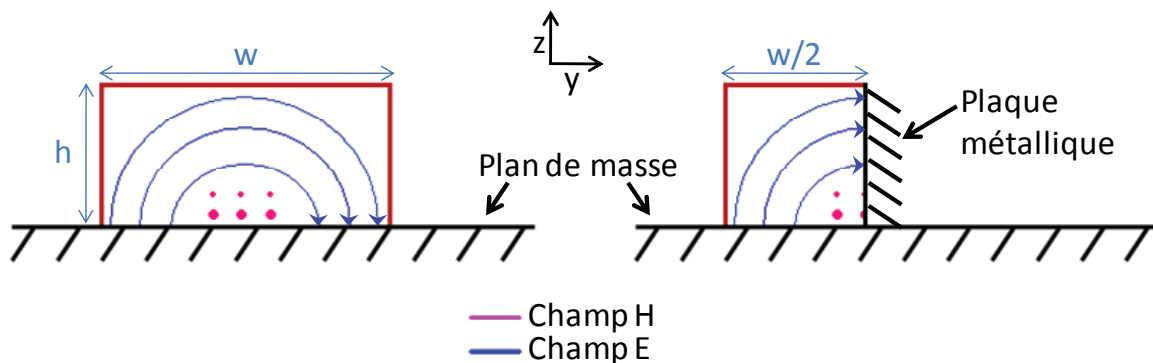


Figure 15 : Champs E et H d'un DRA rectangulaire posé sur un plan de masse et l'influence de l'insertion d'une plaque métallique sur une de ses faces latérales

ϵ_r	Longueur w (cm)	Largeur d (cm)	Hauteur h (cm)	Plaque métallique	f_0 (GHz)	Bande passante
12	2.75	2.75	2.95	NON	1.98	10%
12	2.75	2.75	2.95	OUI	1.24	5.6%

Tableau 3 : Influence de l'insertion d'une plaque métallique sur une antenne DRA rectangulaire

Ainsi, l'insertion d'une plaque métallique permet d'une part de réduire les dimensions du résonateur diélectrique par deux et d'autre part de diminuer la fréquence d'adaptation f_0 . En contrepartie, la bande passante est diminuée puisqu'elle est quasiment divisée par deux. Si maintenant nous regardons ses dimensions en terme de longueur d'onde par rapport à la fréquence f_0 , cette antenne est miniature puisqu'elle possède des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/9 \times \lambda_0/18 \times \lambda_0/8$ à 1.24 GHz.

- **DRA multi-couches**

Une autre technique de miniaturisation est de faire une antenne DRA multi-couches présentée Figure 16. Cette technique est présentée dans [30-32]. Le Tableau 4 résume une étude paramétrique faite dans [32] dans le cas d'une antenne DRA multi-couches telle que $w=7.875$ mm, $d=2$ mm, $h=3.175$ et $\epsilon_r=10$, posée sur un substrat de 0.762 mm de haut et de permittivité $\epsilon_s=3$ et excitée sur son mode fondamental TE_{111} par une ligne microruban ramenant une impédance de 50Ω .

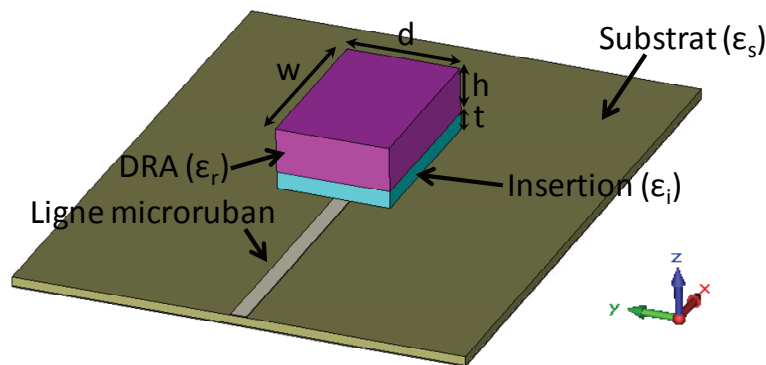


Figure 16 : Antenne DRA multi-couches excitée par une ligne microruban

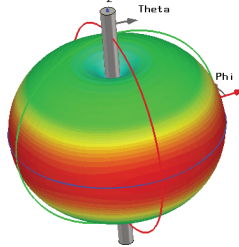
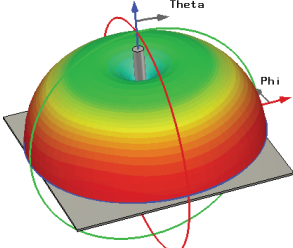
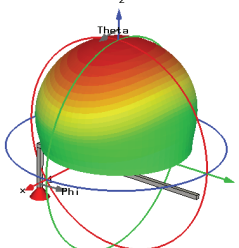
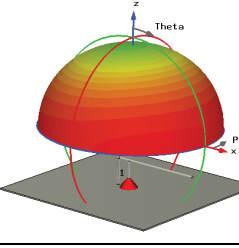
t (mm)	ϵ_i	f_0 (GHz) mesurée	Bande passante
0	-	15.2	21%
0.25	20	14.7	18%
0.635	20	14.5	18%
1	20	13.9	16%
0.25	40	14.7	20%
0.635	40	13.7	13%
1	40	12.9	5%
0.25	100	14.7	16%
0.635	100	13.1	7%
1	100	10.8	5%

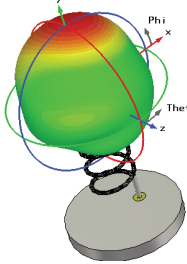
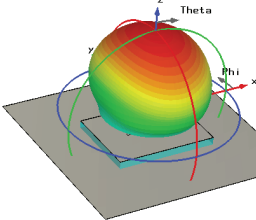
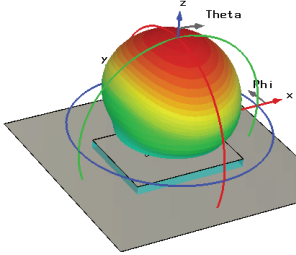
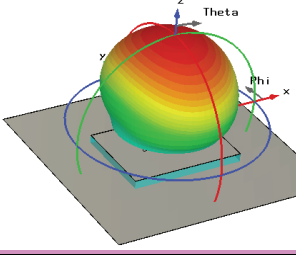
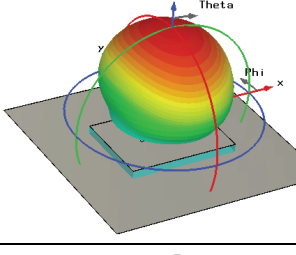
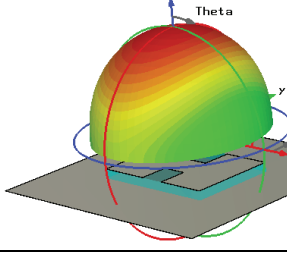
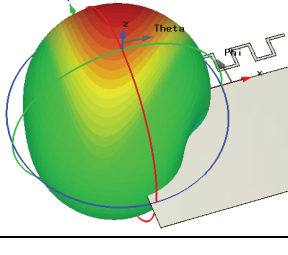
Tableau 4 : Influence de l'insertion d'une couche de diélectrique supplémentaire sur une antenne DRA rectangulaire

Ainsi l'insertion d'une couche de forte permittivité permet de faire baisser la fréquence d'adaptation. Cela est d'autant plus vrai que l'épaisseur de l'insertion est élevée. L'inconvénient majeur est la diminution de la bande passante. Malgré tout, dans le pire cas, pour une hauteur totale de 4.175 mm et $w=7.875$ mm et $d=2$ mm, une bande passante de 5% est obtenue à 10.8 GHz soit des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/4 \times \lambda_0/14 \times \lambda_0/7$.

II.3 - Résumé des différentes antennes présentées et de leurs performances

Les techniques de miniaturisation les plus répandues ont été présentées, le Tableau 5 fait un récapitulatif de ces antennes, de leurs dimensions et de leurs bandes passantes.

	Substrat	Dimensions	Bande passante	Rayonnement	Directivité max (dBi)
Dipôle	Air	$\lambda_0/2$	10% à 20%		2.1
Monopôle	Air	$\lambda_0/4$	10% à 20%		5.1
ILA	Air	$\lambda_0/20 \times \lambda_0/4$	1%		7
IFA	Air	$\lambda_0/20 \times \lambda_0/4$	2%		4

Hélice	Air	$\lambda_0/10 \times \lambda_0/40$	7%		6
Patch	Air	$\lambda_0/2 \times \lambda_0/2 \times \lambda_0/27$	4.1%		8.8
Patch diélectrique	$\epsilon_r=9$	$\lambda_0/6 \times \lambda_0/6 \times \lambda_0/76$	0.98%		7
Patch magnéto-diélectrique	$\epsilon_r=2.25$ $\mu_r=4$	$\lambda_0/5 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/69$	3.29%		7.2
Patch magnétique	$\epsilon_r=1$ $\mu_r=9$	$\lambda_0/5 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/61$	4.66%		7.5
Imprimée à encoches ou à fentes	$\epsilon_r=2.2$	$\lambda_0/4 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/68$	1.2%		6.4
Méandre	$\epsilon_r=4.9$	$\lambda_0/3 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/417$	1%		2.2

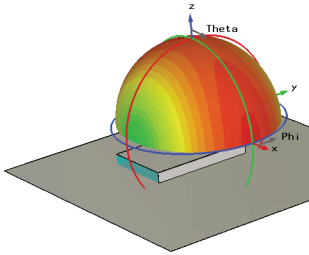
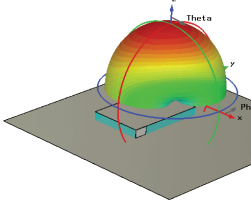
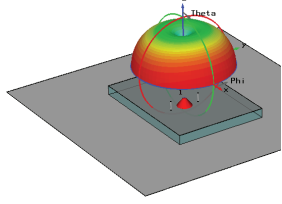
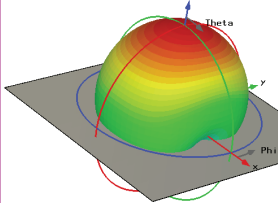
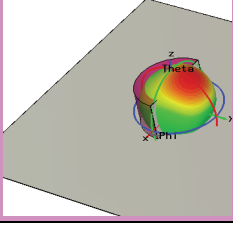
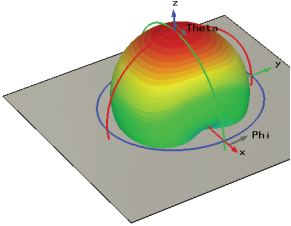
Quart d'onde imprimée	Air	$\lambda_0/4 \times \lambda_0/4$ $\times \lambda_0/8$	0.5%		4.4
PIFA	Air	$\lambda_0/6 \times \lambda_0/8$ $\times \lambda_0/35$	6.5%		6.9
Fil plaque monopolaire	$\epsilon_r=2.5$	$\lambda_0/8 \times \lambda_0/8$ $\times \lambda_0/17$	3%		4
DRA cylindrique	$\epsilon_r=14.2$	$\lambda_0/5 \times \lambda_0/15$	13%		6.6
DRA avec une face métallisée	$\epsilon_r=12$	$\lambda_0/9 \times \lambda_0/18$ $\times \lambda_0/8$	5.6%		5.6
DRA multi-couches	$\epsilon_{couche1}=100$ $\epsilon_{couche2}=10$	$\lambda_0/4 \times \lambda_0/14$ $\times \lambda_0/7$	5%		6.4

Tableau 5 : Résumé des antennes présentées et de leurs performances

Les antennes DRA et le patch magnéto-diélectrique se distinguent par leurs caractères miniatures mais également leurs larges bandes passantes.

Les applications au sein de la téléphonie mobile augmentant de manière exponentielle, la miniaturisation n'est plus le seul enjeu. En effet, afin de s'adapter à la tendance actuelle, les

antennes intégrables au sein d'un terminal mobile doivent être capables de couvrir une multitude de bandes de fréquence. C'est l'objet de la prochaine partie.

III - Antennes multibande et large bande

L'évolution des standards a un impact direct sur les antennes. Au fur et à mesure des années, la nécessité d'implanter un nombre toujours plus important d'applications a rendu la conception des antennes très problématique. En effet, le nombre de bandes de fréquence à couvrir a augmenté en même temps que l'évolution des fonctionnalités dans le monde de la téléphonie mobile. Le téléphone monobande utilisant seulement la bande GSM a très vite été remplacé par le téléphone bibande. En effet, la saturation de la bande GSM causée par l'essor fulgurant de la téléphonie mobile a conduit à l'allocation d'une nouvelle bande de fréquence dédiée à la téléphonie mobile, le DCS (Digital Cellular System, 1710-1880 MHz). Puis de nouvelles fonctionnalités (Bluetooth, WiFi, GPS, WiMax, DVB-H, etc) ont vu le jour et le challenge actuel est d'offrir aux utilisateurs toutes ces fonctionnalités dans un même appareil mobile. Deux solutions peuvent alors être envisagées:

-la première consiste à concevoir une antenne multibande, c'est-à-dire une antenne capable de couvrir chacune des bandes visées par le constructeur. Cette catégorie englobe deux types d'antennes : les antennes passives et les antennes actives. Les antennes passives seront capables de couvrir toutes les applications visées en même temps. Cependant, la plupart des standards n'étant pas activés en même temps, il est possible d'intégrer un élément actif qui permettrait de commuter d'un standard à un autre.

-la seconde est de concevoir une antenne très large bande. L'intégralité de la bande passante intégrerait toutes les bandes visées par le constructeur.

Toutes ces solutions seront décrites dans cette partie.

III.1 - Comportement multifréquentiel d'une antenne

Cette partie traitera du comportement multifréquentiel d'une antenne passive. Deux applications peuvent être envisagées, une application multibande et une application large bande. Chacune de ces applications fera l'objet d'une sous partie.

III.1.1 - Pour une application multibande

Les premières antennes couvrant plusieurs bandes et ayant été intégrées dans un terminal mobile étaient des antennes hélices bi-bandes destinées à la réception du GSM et du DCS [33-34]. Elles ont très vite été remplacées par des antennes intégrées dans la coque du terminal.

De nombreuses études ont été consacrées aux antennes multibandes internes [35-41].

Les plus répandues sont des antennes de type PIFA dont la géométrie a été modifiée afin de créer des résonances supplémentaires [36-37],[42-44]. Parmi les plus remarquables, la Figure 17 montre une antenne PIFA multibande extraite de l'article [43] capable de couvrir cinq bandes de fréquence (GSM850, GSM900, DCS, PCS, UMTS) par l'ajout d'éléments parasites, de fentes et de charges capacitatives.

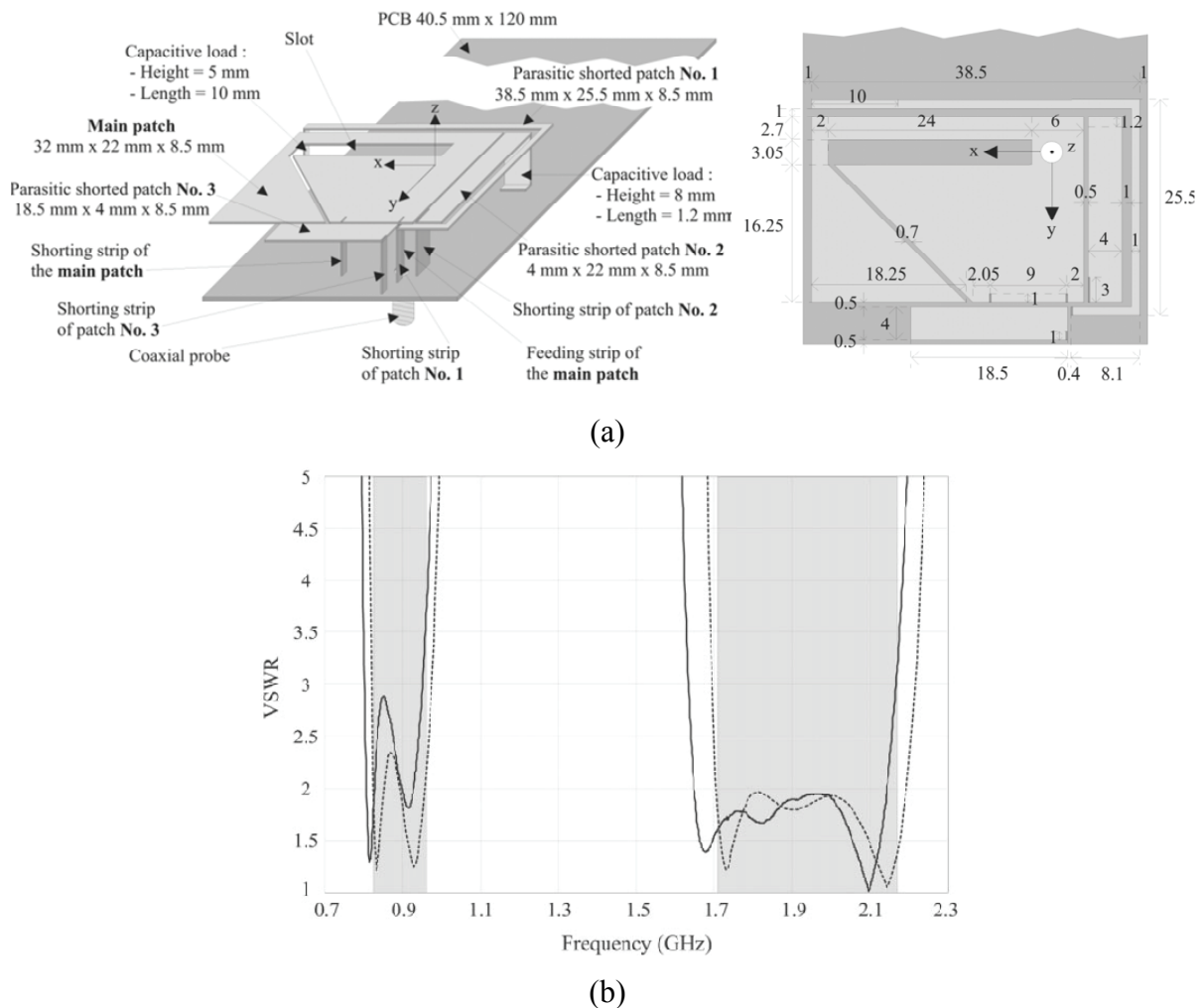


Figure 17 : Géométrie d'une antenne PIFA pentabande (a) et son rapport d'ondes stationnaires (b)

L'élément rayonnant possède des dimensions de 38.5 mm x 28.5 mm pour une hauteur de 8.5 mm. Le diélectrique entre l'élément rayonnant et le plan de masse est de l'air. Le plan de masse sur lequel cette antenne est étudiée possède les dimensions d'un téléphone portable classique puisque ses dimensions sont de 120 mm x 40.5 mm. La mesure (en trait continu) et la simulation (en trait pointillé) sont en très bon accord, et nous constatons que tous les

standards visés (en gris) sont couverts avec un rapport d'ondes stationnaires inférieur à 3. Ainsi, en plus d'être multibande, cette antenne est très miniature puisqu'elle possède des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/9 \times \lambda_0/13 \times \lambda_0/43$ à 824 MHz (fréquence pour laquelle cette antenne commence à être adaptée). De plus, l'efficacité totale de cette antenne reste supérieure à 79.5% sur toutes ses bandes d'adaptation. Cette antenne est donc un bon exemple d'antenne multibande intégrable au sein d'un terminal mobile de par ses dimensions et ses performances.

D'autres articles concernent les antennes à résonateur diélectrique [38-41]. En effet, les résonateurs diélectriques possèdent de nombreuses résonances, celles-ci peuvent être contrôlées par le rapport entre chacune de leurs dimensions, leur permittivité, etc [30-31]. De plus, il est possible d'allier une résonance de résonateur diélectrique avec la résonance d'un autre élément. C'est le cas dans l'article [39] où l'auteur présente une antenne « hybride » constituée d'un résonateur diélectrique cylindrique dont la face supérieure est partiellement recouverte d'une plaque métallique et d'une fente rayonnante comme le présente la Figure 18.

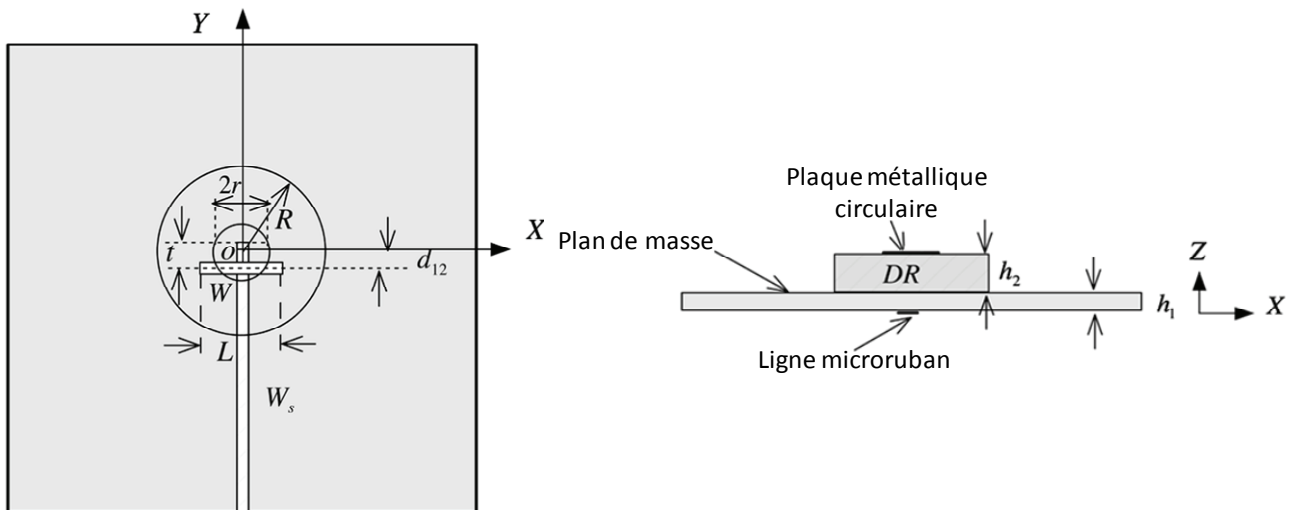


Figure 18 : Géométrie d'une « hybride » constituée d'un résonateur diélectrique cylindrique et d'une fente rayonnante

Cette antenne est conçue pour résonner à deux fréquences différentes à savoir 1.9 GHz et 2.45 GHz. La première résonance sera due au résonateur diélectrique excité sur son mode fondamental par la fente et la seconde à la fente elle-même. La plaque métallique sert à diminuer les dimensions (et notamment la hauteur) du résonateur diélectrique. Le résonateur diélectrique de permittivité égale à 35.51 a un rayon $R=15$ mm et une hauteur $h_2=10.5$ mm, la fente a une longueur $L=28$ mm et une largeur $W=1.7$ mm et la plaque métallique circulaire a un rayon $r=2$ mm. La Figure 19 représente le S_{11} mesuré pour deux rayons r de la plaque métallique.

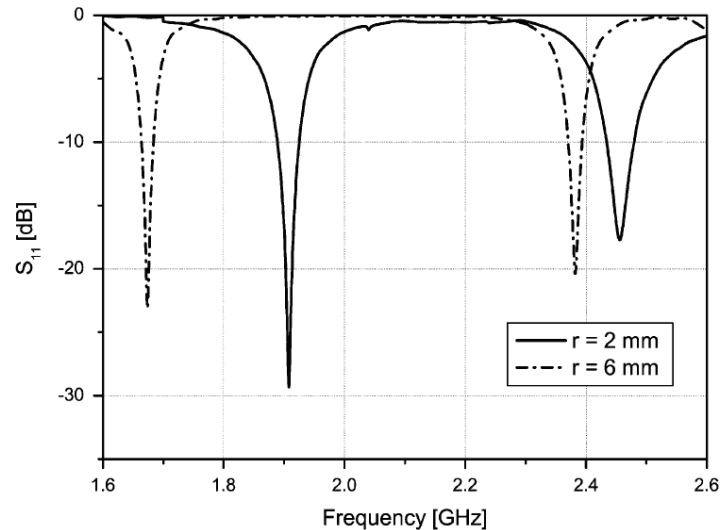


Figure 19 : Paramètres S_{11} mesurés pour deux rayons r différents

Nous constatons que plus le rayon de la plaque métallique circulaire est grand, plus les fréquences de résonances des deux éléments rayonnants sont basses. Pour $r=2$ mm, le système antennaire couvre les deux bandes souhaitées à savoir 1.9 GHz et 2.45 GHz. Dans ce cas, les dimensions du système antennaire sont de l'ordre de $\lambda_0/5 \times \lambda_0/15$ à 1.9 GHz. Dans un premier temps, la fente est dimensionnée pour résonner à la fréquence la plus haute à savoir 2.45 GHz et le résonateur à la fréquence la plus basse 1.9 GHz.

III.1.2 - Pour une application large bande

Une autre solution est de couvrir une large bande passante englobant toutes les bandes visées [45-49]. L'antenne présentée dans l'article [49] est montée sur un plan de masse ayant les dimensions d'un terminal mobile de type ordinateur portable et elle est alimentée par un câble coaxial présentant une impédance de 50Ω comme le présente la Figure 20.

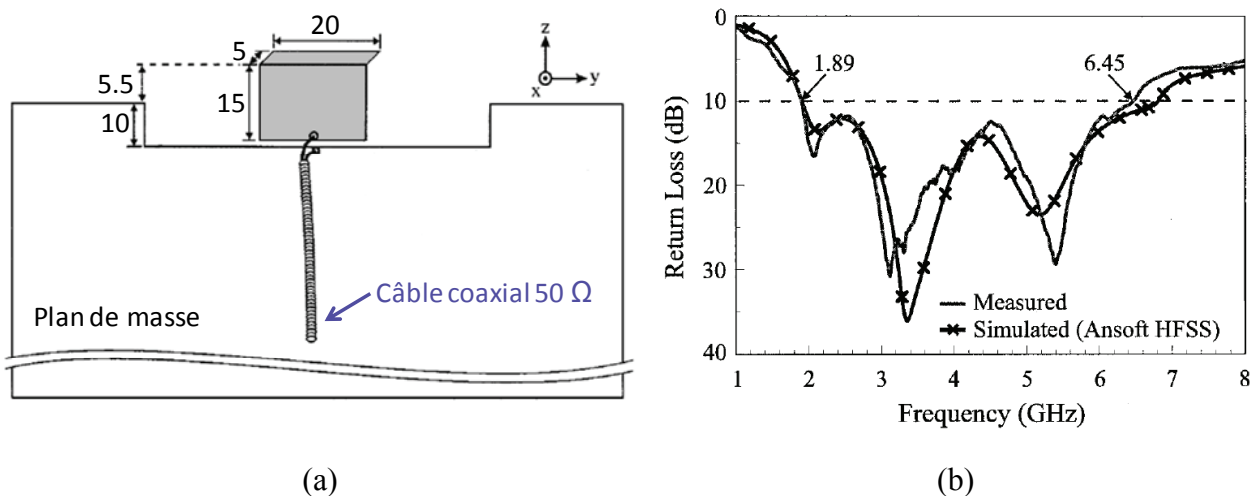


Figure 20 : Géométrie d'une antenne large bande (a) et son coefficient de réflexion (b)

Comme le montre le coefficient de réflexion, cette antenne est large bande puisqu'elle couvre la bande [1.89 GHz – 6.45 GHz]. L'élément rayonnant possède des dimensions de 20 mm x 15 mm x 5 mm soit $\lambda_0/8 \times \lambda_0/11 \times \lambda_0/32$ à 1.89 GHz. Cette antenne est donc miniature et intégrable au sein d'un terminal mobile, et elle couvre une large bande ce qui lui permet de couvrir des standards tels que l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System, 1920–2170 MHz) et les deux bandes WiFi (2400–2484 MHz et 5.2/5.8 GHz (5150–5350/5725–5875 MHz)).

Un autre exemple présenté Figure 21 et dans l'article [45] montre une antenne miniature intégrable dans un terminal mobile de type téléphone portable.

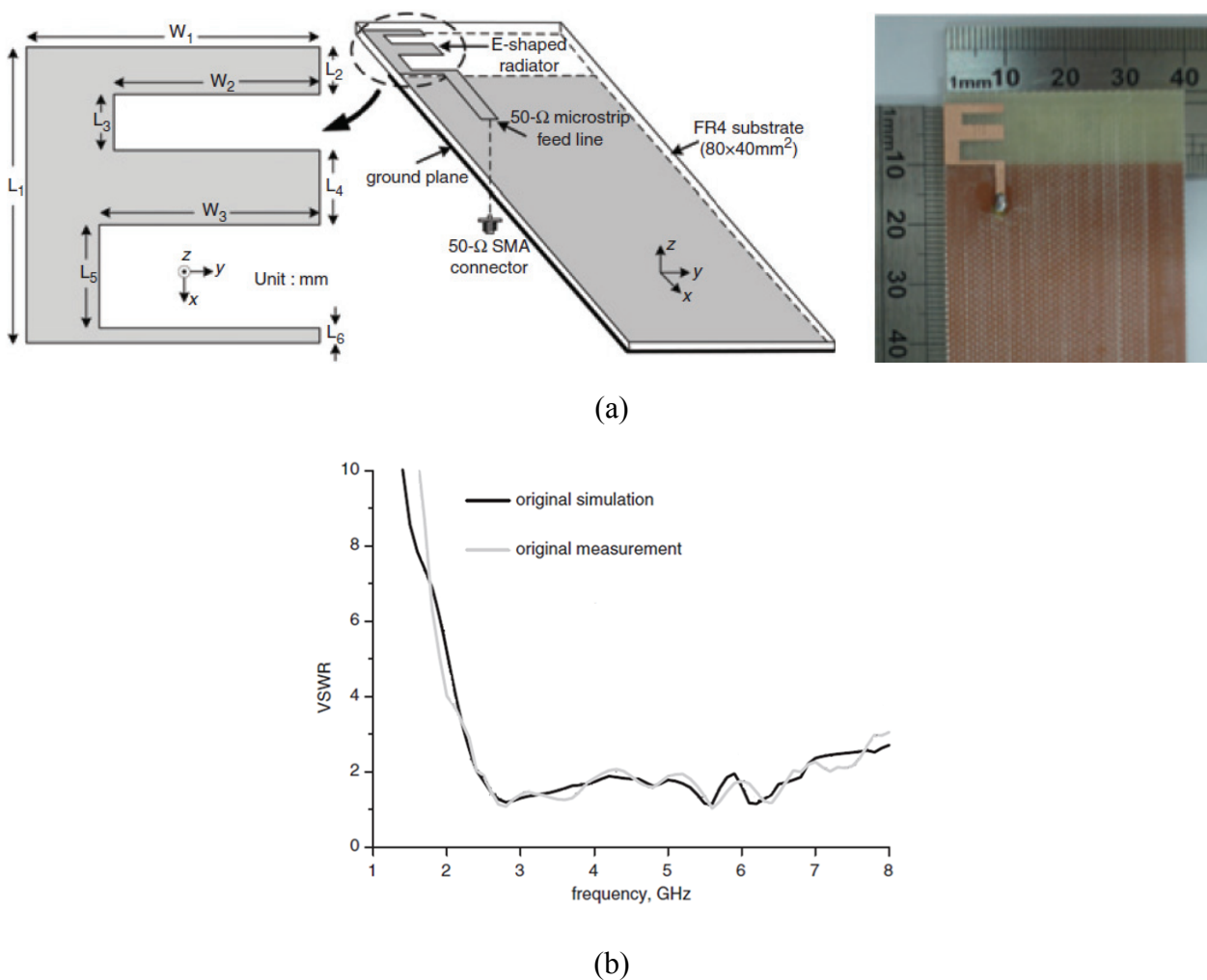


Figure 21 : Géométrie d'une antenne large bande (a) et son rapport d'ondes stationnaires (b)

L'élément rayonnant est imprimé sur du substrat FR4 possédant une permittivité diélectrique égale à 4.4 et il est alimenté par une ligne microruban présentant une impédance de 50 Ω. Les dimensions de l'élément rayonnant sont $L_1=W_1=10$ mm et celles de la carte PCB sont égales à 75 mm x 40 mm. Cette antenne couvre la bande [2.4 GHz – 6.8 GHz] et donc

tous les standards se trouvant dans cette gamme de fréquence (Bandes WiFi, WiMax, etc) avec un rapport d'ondes stationnaires inférieur à 2. L'élément rayonnant possède finalement des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/13 \times \lambda_0/13$ à 2.4 GHz et le système antennaire possède 96% de bande passante.

Les antennes DRA sont également reconnues pour des applications large bande [46],[48-50]. En effet, il est possible d'empiler plusieurs résonateurs les uns sur les autres [46],[48-50] ou de les incorporer les uns dans les autres [46] afin que chacun d'eux résonne à des fréquences proches de manière à élargir la bande passante.

La Figure 22(a) présente une antenne DRA cylindrique multi-couches (ou MCDRA (Multi-layer cylindrical dielectric resonator antenna)) extraite de [50]. Cette antenne est composée de trois couches de matériaux de permittivités différentes et de hauteurs différentes. Les permittivité, hauteur et diamètre sont optimisés afin de faire résonner les modes de chaque couche à des fréquences relativement proches. Ces modes sont excités à l'aide d'une sonde coaxiale présentant une impédance de 50Ω.

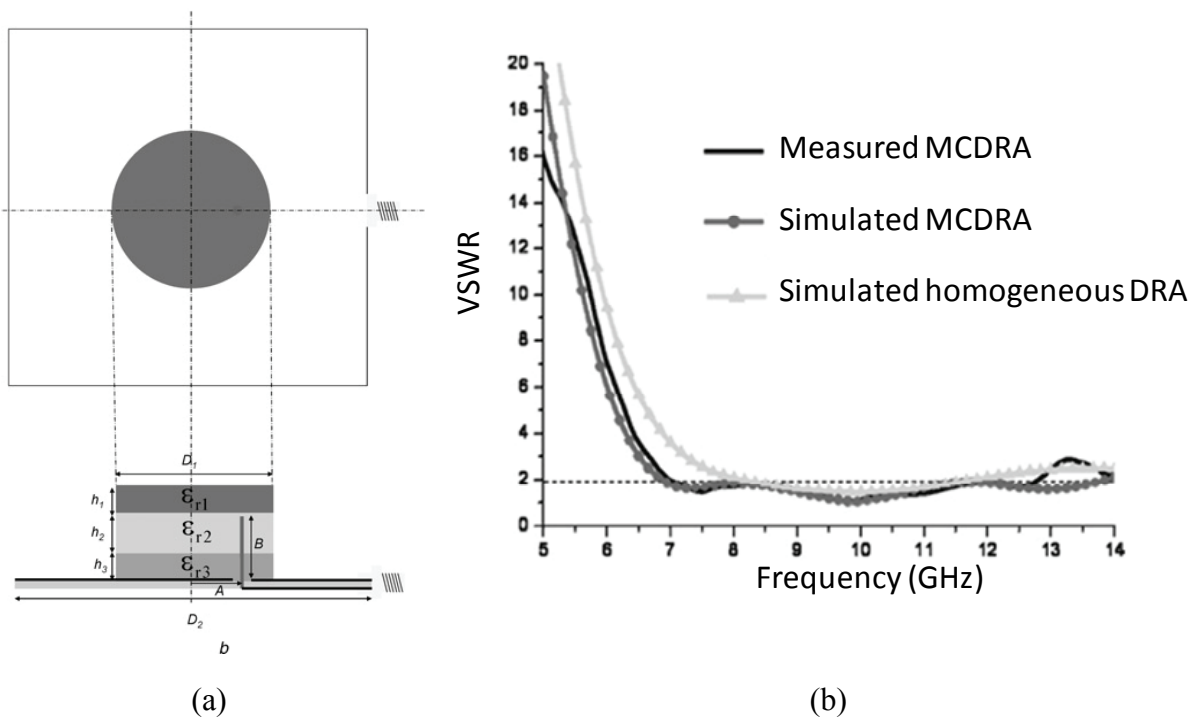


Figure 22 : Géométrie d'une antenne DRA multi-couches large bande (a) et son rapport d'ondes stationnaires (b)

Les dimensions et permittivités optimales sont $h_1=2.5$ mm, $h_2=3.35$ mm, $h_3=2.5$ mm, $\epsilon_{r1}=10.2$, $\epsilon_{r2}=2.32$, $\epsilon_{r3}=6.15$ et un diamètre de 14mm. La Figure 22(b) représente les rapports d'ondes stationnaires du MCDRA mesuré et simulé, ceux-ci sont comparés avec le rapport d'ondes stationnaires d'une antenne DRA mono-couche de mêmes dimensions que l'antenne

MCDRA et de permittivité équivalente. Une bande passante ($VSWR < 2$) de 31.16% est obtenue avec le DRA mono-couche alors qu'une bande passante de 66% est obtenue avec le MCDRA du fait des deux modes supplémentaires excités. Ainsi, les dimensions de ce MCDRA sont de l'ordre de $\lambda_0/3 \times \lambda_0/5$ à 6.9 GHz (fréquence pour laquelle cette antenne commence à être adaptée) pour une bande passante de 66%.

Toutes les antennes présentées dans ce paragraphe permettent de recevoir tous les standards de manière simultanée. Or, la plupart des standards ne sont pas utilisés en même temps, une autre technique consiste à intégrer un élément actif permettant de commuter d'un standard à un autre. C'est l'objet du prochain paragraphe.

III.2 - Agilité en fréquence

Il est possible de changer la structure électrique d'une antenne et donc sa fréquence de résonance par l'intégration d'un élément actif tel que des diodes PIN, des diodes varactor, des MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) ou des matériaux commandables. Au sein d'un terminal mobile, l'intégration d'un élément actif peut permettre, avec une seule et même antenne, de couvrir plusieurs standards de communications. En effet, la plupart des standards (GSM 900, DCS 1800, UMTS, Bluetooth, etc) n'étant pas activés en même temps, l'idée est d'utiliser une structure possédant un élément de commutation permettant de passer simplement d'une bande de fréquence à une autre.

III.2.1 - Différentes techniques d'agilité en fréquence

L'agilité en fréquence des antennes peut se faire par diverses techniques :

-L'intégration d'une diode PIN ou varactor

-L'intégration de MEMS

-L'utilisation d'un matériau commandable tel que les matériaux ferroélectriques [52] qui occupent une place particulièrement intéressante grâce à une permittivité élevée et variable avec la tension qui leur est appliquée.

Les techniques les plus utilisées concernent l'intégration de diodes PIN ou varactor et de MEMS, c'est pourquoi ce paragraphe ne s'intéressera qu'à ces trois techniques.

III.2.1.1 - Antenne agile en fréquence à base de diode PIN

L'agilité en fréquence est généralement assurée en modifiant les longueurs électriques à l'aide de commutateurs qui imposent des courts-circuits, des circuits ouverts ou des capacités variables à des emplacements bien choisis de l'élément rayonnant [53-56].

C'est le cas de l'antenne présentée sur la Figure 23 extraite du papier [56] qui intègre huit diodes PIN. La combinaison des états ON et OFF de ces diodes permet le balayage fréquentiel de la bande de fréquence [2.8 GHz – 8 GHz]. La Figure 24 montre le coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes combinaisons d'états ON ou OFF des diodes.

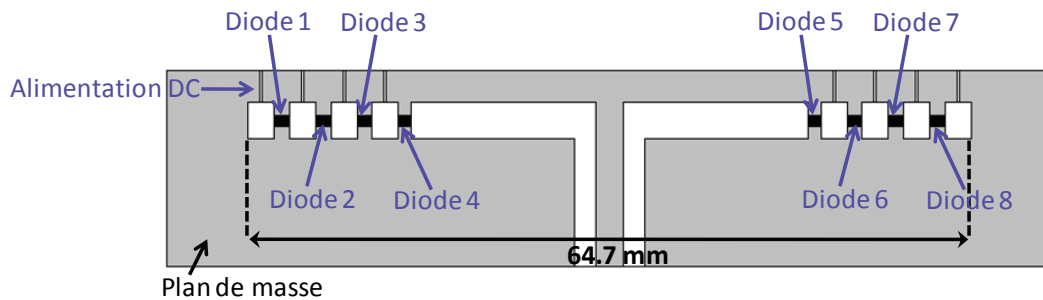


Figure 23 : Géométrie d'une antenne agile en fréquence intégrant des diodes PIN

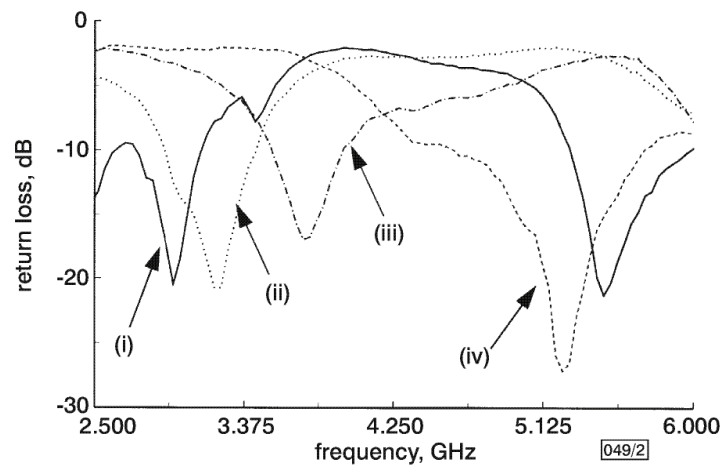


Figure 24 : Coefficient de réflexion de l'antenne pour différents états des diodes. Toutes les diodes OFF (i), diodes 1 et 8 ON (ii), diodes 1, 2, 7 et 8 ON (iii), diodes 1, 2, 3, 6, 7 et 8 ON (iv)

Les bandes passantes sont comprises entre 8% et 21% selon la combinaison considérée avec un gain réalisé variant entre 3.5 dB et 5.2 dB. Finalement cette antenne a des dimensions relativement grandes puisque sa longueur est supérieure à $\lambda_0/2$ à 2.8 GHz. D'autres articles présentent des antennes plus miniatures [53] puisque leur dimension principale est inférieure à $\lambda_0/2$, l'excursion fréquentielle atteinte est cependant moins importante.

III.2.1.2 - Antenne agile en fréquence à base de MEMS

Une autre solution est d'employer des commutateurs MEMS [57-61]. Rainee N. Simons montre dans l'article [61] une antenne patch intégrant deux MEMS comme le montre la Figure 25(a).

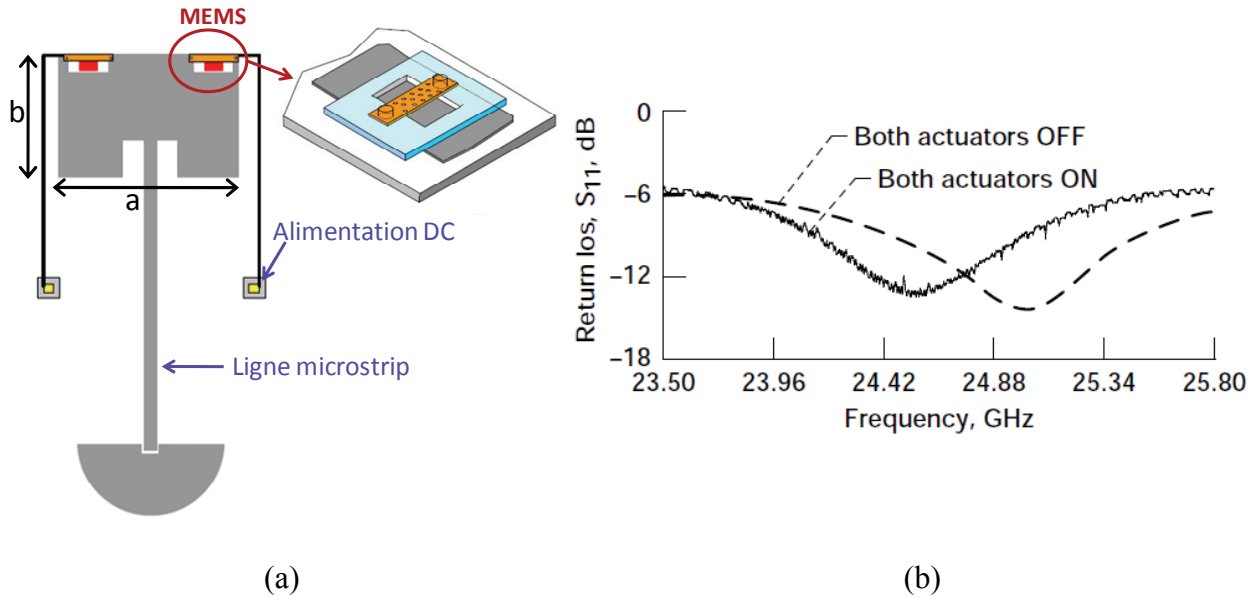


Figure 25 : Géométrie d'une antenne agile en fréquence intégrant des MEMS(a) et son coefficient de réflexion mesuré dans le cas où les MEMS sont activées ou non

L'antenne patch est imprimée sur un wafer en silicium d'épaisseur 400 μm lui-même posé sur un substrat servant de support. La fréquence de résonance de cette antenne patch est déterminée par la longueur b . Ainsi, l'utilisation de MEMS sur les bords d'un patch et selon la longueur b permet de créer une capacité et décale ainsi la fréquence de fonctionnement du patch de 1.6 % comme le montre la Figure 25(b).

III.2.1.3 - Antenne agile en fréquence à base de diode varactor

Il est possible de changer la fréquence de fonctionnement d'une antenne en changeant son impédance d'entrée, c'est-à-dire sa partie imaginaire et/ou réelle. Une diode varactor étant une capacité variable, son utilisation permet le balayage fréquentiel de toute une bande de fréquence [62-64]. L'article [62] présente une antenne fente chargée par une diode varactor, elle est représentée Figure 26.

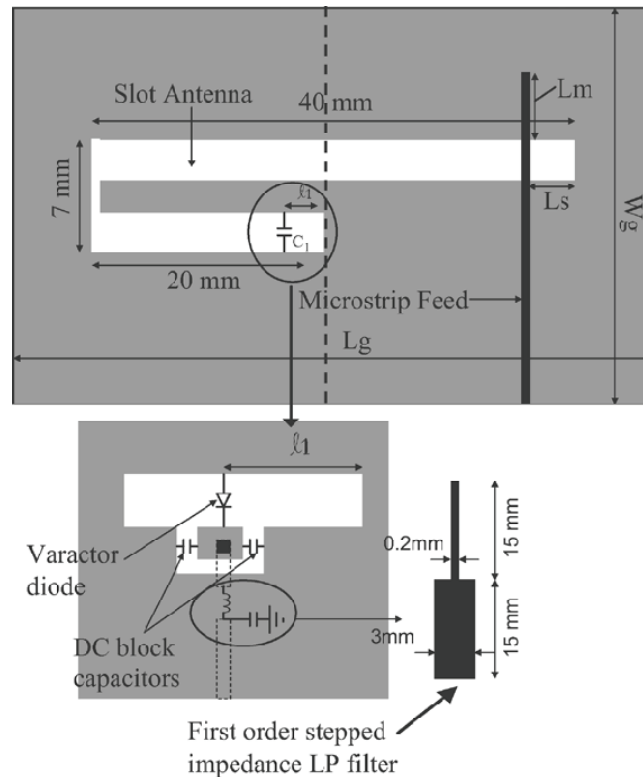


Figure 26 : Géométrie d'une antenne agile en fréquence intégrant des diodes varactor

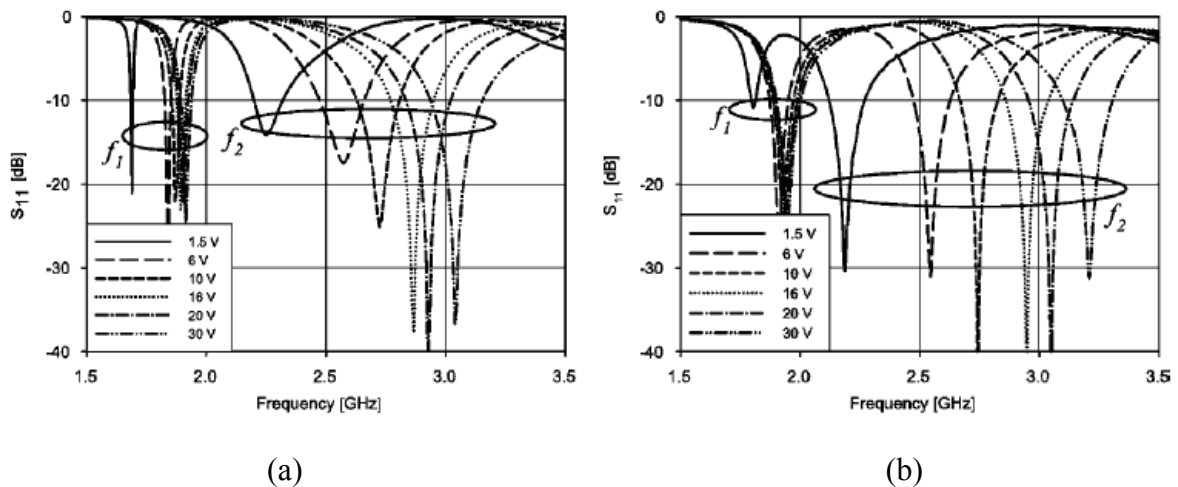


Figure 27 : Coefficients de réflexion simulés (a) et mesurés (b) de l'antenne pour différentes valeurs de polarisation de la diode varactor

Le fait de modifier la polarisation de la diode varactor permet de changer la valeur de sa capacité et donc de modifier la longueur électrique de la fente. Il est donc possible de balayer un large spectre fréquentiel, comme nous le constatons Figure 27 où les deux modes de fonctionnement de l'antenne sont décalés et balayent une large plage fréquentielle.

Il est à noter que l'utilisation d'une diode varactor devient de plus en plus problématique en basses fréquences. En effet, comme le montre la Figure 27 et les références

[62-63], plus les fréquences de travail sont basses, plus l'antenne souffre d'une faible bande passante. Ceci s'explique par le fait que l'obtention d'une résonance en basse fréquence nécessite d'avoir une valeur de capacité forte. Et plus la capacité augmente, plus le facteur de qualité rayonné augmente et donc plus la bande passante diminue.

Les terminaux mobiles devant être capables de s'adapter à leur environnement et à leur contexte d'utilisation, la prochaine partie montrera comment améliorer les performances de liaison et présentera des exemples de techniques de diversité appliquées à des antennes miniatures.

IV - Systèmes à diversité d'antennes

IV.1 - Notion de diversité

Les liaisons sans fil sont essentiellement limitées par l'environnement de propagation générant des interférences multiples et des évanouissements du signal dus aux multi-trajets. Pour lutter contre ces effets, il est possible d'augmenter la puissance d'émission ou d'utiliser les techniques de diversité [65-73]. La première solution étant soumise à des normes, les techniques de diversité sont maintenant très utilisées.

La diversité consiste à exploiter l'information contenue dans deux ou plusieurs signaux transmis sur des voies de propagation indépendantes (Figure 28) à l'aide d'un ou plusieurs systèmes antennaires.

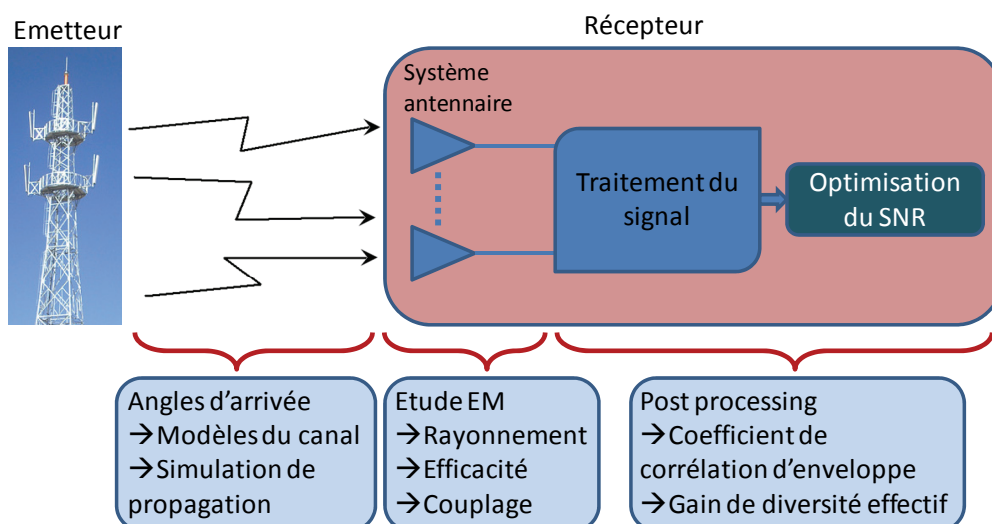


Figure 28 : Etude d'un système à diversité – Traitement du signal

Le signal reçu sera ensuite traité afin d'optimiser le rapport signal à bruit. Les techniques de diversité permettent d'assurer la robustesse des liaisons de radiocommunications. Trois grandes familles de diversité existent : la diversité spatiale, la diversité de polarisation et la diversité de diagramme [74]. En se plaçant dans le cas d'un terminal mobile, la diversité spatiale entraînera une diversité de diagramme de rayonnement et de polarisation. En effet, même avec des antennes intrinsèquement omnidirectionnelles, les diagrammes de rayonnement et la polarisation seront de toute façon déformés par la présence de l'autre antenne et de leur environnement proche [75]. Il devient alors très difficile de dissocier la diversité d'espace, de polarisation et de diagramme. Il est à noter que la réciproque n'est pas vraie puisqu'il est possible d'obtenir une antenne à diversité de diagramme/polarisation sans avoir de diversité spatiale [76].

Les études de diversité faites dans ce manuscrit se résumeront à la vérification de la décorrélation des diagrammes de rayonnements par la détermination du coefficient de corrélation d'enveloppe d'une part et d'autre part, au calcul ainsi qu'à la mesure du gain de diversité effectif en canal isotrope de Rayleigh.

IV.1.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe

Afin de vérifier que les diagrammes de rayonnement sont décorrélés, il est possible de calculer le coefficient de corrélation d'enveloppe ρ_e entre les signaux des différents ports en fonction de la fréquence. Le coefficient de corrélation d'enveloppe est un terme qui prend ses valeurs entre 0 et 1. Plus les signaux sont différents, plus le coefficient de corrélation est faible. Le cas idéal est la valeur 0 qui correspond à une indépendance des signaux arrivant sur les différents ports du système à diversité. La condition nécessaire de diversité est que ce coefficient soit inférieur à 0,5 [71],[74].

Le coefficient de corrélation d'enveloppe peut être calculé d'après les diagrammes de rayonnement comme le montre l'équation 1 ou d'après les paramètres S comme le montre l'équation 2 [71],[77].

$$\rho_e = \frac{\left| \iint (E_{\theta_1} E_{\theta_2}^* + E_{\varphi_1} E_{\varphi_2}^*) d\Omega \right|^2}{\iint (E_{\theta_1} E_{\theta_1}^* + E_{\varphi_1} E_{\varphi_1}^*) d\Omega \cdot \iint (E_{\theta_2} E_{\theta_2}^* + E_{\varphi_2} E_{\varphi_2}^*) d\Omega} \quad (1)$$

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (2)$$

Où E_{θ_i} et E_{ϕ_i} sont les composantes du diagramme de rayonnement complexe de l'antenne "i" en coordonnées sphériques.

IV.1.2 - Détermination du gain de diversité effectif

Le gain de diversité effectif est le paramètre central d'évaluation de la diversité d'antennes. Il permet de quantifier l'amélioration apportée par un système multi-antennaires comparé aux performances d'un système uni-antennaire. A cause des dépendances spatiales (distribution des angles d'arrivée), temporelles et fréquentielles du canal de propagation, le signal émis emprunte plusieurs chemins pour atteindre l'antenne de réception et les signaux reçus par les différentes branches du système de diversité ne subissent pas les mêmes évanouissements [70-74]. De ce fait, le signal à la sortie du combineur sera moins évanoui que le signal de chacune des branches prises individuellement. Le gain de diversité est toujours défini par rapport aux performances d'une antenne de référence, qui sera soit une antenne dipôle dont l'efficacité se rapproche de 100%, soit le système mono-antenne du terminal considéré.

Concrètement, le gain de diversité est obtenu en comparant les fonctions densités de probabilités cumulées (CDF) du SNR reçu par l'antenne de référence et celui obtenu après recombinaison. C'est le paramètre central en diversité. Les signaux sont traités par des recombinaisons avec les techniques de diversité que sont la sélection, la combinaison équi-gain (EGC) et la combinaison gain maximum (MRC) appliquées aux systèmes multi antennaires.

Tous les calculs des gains de diversité effectifs présentés dans ce manuscrit ont été réalisés à l'aide d'un programme développé dans [74].

IV.1.3 - Mesure des performances en diversité : chambre réverbérante à brassage de modes

Les paramètres de diversité qui seront présentés dans ce manuscrit (coefficient de corrélation d'enveloppe et gain de diversité effectif) sont calculables à partir des signaux reçus par les antennes. Ces signaux sont fonctions des rayonnements d'antennes et de la nature du canal de propagation. Afin de comparer les performances des systèmes multi-antennaires entre eux, il est important de se placer dans un canal présentant une distribution uniforme d'angle d'arrivée (canal maîtrisé et reproductible en simulation). Dans un tel canal, les résultats simulés et mesurés des paramètres de diversité, notamment le gain de diversité effectif, pourront être comparés.

L'environnement qui présente une distribution statistiquement uniforme d'angles d'arrivée est la chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) [74],[78], elle est représentée Figure 29. Une chambre réverbérante à brassage de modes se constitue d'une enceinte blindée dans laquelle les propriétés des cavités surdimensionnées sont applicables. Ses parois métalliques très réfléchissantes assurent son isolation totale avec l'extérieur. Les conditions apportées par une chambre réverbérante procurent à l'équipement sous test un caractère statistiquement isotrope qui évite de le réorienter. De plus, dans la mesure où les modes de résonance de la cavité sont exploités, la génération des champs élevés est assurée en injectant des puissances relativement faibles.

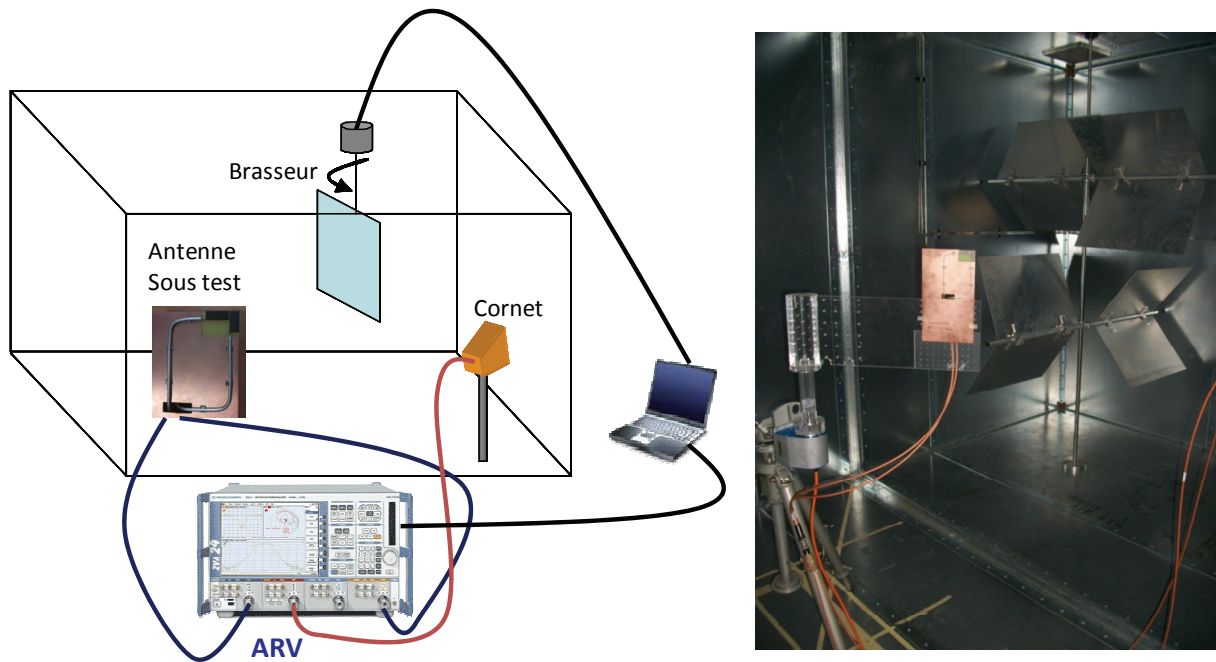


Figure 29 : Chambre réverbérante à brassage de modes

Les études en diversité faites dans ce manuscrit présentées, nous allons maintenant nous intéresser à différents types d'antennes permettant de réaliser de la diversité. Nous verrons les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles.

IV.2 - Exemples d'antennes à diversité

Deux catégories de système antenne se distinguent, la première consiste à intégrer deux antennes bien distinctes sur le plan de masse. La seconde regroupe les structures rayonnantes à accès multiples.

IV.2.1 - Intégration de deux antennes au sein d'un terminal mobile

Plus la distance séparant deux éléments rayonnants diminue, plus l'intégration de deux éléments rayonnants au sein d'un terminal devient problématique. En effet, plus la distance est faible, plus il y a de couplage entre les deux éléments rayonnants et plus l'efficacité totale et le gain réalisé chutent. Dans le cas d'une application haute fréquence, intégrer deux antennes de part et d'autre du plan de masse d'un terminal mobile de type téléphone portable n'engendre pas de grosse perte d'efficacité par couplage.

L'article [29] présente un système antenne composé de deux éléments rayonnants de type IFA (Figure 30(a)) placés de part et d'autre du plan de masse.

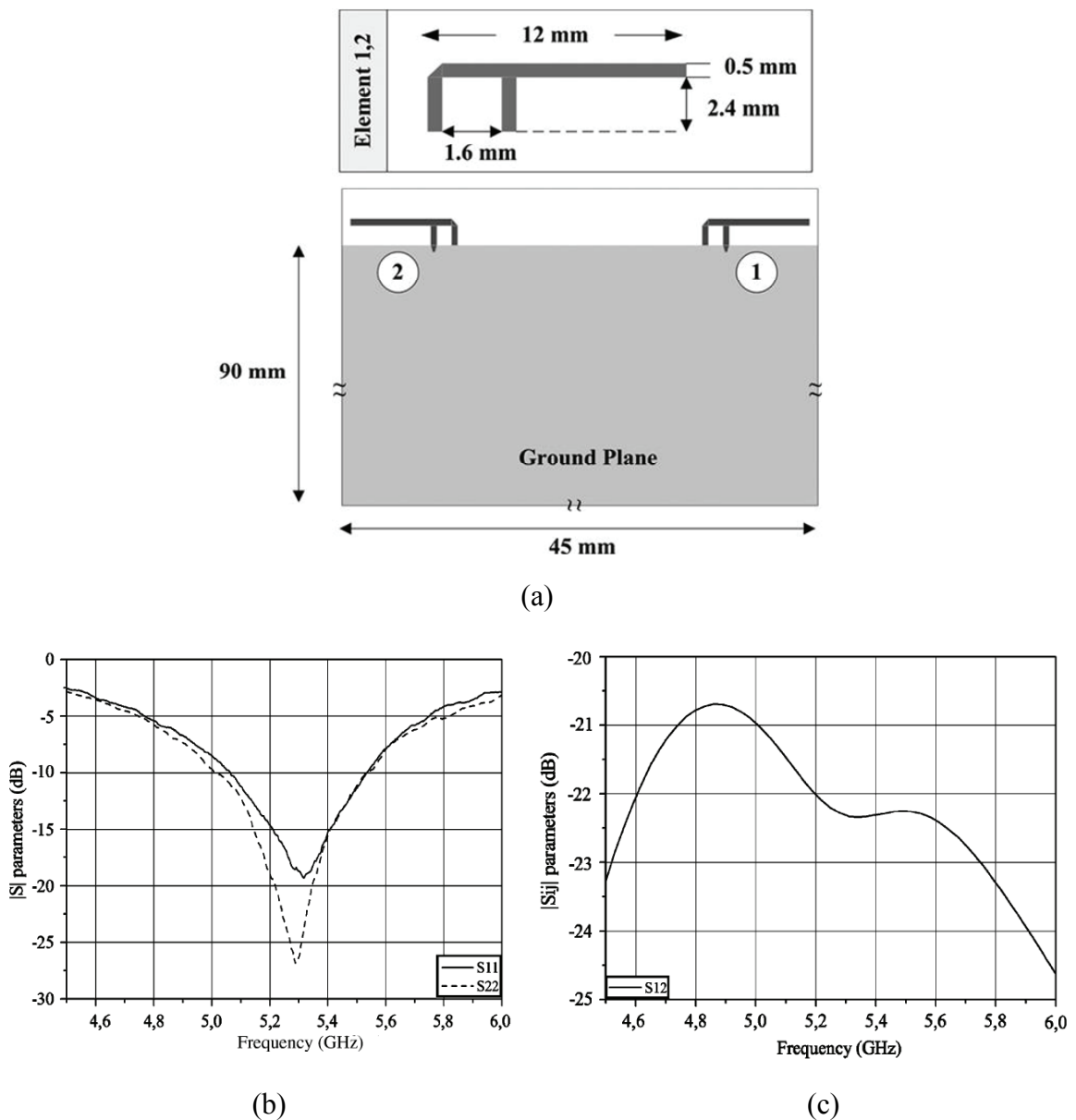


Figure 30 : Terminal avec deux antennes de type IFA placées de part et d'autre du plan de masse (a) Coefficients de réflexion mesurés (b) Paramètre S_{12} mesuré (c)

La fréquence de travail de cette antenne est aux alentours de 5.3 GHz. Les paramètres S_{11} et S_{22} montrent que les deux éléments sont bien adaptés dans la même gamme de fréquence (Figure 30(b)). La disposition et la distance séparant les deux éléments rayonnants de 21 mm soit $\lambda_0/3$ engendrent un couplage relativement faible puisque $S_{12}=S_{21}=-20.5$ dB au maximum (Figure 30(c)). Dans ce cas, l'efficacité totale moyenne sur la bande [4.8 GHz – 5.8 GHz] de chacun des éléments rayonnants est relativement élevée puisqu'elle est d'environ 85%. En effet, les faibles dimensions des éléments rayonnants dues à la fréquence de travail (5.3 GHz) et l'éloignement électrique (et non physique) de ces éléments engendrent un faible couplage et donc une très bonne efficacité totale du système antenne satisfaisant largement l'application visée. Ce faible couplage implique également un coefficient de corrélation très faible (confère équation (2)) puisqu'il est aux alentours de 10^{-3} . L'efficacité du système global étant bonne, le gain de diversité effectif est également bon, il est égal à 8 dB.

Chaque application a sa propre norme et ses propres exigences concernant l'efficacité totale. Si celles-ci ne sont plus satisfaites, il faut faire appel à des techniques de découplage [80-82] afin que le second élément n'absorbe pas toute l'énergie rayonnée par le premier et vice versa. C'est le cas dans [82] où il propose un circuit de découplage en amont de chaque élément rayonnant optimisé pour neutraliser les phénomènes de couplage (Figure 31).

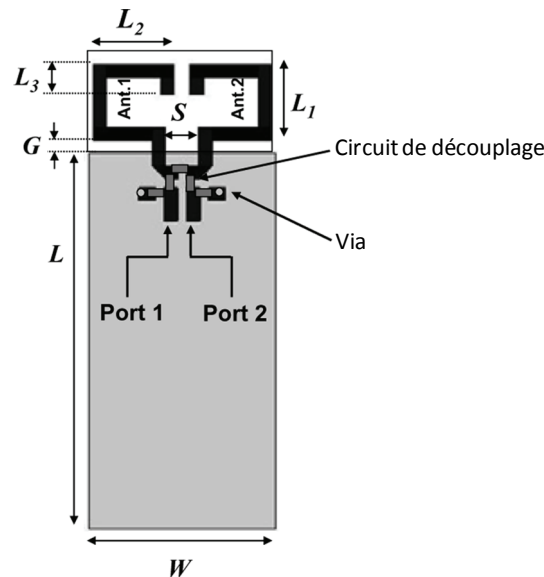


Figure 31 : Système multiantennaire avec un circuit amont de découplage

Cette structure antenne est composée de deux antennes monopôlaires distantes de $S=5$ mm soit $0.04\lambda_0$ à 2.45 GHz, fréquence centrale de fonctionnement de l'antenne. Elles sont imprimées sur du substrat FR4 et le plan de masse a des dimensions $L \times W=45$ mm x 22

mm. Les dimensions des monopôles sont telles que $L_1=7.5$ mm, $L_2=9.5$ mm, $L_3=3.5$ mm et $G=1.5$ mm. Le circuit de découplage a été conçu afin de découpler les éléments rayonnants à 2.45 GHz, c'est-à-dire là où le couplage est le plus critique comme le montre les courbes de paramètres S Figure 32.

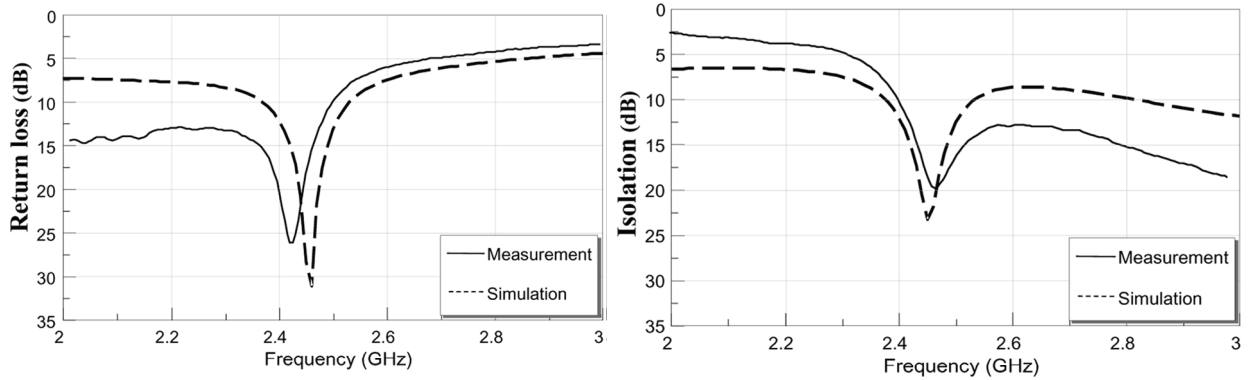


Figure 32 : Paramètres S de la structure antennaire

Comme nous pouvons le constater, le circuit de découplage joue bien son rôle puisque les deux antennes sont découplées autour de leur fréquence d'adaptation c'est-à-dire 2.45 GHz.

Dans les articles [83-84], les auteurs ont choisi de placer les deux éléments rayonnants de manière orthogonale. Dans l'article [83], les auteurs ont utilisé un système composé de deux antennes patch très proches l'une de l'autre sur le plan de masse (Figure 33(a)).

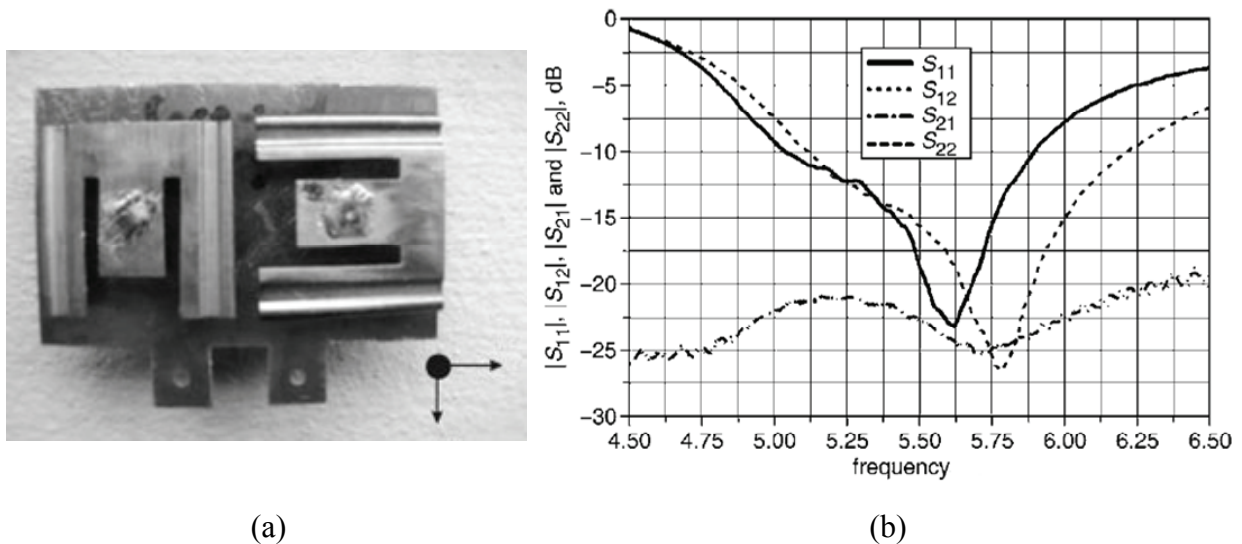


Figure 33 : Deux antennes type patch rapprochées et orientées orthogonalement (a) et ses paramètres S (b)

Afin de résoudre les problèmes liés au couplage mutuel, l'une des antennes est positionnée orthogonalement à l'autre, chaque antenne ayant été préalablement optimisée en taille et en bande passante. Les éléments rayonnant sont distants de 3.5 mm soit $\lambda_0/16$, et leurs excitations respectives sont distantes de $\lambda_0/2$ à 5.5 GHz. Un couplage de -20 dB est obtenu dans le pire cas, ce qui n'engendre pas trop de pertes en terme d'efficacité totale.

D'autres systèmes antennaires permettant d'appliquer les techniques de diversité ne possèdent qu'un élément rayonnant, celui-ci comporte alors plusieurs accès. Cette catégorie est détaillée dans le paragraphe suivant.

IV.2.2 - Les structures rayonnantes à accès multiples

Deux catégories peuvent se distinguer dans les structures rayonnantes à accès multiples.

-La première comprend les structures composées de plusieurs antennes co-localisées comme c'est le cas dans l'article [85] où les auteurs présentent une antenne monopolaire chargée par un matériau diélectrique de permittivité 21 co-localisée avec deux antennes patch. La Figure 34 présente la géométrie de ce système multi-antennaires.

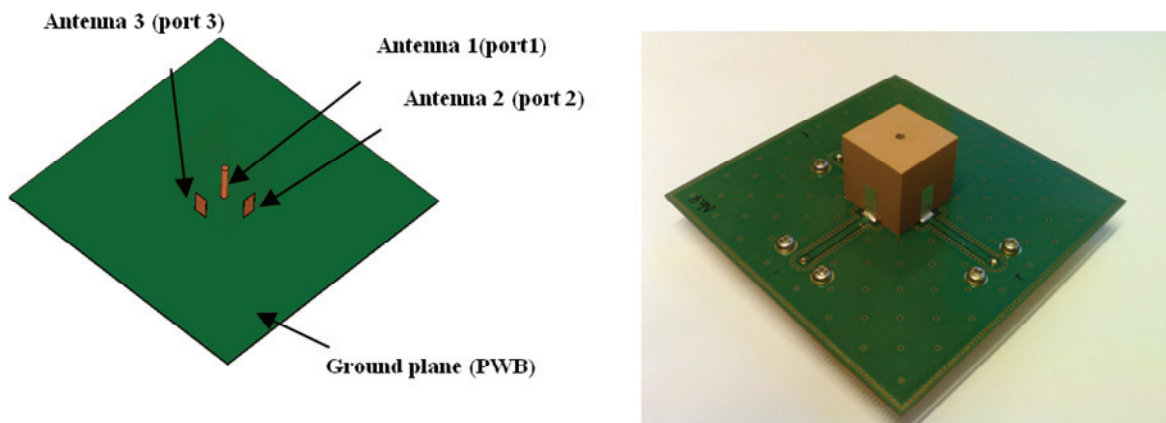


Figure 34 : Structure d'une antenne monopolaire co-localisée avec deux antennes patch

Le matériau cubique de côté 18 mm est posé sur un plan de masse de 80 mm x 80 mm. Chacune de ces trois antennes a été optimisée pour fonctionner à 2.45 GHz. Ainsi, le monopôle a un diamètre de 2 mm pour une hauteur de 10.5 mm et les dimensions des deux antennes patch sont identiques et égales à 4 mm x 7 mm. Les différents paramètres S sont présentés Figure 35.

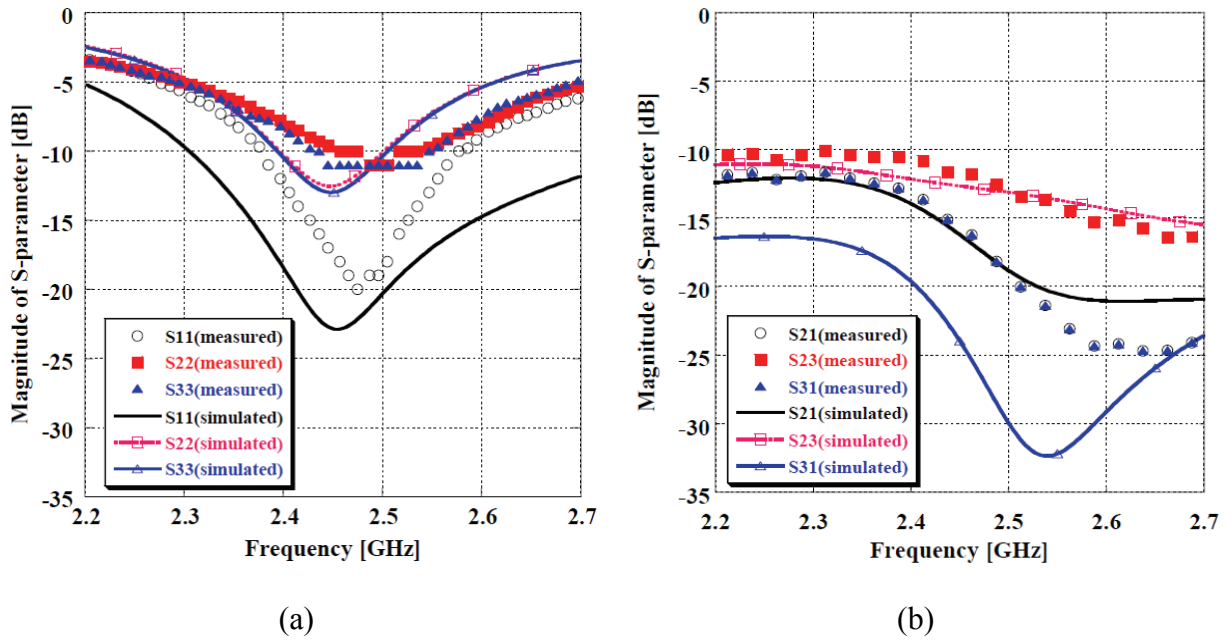


Figure 35 : Paramètres S_{11} , S_{22} et S_{33} de l'antenne (a) Paramètres S_{21} , S_{23} et S_{31} de l'antenne (b)

Il existe une bonne isolation entre les éléments rayonnants, et le diagramme de rayonnement est reconfiguré. Cette structure antennaire possède des gains de diversité autour de 9.5 dB selon les accès excités.

-La seconde catégorie concerne les structures rayonnantes uniques à deux accès. C'est le cas dans l'article [86] où H. Fayad et P. Record présentent une méthode n'utilisant qu'un DRA à quatre accès pour reconfigurer le diagramme de rayonnement. La Figure 36 représente cette antenne. Le DRA est un cylindre « creux » dont le centre, composé d'air, est entouré par une pastille diélectrique de permittivité égale à 6.

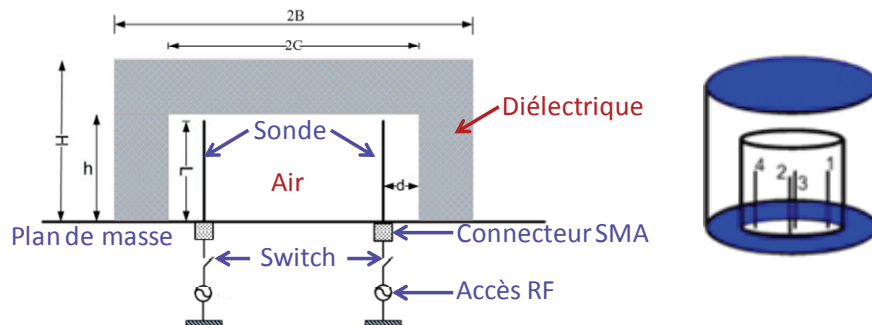


Figure 36 : Antenne DRA à quatre accès pour reconfigurer le diagramme de rayonnement

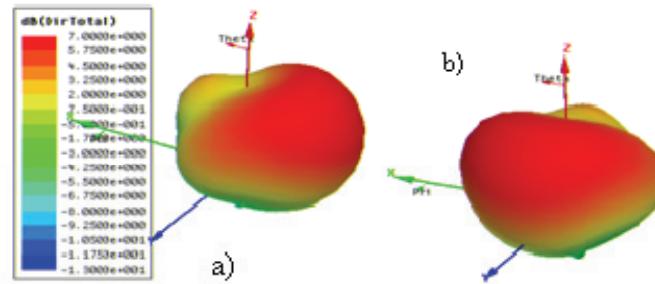


Figure 37 : Diagrammes de rayonnement 3D quand la sonde 4 est excitée (a) et quand la sonde 2 est excitée (b)

Les quatre sondes sont insérées dans l'air et positionnées orthogonalement. Le diagramme de rayonnement est reconfiguré en commutant entre les différentes sondes comme l'illustre la Figure 37. Les conclusions sont les mêmes pour toutes les fréquences de travail de l'antenne et quelle que soit la sonde excitée. Ce système antennaire possédant quatre sondes, quatre diagrammes de rayonnement différents peuvent alors être obtenu pour une même fréquence. Les modes excités étant des modes de résonateurs orthogonaux, le couplage est très faible et un coefficient de corrélation de l'ordre de 10^{-3} est obtenu ce qui prouve la décorrélation des diagrammes de rayonnement.

Les travaux effectués et montrés dans ce manuscrit ont été effectués dans le cadre du projet ANR NAOMI, le paragraphe suivant décrira les objectifs et les spécifications de ce projet.

V - Le projet NAOMI

L'objectif de ce projet est d'intégrer une antenne miniature dans un terminal mobile dédié majoritairement au monde de la télévision numérique terrestre mobile (DVB-H) mais également à d'autres standards tels que le WiFi et le WiMax.

Le projet NAOMI adresse le marché des terminaux portatifs ou mobiles de nouvelles générations. Ces terminaux devront se connecter de façon intelligente et transparente pour l'utilisateur aux différents réseaux sans fil qu'ils seront susceptibles de recevoir et cela suivant l'application ou le service demandé par l'utilisateur. Cela implique au terminal de disposer de plusieurs interfaces sans fil de communication dans un encombrement relativement réduit. Tel que visé par le projet le type de terminal sera à usage portatif à forte capacité de stockage et aura des dimensions de 230 mm x 130 mm. Des exemples types de terminaux visés existant actuellement sur le marché sont représentés Figure 38.



Figure 38 : Différents types de terminaux visés par le projet NAOMI

Ce projet comprend deux volets principaux. Un premier volet relatif à la conception et à la réalisation d'antennes miniatures en rupture avec les solutions actuelles utilisant de nouveaux matériaux diélectriques ou magnéto-diélectriques pour la miniaturisation et le second concerne l'accordabilité des antennes, accordabilité en fréquence et/ou en diagramme de rayonnement.

La bande principalement visée est la bande DVB-H allant de 470 MHz à 862 MHz, allouée à la réception de la télévision numérique terrestre mobile. La bande DVB-H possède donc une très large bande passante puisqu'elle est de 59%. Cependant, elle est divisée en 69 canaux de 8 MHz, elle est également divisée en deux sous bandes : [470 MHz – 790 MHz] et [790 MHz – 862 MHz]. Les antennes devront respecter un gain réalisé minimum de -10 dB à 462 MHz et de -5 dB à 862 MHz. De plus, afin d'augmenter les performances de liaisons, l'antenne devra être reconfigurable en rayonnement, à ce titre, les techniques de diversité présentées dans ce premier chapitre seront employées.

Le terminal visé étant un terminal mobile, un plus à apporter serait la couverture d'autres bandes telles que le WiFi et/ou le WiMax comme le présente le Tableau 6. Ce tableau résume également le cahier des charges du projet.

Rappelons qu'à 470 MHz, les antennes quart d'onde classiquement utilisées ont des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/4=16$ cm et possèdent en moyenne des bandes passantes de l'ordre de 5%. Bien que l'examen de la littérature montre des avancées significatives dans la miniaturisation des structures rayonnantes [87], notamment pour ce qui concerne la téléphonie cellulaire [88] et les réseaux locaux sans fil [89], il reste encore beaucoup à faire et les dimensions actuelles des antennes pour les systèmes de télécommunications interdisent toute intégration efficace dans les systèmes fonctionnant aux bandes basses U.H.F [90].

	Bande principale	Bandes supplémentaires	
	DVB-H	WiFi	WiMax
Fréquences	[470 MHz – 862 MHz]	2.4GHz	3.5 GHz
Gain réalisé requis	-10 dB à 462 MHz -5 dB à 862 MHz	> 0 dB	> 0 dB
Bande passante	59%	3.7%	2.9%
λ_0 (mm)	638.3	125	86
Diagramme de rayonnement reconfigurable	X	X	X
Dimensions du terminal	230 mm x 130 mm		

Tableau 6 : Résumé du cahier des charges du projet NAOMI

VI - Conclusion – Démarche de l'étude

Ce chapitre a permis de dresser un état de l'art sur les différentes méthodes de conception d'antennes dédiées aux terminaux mobiles. Une première partie a décrit différentes techniques de miniaturisation classiquement utilisées suivie d'une deuxième partie qui s'est attachée à présenter des antennes multibandes et large bande. Enfin, les terminaux mobiles devant être capables de s'adapter à leur environnement et à leur contexte d'utilisation, la liaison doit être optimisée en temps réel. Les techniques de diversité ont donc été présentées dans une troisième partie. Un dernier paragraphe s'est attaché à présenter le projet ANR NAOMI.

C'est en se plaçant dans le contexte de ce projet que plusieurs voies vont être explorées tout au long de ce manuscrit :

-à l'issue de ce premier chapitre, les potentiels des antennes DRA en termes de miniaturisation et de large bande passante ont été mis en évidence. Le deuxième chapitre s'intéressera donc à l'étude d'une antenne DRA ayant pour objectif d'allier large bande passante et miniaturisation en vue de couvrir toute la bande DVB-H. Une technique de miniaturisation d'une antenne DRA sera mise en place et les limites physiques du rapport miniaturisation/bande passante seront poussées dans leur plus fort retranchement.

-c'est dans la continuité du deuxième chapitre que le troisième chapitre viendra s'inscrire. Afin d'accroître la miniaturisation, ce chapitre se concentrera d'une part sur le haut de la bande DVB-H mais également sur les deux autres bandes supplémentaires visées par le cahier des charges à savoir les bandes WiFi et WiMax. La création de modes hybrides au sein d'une antenne DRA et le choix de leurs fréquences de résonance permettront d'obtenir une

antenne multibande et miniature. Cette miniaturisation nous permettra d'intégrer deux de ces antennes au sein du terminal mobile et donc d'appliquer les techniques de diversité.

-la miniaturisation et la bande passante étant inversement proportionnelles, il serait possible de diminuer les dimensions de l'antenne du chapitre trois au détriment de sa bande passante. Le haut de la bande DVB-H ne pourrait alors plus être couvert. En reprenant l'exemple de l'antenne patch de ce premier chapitre, nous avons vu que l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique permettait, en plus de la réduction de la longueur électrique de l'élément rayonnant, de conserver une bande passante large par rapport à une antenne à base de matériaux purement diélectriques. Un quatrième chapitre se concentrera donc sur une antenne à base d'un matériau magnéto-diélectrique. Au cours de ce chapitre, nous distinguerons tous les avantages à utiliser ce type de matériau sur un autre type d'antenne que l'antenne patch présentée dans ce premier chapitre.

-les résultats de la littérature présentés au cours de ce premier chapitre ont montré que l'intégration d'un élément actif permettait de balayer une large plage fréquentielle, c'est le cas notamment avec la diode varactor. L'efficacité avérée de l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique dans l'élargissement de la bande passante de la structure du chapitre quatre nous a conduit à intégrer un élément actif au sein de cette même structure afin de rendre l'antenne agile en fréquence. Dans l'objectif de couvrir toute la bande DVB-H par canaux de 8 MHz minimum comme l'impose la norme, le choix judicieux et la caractérisation de l'élément actif seront présentés. Ce chapitre se terminera par la caractérisation in situ du terminal mobile intégrant le système antenne présent et développé.

Il est à noter que toutes les études faites et les structures présentées dans les différents chapitres de ce manuscrit seront basées sur des résultats de mesure.

VII - Bibliographie du chapitre 1

- [1] K. Hirasawa and M. Haneishi, *Analysis, Design, and Measurement of Small Low Profile Antennas*, , 1992. :Artech House
- [2] L. J. Chu, "Physical limitations on omni-directional antennas", J. Appl. Phys., 1948, 19, pp. 1163–1175.
- [3] R. F. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency", J. Res. Natl. Bur. Stand, 1960, 64D, pp. 1–12
- [4] P. Vainikainen, J. Vilanen, J. Holopainen, O. Kivekäs, P. Suvikuunas, K. Sulonen, "Antenna for multi-system mobile terminals", International Symposium on Antenna Technology and Apply Electromagnetics (ANTEM), Saint Malo, France, 15-17 Juin 2005
- [5] Taga, T.; Tsunekawa, K.; , "Performance Analysis of a Built-In Planar Inverted L Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* , vol.5, no.5, pp. 921- 929, Jun 1987
- [6] Yamaguchi, R., et al., "Effect of Dimension of Conducting Box on Radiation Pattern of a Monopole Antenna for Portable Telephone," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, 1992, pp. 669–672
- [7] Manteuffel, D., A. Bahr, and I. Wolff, "Investigation on Integrated Antennas for GSM Mobile Phones," *Proceedings of the Millennium Conference on Antennas and Propagation AP-2000*, 2000, Vol. I, p. 304, paper no. 0587
- [8] J.D. Kraus « *Antennas* » Mc Graw-Hill book company, New York, USA, 1950, pp. 127-148
- [9] C.A Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Second Edition, John Wiley & Sons, 1997
- [10] J.D. Kraus, *Microstrip antenna*, Artech House, Dedham, Massachusetts, USA, 1980, pp. 2-84
- [11] K. Fujimoto, A. Henderson, K. Hirasawa, J.R. James, *Small antennas*, England : Research studies press, 1987, distributed by Wiley & Sons, pp.116-127
- [12] Wunsch, A.D.; Sheng-Pin Hu; , "A closed-form expression for the driving-point impedance of the small inverted L antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.44, no.2, pp.236-242, Feb 1996
- [13] Bin Yuan; Xiu Wang; Nan Zheng; Yangbang Chen; , "An inverted-L antenna based on finite ground plane with zigzag structure," *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific* , vol., no., pp.2025-2028, 7-10 Dec. 2010
- [14] Oh, K.; Hirasawa, K.; , "A dual-band inverted-L-folded-antenna with a parasitic wire," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE* , vol.3, no., pp. 3131- 3134 Vol.3, 20-25 June 2004

- [15] Qi, D., Li, B. and Liu, H., "Compact triple-band planar inverted-F antenna for mobile handsets," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 41, No. 6, pp. 483-486, June 2004
- [16] Haapala, Paivi; Vainikainen, Pertti; , "Helical antennas for multi-mode mobile phones," *Microwave Conference, 1996. 26th European* , vol.1, no., pp.327-331, 6-13 Sept. 1996
- [17] Kuo-Liang Wu, Guan-Yu Chen, Jwo-Shiun Sun, Cheng-Hung Lin, Kwong-Kau Tiong, and Y. D. Chen "The Helical Antenna for Handset Design and Phantom Effect" Progress In Electromagnetics Research Symposium, PIERS 2008 in Hangzhou, CHINA, 24-28 March, 2008
- [18] Colburn, J.S.; Rahmat-Samii, Y.; , "Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrates," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.47, no.12, pp.1785-1794, Dec 1999
- [19] R.C. Hansen et M. Burke, "Antenna with magnetodielectrics" , *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol.26, n°2, pp75-78, juillet 2000
- [20] Maci, S.; Biffi Gentili, G.; Piazzesi, P.; Salvador, C.; , "Dual-band slot-loaded patch antenna," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -* , vol.142, no.3, pp.225-232, June 1995
- [21] J.R. James, P.S. Hall, C. Wood «*Microstrip antenna theory and design*» Peter Peregrinus Ltd, New York, USA, 1981, pp. 103-109
- [22] Virga, K.L.; Rahmat-Samii, Y.; , "Low-profile enhanced-bandwidth PIFA antennas for wireless communications packaging," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.45, no.10, pp.1879-1888, Oct 1997
- [23] Ching-Wei Ling; Chia-Yu Lee; Chia-Lun Tang; Shyh-Jong Chung; , "Analysis and Application of an On-Package Planar Inverted-F Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.6, pp.1774-1780, June 2007
- [24] Sanad, H.; , "Effect of the shorting posts on short circuit microstrip antennas ," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1994. AP-S. Digest* , vol.2, no., pp.794-797 vol.2, 20-24 Jun 1994
- [25] Herscovici, N.; , "New considerations in the design of microstrip antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.46, no.6, pp.807-812, Jun 1998
- [26] Chen, H.-M.; Lin, Y.-F.; Cheng, P.-S.; Lin, H.-H.; Song, C.T.P.; Hall, P.S.; , "Parametric study on the characteristics of planar inverted-F antenna," *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -* , vol., no., pp. 534- 538, 9 Dec. 2005
- [27] Delaveaud, C.; Leveque, P.; Jecko, B.; , "New kind of microstrip antenna: the monopolar wire-patch antenna ," *Electronics Letters* , vol.30, no.1, pp.1-2, 6 Jan 1994
- [28] Long, S.; McAllister, M.; Liang Shen; , "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.31, no.3, pp. 406- 412, May 1983

- [29] D. Drossos, Z. Wu and L.E. Davis, "Theoretical and experimental investigation of cylindrical Dielectric Resonator Antennas", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 13, No. 3, pp. 119-123, October 1996
- [30] A. Petosa, "Dielectric Resonator Antenna Handbook", Artech House, Boston/London, 2007, pp. 160
- [31] K.M Luk and K.W Leung, "*Dielectric Resonator Antennas*", Electronic & Electrical Engineering Research Studies
- [32] Petosa, A.; Simons, N.; Siushansian, R.; Ittipiboon, A.; Cuhaci, M.; , "Design and analysis of multisegment dielectric resonator antennas ," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.48, no.5, pp.738-742, May 2000
- [33] Egorov, I.; Zhinong Ying; , "A non-uniform helical antenna for dual-band cellular phones," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000. IEEE* , vol.2, no., pp.652-655 vol.2, 2000
- [34] Ying Z., "Multi-band non-uniform helical antennas", United States Patent No US006112102, Oct; 1996
- [35] Ali, M.; Hayes, G.J.; Hwang, H.-S.; Sadler, R.A.; , "A triple-band internal antenna for mobile hand-held terminals," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE* , vol.2, no., pp. 32- 35 vol.2, 2002
- [36] Jung, M.; Yunghee Kim; Lee, B.; , "Dual frequency meandered PIFA for Bluetooth and WLAN applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE* , vol.2, no., pp. 958- 961 vol.2, 22-27 June 2003
- [37] Zhan Li; Rahmat-Samii, Y.; , "Optimization of PIFA-IFA combination in handset antenna designs," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.53, no.5, pp. 1770-1778, May 2005
- [38] Hady, L.K.; Kajfez, D.; Kishk, A.A.; , "Triple Mode Use of a Single Dielectric Resonator," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.5, pp.1328-1335, May 2009
- [39] Qinjiang Rao; Denidni, T.A.; Sebak, A.R.; , "A hybrid resonator antenna suitable for wireless communication applications at 1.9 and 2.45 GHz," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.4, no., pp. 341- 343, 2005
- [40] Rao, Q.; Denidni, T.A.; Sebak, A.R.; Johnston, R.H.; , "A dual-band compact hybrid resonator antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.2A, no., pp. 156- 159 vol. 2A, 3-8 July 2005
- [41] Bit-Babik, G.; Di Nallo, C.; Faraone, A.; , "Multimode dielectric resonator antenna of very high permittivity," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE* , vol.2, no., pp. 1383- 1386 Vol.2, 20-25 June 2004
- [42] Manteghi, M. Rahmat-Samii, Y., "A novel miniaturized triband PIFA for MIMO applications," *Microwave And Optical Technology Letters*, 2007, Vol 49; no 3, pp 724-731

- [43] Ciais, P., Luxey, C., Diallo, A., Staraj, R. and Kossiavas, G. (2006), Pentaband internal antenna for handset communication devices. *Microwave and Optical Technology Letters*
- [44] See, C.H.; Abd-Alhameed, R.A.; Zhou, D.; Excell, P.S.; , "Dual-Frequency Planar Inverted F-L-Antenna (PIFLA) for WLAN and Short Range Communication Systems," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.10, pp.3318-3320, Oct. 2008
- [45] Liu, H.-W.; Yang, C.-F.; , "Miniature broadband antenna for WLAN/WiMAX and lower-band UWB applications," *Electronics Letters* , vol.45, no.24, pp.1201-1203, November 19 2009
- [46] Walsh, A.G.; DeYoung, C.S.; Long, S.A.; , "An Investigation of Stacked and Embedded Cylindrical Dielectric Resonator Antennas," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.5, no.1, pp.130-133, Dec. 2006
- [47] Bonnet, B.; Dupont, F.; Berens, F.; , "Ultra Wide Band Miniature Antenna," *Ultra-Wideband, 2007. ICUWB 2007. IEEE International Conference on* , vol., no., pp.678-682, 24-26 Sept. 2007
- [48] Chair, R.; Kishk, A.A.; Lee, K.F.; , "Low profile wideband embedded dielectric resonator," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET* , vol.1, no.2, pp.294-298, April 2007
- [49] Wong, K.-L., Chou, L.-C. and Chen, H.-T. (2004), Ultra-wideband metal-plate monopole antenna for laptop application. *Microwave and Optical Technology Letters*
- [50] Chair, R.; Kishk, A.A.; Lee, K.F.; Smith, C.E.; , "Wideband flipped staired pyramid dielectric resonator antennas," *Electronics Letters* , vol.40, no.10, pp. 581- 582, 13 May 2004
- [51] Huang, W.; Kishk, A.A.; , "Compact wideband multi-layer cylindrical dielectric resonator antennas," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET* , vol.1, no.5, pp.998-1005, October 2007
- [52] Robert R. Romanofsky, "Ferroelectric/Semiconductor Tunable Microstrip Patch Antenna Developed", Nasa glenn research center
- [53] Anagnostou, D.E.; Gheethan, A.A.; , "A Coplanar Reconfigurable Folded Slot Antenna Without Bias Network for WLAN Applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.8, no., pp.1057-1060, 2009
- [54] Outi Kivekäs, Jani Ollikainen, and Pertti Vainikainen, "Frequency-tunable internal antenna for mobile phones", 12th International Symposium on Antennas (JINA 2002). Nice, France, 12-14 November 2002, volume 2, pages 53-56
- [55] Komulainen, M.; Berg, M.; Jantunen, H.; Salonen, E.T.; Free, C.; , "A Frequency Tuning Method for a Planar Inverted-F Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.4, pp.944-950, April 2008
- [56] Laheurte, J.-M.; , "Switchable CPW-fed slot antenna for multifrequency operation," *Electronics Letters* , vol.37, no.25, pp.1498-1500, 6 Dec 2001

- [57] Zidong Liu; Boyle, K.; Krogerus, J.; de Jongh, M.; Reimann, K.; Kaunisto, R.; Ollikainen, J.; , "MEMS-Switched, Frequency-Tunable Hybrid Slot/PIFA Antenna," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.8, no., pp.311-314, 2009
- [58] P. PANAI, R. STARAJ, C. LUXEY, G. KOSSIAVAS, G. JACQUEMOD, "Antenne pifa commutable à fente", Proc. 13èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2003), Lille, France, 21-23 Mai, 2003, pp. 446-447.
- [59] Jung-Chih Chiao; Yiton Fu; Iao Mak Chio; DeLisio, M.; Lih-Yuan Lin; , "MEMS reconfigurable Vee antenna," *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International* , vol.4, no., pp.1515-1518 vol.4, 1999
- [60] Sabel, K. F., Katehi, L. P. B., Sarabandi, K., "Modeling and Design of MEMSBased Reconfigurable Antenna Arrays," *IEEE Aerospace Conference, 2003. Proceedings*, p. 2-1135
- [61] Simons, R.N.; Donghoon Chun; Katehi, L.P.B.; , "Reconfigurable array antenna using microelectromechanical systems (MEMS) actuators," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE* , vol.3, no., pp.674-677 vol.3, 2001
- [62] Behdad, N.; Sarabandi, K.; , "A varactor-tuned dual-band slot antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.2, pp. 401- 408, Feb. 2006
- [63] Berg, M.; Komulainen, M.; Palukuru, V.; Jantunen, H.; Salonen, E.; , "Frequency-tunable DVB-H antenna for mobile terminals," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE* , vol., no., pp.1072-1075, 9-15 June 2007
- [64] Holland, B.R.; Ramadoss, R.; Pandey, S.; Agrawal, P.; , "Tunable coplanar patch antenna using varactor," *Electronics Letters* , vol.42, no.6, pp. 319- 321, 16 March 2006
- [65] J.D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, Wiley, Second Edition
- [66] C.A. Tounou, C. Decroze, D. Carsenat, T. Monediere, and B. Jecko, "Diversity antennas efficiencies enhancement", IEEE APS International Symposium, Honolulu, June 2007, pp. 1064–1067.
- [67] G.A. Mavridis, J.N. Sahalos, and M. T. Chryssomalis, "Spatial diversity two branch for wireless devices", IEEE Lett 42, 2006, 266–268.
- [68] Knudsen, M.B.; Pedersen, G.F.; , "Spherical outdoor to indoor power spectrum model at the mobile terminal," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* , vol.20, no.6, pp. 1156- 1169, Aug 2002
- [69] Blanch, S.; Romeu, J.; Corbella, I.; , "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description," *Electronics Letters* , vol.39, no.9, pp. 705-707, 1 May 2003
- [70] P.S. Kildal, K. Rosengren, J. Byun, and J. Lee, "Definition of effective diversity gain and how measure it in a reverberation chamber", *Microw Opt Technol Lett* 34 (2002), 56-59
- [71] R.G. Vaughan and J.B. Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol.36, no.4, pp. 149- 172, Nov 1987

- [72] Bolin, T.; Derneryd, A.; Kristensson, G.; Plicanic, V.; Ying, Z.; , "Two-antenna receive diversity performance in indoor environment," *Electronics Letters* , vol.41, no.22, pp. 1205- 1206, 27 Oct. 2005
- [73] Mouhamadou, M., Tounou, C. A., Decroze, C., Carsenat, D., and Monediere, "Active measurements of antenna diversity performances using a specific test-bed, in several environments"; *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, pp. 264-271, May. 2010.
- [74] TOUNOU Charles. *Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel*, Thèse de doctorat : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique. Limoges : Université de Limoges, 2008
- [75] T.W.C. Brown, *Antenna Diversity for Mobile Terminals*, Thèse de Doctorat, University of Surrey, Royaume-Uni, Septembre 2002
- [76] H. Fayad and P. Record, "Adaptative dielectric resonator antenna", *Antennas and Propagation Conference*, Loughbrough 2007
- [77] Diallo, A.; Luxey, C.; Le Thuc, P.; Staraj, R.; Kossiavas, G.; , "Enhanced diversity antennas for UMTS handsets," *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on* , vol., no., pp.1-5, 6-10 Nov. 2006
- [78] K. Rosengren, P-S. kildal, C. Carlsson, J. Carlsson, "Characterization of Antennas for Mobile and Wireless terminals in reverberation Chambers: Improved Accuracy by Platform Stirring" *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 30, No.6, September 2001
- [79] Karaboikis, M.P.; Papamichael, V.C.; Tsachtsiris, G.F.; Soras, C.F.; Makios, V.T.; , "Integrating Compact Printed Antennas Onto Small Diversity/MIMO Terminals," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.7, pp.2067-2078, July 2008
- [80] Dossche, S.; Blanch, S.; Romeu, J.; , "Three different ways to decorrelate two closely spaced monopoles for MIMO applications," *Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005. IEEE/ACES International Conference on* , vol., no., pp. 849- 852, 3-7 April 2005
- [81] Dossche, S.; Rodriguez, J.; Jofre, L.; Blanch, S.; Romeu, J.; , "Decoupling of a two-element switched dual band patch antenna for optimum MIMO capacity," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE* , vol., no., pp.325-328, 9-14 July 2006
- [82] Shin-Chang Chen; Yu-Shin Wang; Shyh-Jong Chung; , "A Decoupling Technique for Increasing the Port Isolation Between Two Strongly Coupled Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.12, pp.3650-3658, Dec. 2008
- [83] Ge, Y.; Esselle, K.P.; Bird, T.S.; , "Compact diversity antenna for wireless devices," *Electronics Letters* , vol.41, no.2, pp. 52- 53, 20 Jan. 2005
- [84] Gaoming Chi; Binhong Li; Dongsheng Qi; , "A dual-frequency antenna fed by CPW," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.1B, no., pp.459-462 vol. 1B, 2005

- [85] Ishima, K.; Zhinong Ying; Takada, J.-i., "A compact MIMO DRA for 802.11n application," *International Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [86] H. Fayad and P. Record, "Multi-feed dielectric resonator antenna with reconfigurable radiation pattern", *Progress in Electromagnetics Research, PIER 76*, pp. 341-356, 2007
- [87] R. C. Hansen, "Electrically small, superdirective and superconducting antennas" Wiley Interscience, 2006
- [88] Kawano, Y.; Hayashida, S.; Bae, S.; Koyanagi, Y.; Morishita, H.; , "A study on miniaturization of 900 MHz and 2 GHz band antennas utilizing magnetic material," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.3B, no., pp. 347- 350 vol. 3B, 3-8 July 2005
- [89] Jofre, L.; Cetiner, B.A.; De Flaviis, F.; , "Miniature multi-element antenna for wireless communications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.50, no.5, pp.658-669, May 2002
- [90] Holopainen, J.; Villanen, J.; Kyro, M.; Icheln, C.; Vainikainen, P.; , "Antenna for Handheld DVB Terminal," *Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, 2006 IEEE International Workshop on* , vol., no., pp. 305- 308, March 6-8, 2006

Chapitre II

ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE LARGE BANDE

I - INTRODUCTION	61
II - DEVELOPPEMENT AUTOUR D'UNE ANTENNE DRA	61
<i>II.1 - Principales caractéristiques des antennes DRA.....</i>	<i>62</i>
<i>II.2 - Les différentes techniques d'excitation.....</i>	<i>63</i>
II.2.1 - Sonde coaxiale.....	63
II.2.2 - Ligne microruban et ligne coplanaire	64
II.2.3 - Fente	65
<i>II.3 - Méthodologie de l'étude d'une antenne DRA – De l'étude modale à l'étude électromagnétique.....</i>	<i>66</i>
II.3.1 - Etude modale	67
II.3.2 - Etude électromagnétique	70
<i>II.4 - Choix du diélectrique.....</i>	<i>72</i>
III - MISE EN PLACE D'UNE TECHNIQUE DE MINIATURISATION	73
<i>III.1 - D'une cavité cylindrique</i>	<i>73</i>
<i>III.2 - D'une cavité parallélépipédique</i>	<i>76</i>
III.2.1 - Diminution de la fréquence de résonance.....	77
III.2.2 - Etude paramétrique en fonction de différentes métallisations	78
IV - STRUCTURE FINALE DE L'ANTENNE – PERFORMANCES EN SIMULATION ET EN MESURE.....	81
<i>IV.1 - Structure finale.....</i>	<i>81</i>
<i>IV.2 - Etude électromagnétique – Validation de l'étude modale.....</i>	<i>81</i>
<i>IV.3 - Conception et mesure du prototype.....</i>	<i>83</i>
<i>IV.4 - Présentation et analyse des résultats.....</i>	<i>85</i>
IV.4.1 - Impédance d'entrée et coefficient de réflexion	85
IV.4.2 - Gain réalisé, efficacité totale et diagramme de rayonnement	86
<i>IV.5 - Analyse de l'effet de la taille du plan de masse.....</i>	<i>88</i>
V - CONCLUSION.....	89
VI - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2.....	91

I - Introduction

Le premier chapitre a mis en avant les potentialités des antennes DRA en termes de miniaturisation et de large bande passante. En effet, ces antennes possèdent de nombreux degrés de liberté quant à leur structure et à leurs conditions aux limites. Des techniques de miniaturisation peuvent alors être mises en place. C'est l'objet de ce chapitre qui montrera une étude détaillée sur la création de modes hybrides au sein d'un résonateur diélectrique. Ces modes hybrides devront être fréquentiellement proches et leurs fréquences de résonances entre 500 MHz et 1 GHz afin de s'inscrire dans le cadre du projet NAOMI et viser la bande DVB-H allant de 470 MHz à 862 MHz.

Rappelons qu'à 470 MHz une antenne quart d'onde classique aurait des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/4=16$ cm et posséderait une bande passante d'environ 5%. Le challenge est donc double puisqu'il s'agit ici d'une part, d'aboutir à la conception d'une antenne possédant un minimum de 59% de bande passante et d'autre part, de repousser les limites physiques en restant miniature.

Une première partie rappellera de manière non exhaustive les principales caractéristiques des antennes DRA ainsi que les différentes excitations possibles. A l'issue de cette partie, nous présenterons la méthodologie adoptée pour étudier une antenne DRA. Une seconde partie montrera la méthode mise en œuvre pour obtenir une antenne DRA large bande tout en s'attachant à rester miniature. Cette méthode sera basée sur des études modales. Pour terminer, la structure finale de l'antenne sera présentée et son étude électromagnétique viendra valider les études modales. Un prototype sera réalisé et mesuré. Les résultats seront comparés avec la simulation.

II - Développement autour d'une antenne DRA

Les résonateurs diélectriques sont plus connus dans la réalisation de filtres, de guides d'ondes ou d'oscillateurs hyperfréquences. Dans le cas d'un guide d'onde, les ondes électromagnétiques se propagent à l'intérieur d'un diélectrique délimité par une enveloppe constituée de métal. Leur utilisation en environnement ouvert pour en faire un dispositif rayonnant a été initiée par S.A. Long et M.W. McAllister en 1983 [1].

Les études théoriques concernant les antennes DRAs sont nombreuses [2]. Elles présentent en grande majorité une approche théorique issue du modèle des guides diélectriques permettant de déterminer les fréquences de résonance et l'allure des champs électrique E et magnétique H. Elles se restreignent donc à étudier des structures classiques à savoir des antennes DRA rectangulaires [3], cylindriques [4-5] ou hémisphériques [6].

Cependant, ces études théoriques sont basées sur l'approximation des parois du résonateur par des courts circuits magnétiques (CCM). Cette approximation est vraie lorsque la permittivité ϵ du diélectrique tend vers l'infini. En effet, l'équation 1 montre que le coefficient de réflexion ρ d'une onde lors de son passage de la cavité vers l'extérieur (Figure 1) tend vers 1 (condition de CCM) lorsque ϵ_{cav} (permittivité de la cavité) tend vers l'infini. Or, en réalité ceci n'est jamais vérifié surtout dans le cas où le matériau diélectrique utilisé est de faible permittivité.

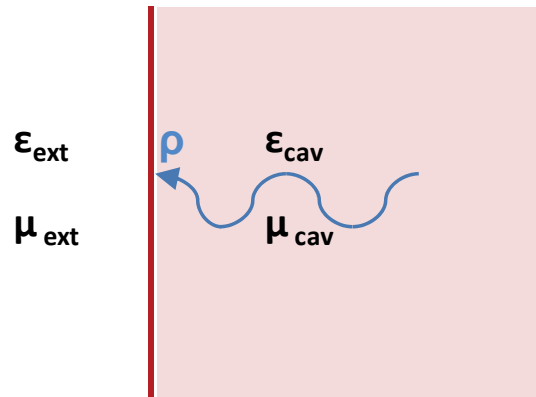


Figure 1 : Passage d'une onde dans une cavité

$$\rho = \frac{Z_{ext} - Z_{cavité}}{Z_{ext} + Z_{cavité}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_{ext}}{\epsilon_{ext}}} - \sqrt{\frac{\mu_{cavité}}{\epsilon_{cavité}}}}{\sqrt{\frac{\mu_{ext}}{\epsilon_{ext}}} + \sqrt{\frac{\mu_{cavité}}{\epsilon_{cavité}}}} = \frac{\sqrt{\epsilon_{cavité}} - \sqrt{\epsilon_{ext}}}{\sqrt{\epsilon_{cavité}} + \sqrt{\epsilon_{ext}}} \quad (1)$$

II.1 - Principales caractéristiques des antennes DRA

Les *annexes 2 et 3* présentent respectivement les études détaillées d'une antenne DRA rectangulaire et cylindrique. Cette partie rappellera leurs principales caractéristiques.

-La dimension principale d'une antenne DRA est proportionnelle à $\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$ où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence de résonance considérée et ϵ_r et μ_r sont respectivement la permittivité et la perméabilité du matériau.

-La fréquence de résonance et le facteur de qualité rayonné sont fonction évidemment des dimensions de l'antenne DRA mais également des rapports entre ses différentes dimensions pour une permittivité donnée. Cette dépendance apporte une flexibilité supplémentaire dans la conception d'une telle antenne.

-En choisissant un matériau avec de faibles pertes, il est possible de maintenir une forte efficacité de rayonnement même à des fréquences très basses, car ce type d'antenne ne présente pas de pertes métalliques comme c'est le cas pour les antennes imprimées.

-Une très grande gamme de permittivité est disponible. Il existe des matériaux céramiques faibles pertes avec des constantes diélectriques allant de 4 à plus de 100. Il est donc possible d'avoir le contrôle sur les dimensions physiques et sur la bande passante et ainsi faire un compromis selon l'application visée.

-Plusieurs modes peuvent être excités au sein d'une antenne DRA, certains d'entre eux ont des rayonnements similaires aux antennes dipolaires.

-Les bandes de fréquences visées et présentées dans la littérature par ce type d'antenne vont de 1 GHz jusqu'à 40 GHz.

-Finalement, il existe un très grand nombre d'excitations possibles. Les principales seront détaillées dans un prochain paragraphe.

II.2 - Les différentes techniques d'excitation

Il existe différentes techniques pour exciter un mode de DRA [2] ce qui permet de les adapter à tous types de systèmes. Seules les plus courantes seront présentées ici. Les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles seront exposés et plusieurs références seront données permettant d'étudier l'excitation la plus appropriée pour différents types d'antennes DRA.

II.2.1 - Sonde coaxiale

Une sonde coaxiale peut être placée soit adjacente (Figure 2), soit à l'intérieur de l'antenne DRA. Lorsqu'elle est placée de manière adjacente, l'antenne DRA est excitée par couplage magnétique, comme peut le montrer la Figure 3.

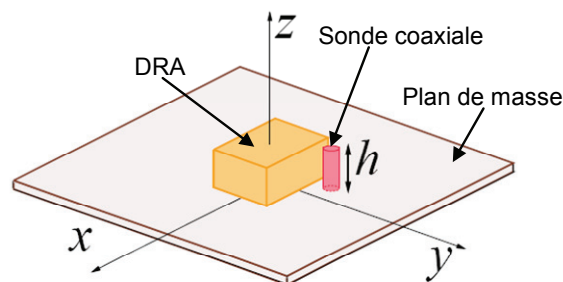


Figure 2 : Antenne DRA alimentée par une sonde coaxiale adjacente

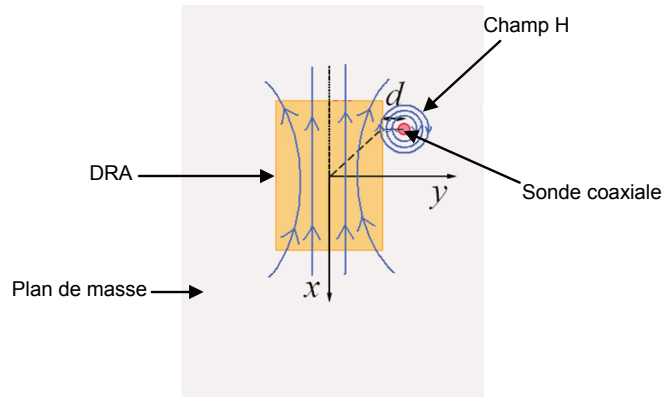


Figure 3 : Excitation de l'antenne par couplage magnétique

Dans ce cas, la sonde excite par couplage le champ H de l'antenne DRA rectangulaire sur son mode TE_{111} .

Une sonde placée à l'intérieur du DRA pourra coupler soit le champ E, soit le champ H. Pour coupler le champ E, il faut placer la sonde de sorte qu'elle soit tangente au champ E. Cependant, quand une antenne DRA est alimentée par une sonde coaxiale située à l'intérieur, l'introduction d'un gap d'air entre la sonde d'alimentation et le diélectrique a des conséquences non négligeables sur l'impédance d'entrée et la fréquence de résonance de l'antenne comme le montre G.P. Junker dans [7-8]. L'introduction d'un gap d'air entre l'excitation et le résonateur fera d'ailleurs l'objet de plusieurs études tout au long de ce manuscrit.

La position de la sonde permet de choisir le mode excité, et le couplage peut être optimisé en ajustant la hauteur et la position de la sonde.

II.2.2 - Ligne microruban et ligne coplanaire

Une ligne microruban placée au voisinage de l'antenne DRA peut l'exciter par couplage comme dans le cas de la sonde coaxiale Figure 3. Cependant, placer une ligne microruban à proximité a l'inconvénient d'augmenter le rayonnement parasite en affectant la polarisation de l'antenne DRA [2].

Afin de s'affranchir de cela, la ligne microruban peut être placée sous le résonateur diélectrique (Figure 4), l'excitation se fait soit par un couplage magnétique, soit par un couplage électrique.

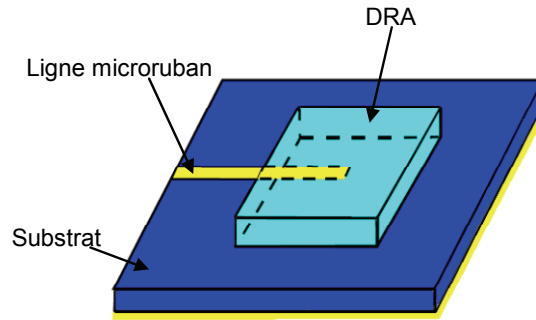


Figure 4 : Excitation de l'antenne par une ligne microruban

Cette ligne microruban peut être remplacée par une ligne coplanaire comme le montre la Figure 5.

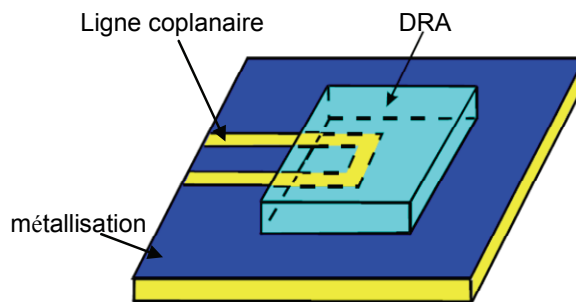


Figure 5 : Excitation de l'antenne par une ligne coplanaire

Dans ces deux cas, le niveau de couplage peut être ajusté par la modification de la position latérale du résonateur et par sa permittivité. Pour des faibles valeurs de permittivité (nécessaire pour avoir une large bande), le couplage est généralement faible et il est difficile d'exciter le mode du résonateur diélectrique.

Il faut également noter que ces deux méthodes d'excitation perturbent le mode excité du résonateur diélectrique de part l'insertion d'une condition de CCE due à leur présence. Le chapitre 3 montrera qu'il est possible de tirer avantage de l'insertion des conditions partielles de CCE dues à une excitation par une ligne microruban.

II.2.3 - Fente

L'excitation par une fente (Figure 6) est très répandue [2],[9]. Cette technique consiste à insérer une fente dans le plan de masse excitée par une ligne microruban située sous le plan de masse.

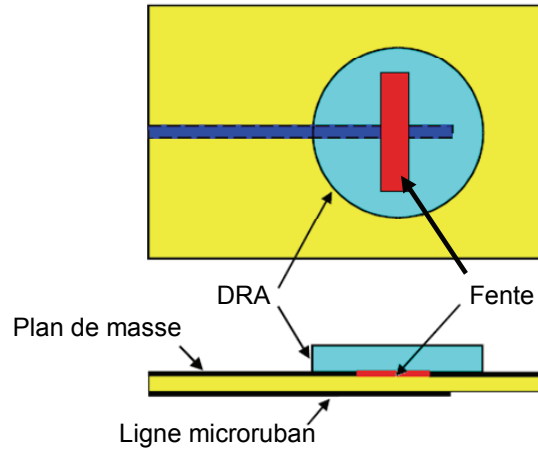


Figure 6 : Excitation de l'antenne par une fente

Le circuit d'alimentation se trouvant sous le plan de masse, le rayonnement de l'antenne DRA n'est pas perturbé, il existe néanmoins un rayonnement arrière. En modifiant la position ainsi que la longueur de la fente, le couplage et l'excitation des modes du DRA peuvent être ajustés. La fente étant un élément rayonnant, il est donc possible de faire fonctionner la fente et le DRA à des fréquences proches afin d'augmenter la bande passante en adaptation [10].

La fréquence de résonance d'une fente étant de l'ordre de $\lambda_g/2$, ce type d'excitation est problématique en basses fréquences du fait des dimensions nécessaires.

II.3 - Méthodologie de l'étude d'une antenne DRA – De l'étude modale à l'étude électromagnétique

L'étude d'une antenne DRA doit en premier lieu être une étude modale. C'est cette étude qui déterminera le choix de l'excitation. Pour expliquer notre méthode, considérons le cas simple d'une antenne DRA cylindrique de rayon $a=40\text{mm}$, de hauteur $d=45\text{mm}$ et de permittivité $\epsilon_r=30$, posée sur un plan de masse (Figure 7).

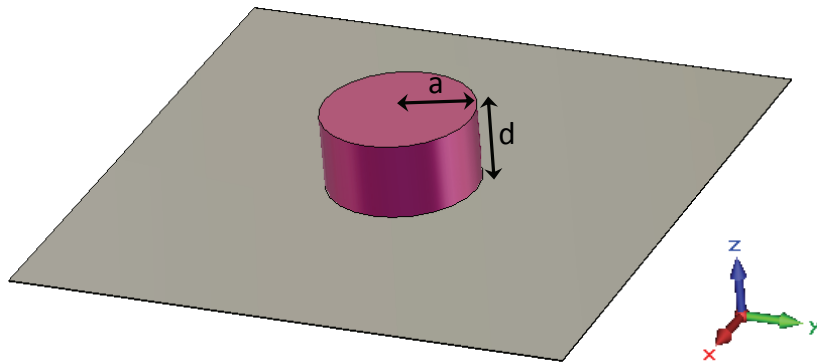


Figure 7 : Antenne DRA cylindrique posée sur un plan de masse

II.3.1 - Etude modale

Il existe deux manières différentes pour effectuer une étude modale. Ces deux possibilités ont été explorées et vont être présentées. Nous verrons les limites et les précisions de chacune d'entre elles, ce qui déterminera notre choix.

-La première est de considérer les équations présentées dans l'*annexe 2*. Celle-ci rappelle entre autre la détermination de l'expression générale de la fréquence de résonance des modes HE_{nmp} (équation 2) en fixant des conditions de courts circuits magnétiques (CCM) ou de courts circuits électriques (CCE) parfaites sur les parois du résonateur.

$$f_{npm} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X'_{np}}{a}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2d}\right)^2} = \frac{c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(X'_{np}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi.a}{2d}\right)^2} \quad (2)$$

L'*annexe 2* montre également les expressions des différentes composantes des champs du mode fondamental $HE_{11\delta}$ nous permettant de déterminer leurs configurations. D'après l'équation 2, nous pouvons déterminer la fréquence de résonance du mode fondamental dans le cas considéré précédemment :

$$f_{110} = \frac{3.10^8}{2\pi\sqrt{10}} \sqrt{\left(\frac{X'_{11}}{0.04}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2 \times 0.045}\right)^2} = 503.6MHz \text{ avec } X'_{11} = 1.841, \text{ le premier zéro de}$$

la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre 1.

Cette méthode nécessite de résoudre l'équation de propagation et les équations de Maxwell en fixant des conditions aux limites sur les parois du résonateur étudié. Cette étude ne peut se faire que dans le cas de structures à géométries simples.

-La seconde étude peut se réaliser à l'aide de l'« Eigenmode Solver » du logiciel CST Microwave Studio. Celui-ci permet de représenter la configuration des champs et de déterminer la fréquence de résonance de chacun des modes d'un résonateur diélectrique et cela quelle que soit la géométrie du résonateur. Cependant, certaines précautions doivent être prises.

Reprenons l'exemple précédent du résonateur diélectrique posé sur un plan de masse. L'étude sous CST est présentée Figure 8.

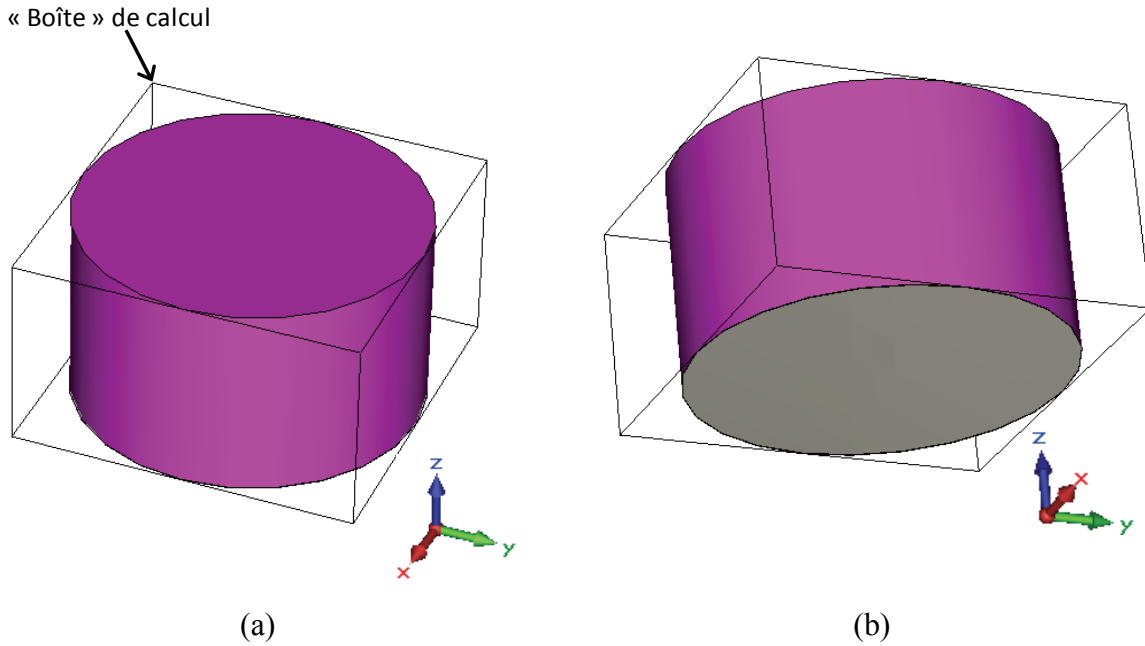


Figure 8 : Étude modale sous CST, vue de dessus (a), vue de dessous (b)

Tout comme dans l'étude analytique précédente, des conditions aux limites doivent être entrées. Ce logiciel n'autorise que des conditions de courts circuits magnétiques (CCM) ou de courts circuits électriques (CCE) et uniquement sur les parois de la « boîte de calcul ».

En se replaçant dans l'exemple étudié analytiquement et en définissant des conditions de CCE en Z_{min} et de CCM sur les autres parois, le logiciel nous fournit une fréquence de résonance pour le premier mode (HE_{118}) telle que $f_{110} = 523.6MHz$. La différence de 20 MHz est due au fait que les conditions de CCM ne soient pas directement appliquées sur les parois du résonateur dans le cas du logiciel.

De plus, l'équation 1 montrait que l'approximation d'avoir un CCM sur les parois du résonateur n'est vraie que lorsque la permittivité ϵ du diélectrique tend vers l'infini

Afin de contourner ces problèmes et de s'approcher de la réalité, le résonateur diélectrique est placé dans une cavité d'air comme le présente la Figure 9.

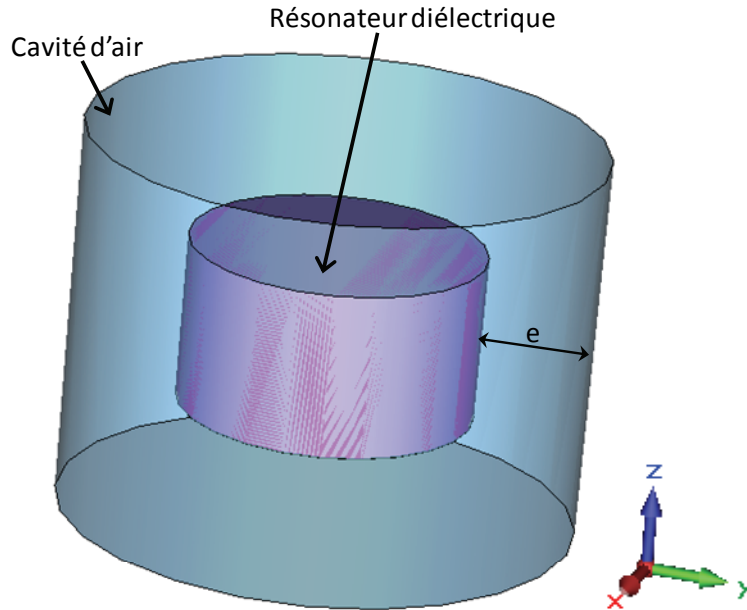


Figure 9 : Résonateur diélectrique placé dans une cavité d'air

Pour s'approcher du cas réel, l'épaisseur d'air e doit être suffisante. La Figure 10 présente l'évolution de la fréquence de résonance du mode HE_{118} en fonction de l'épaisseur d'air.

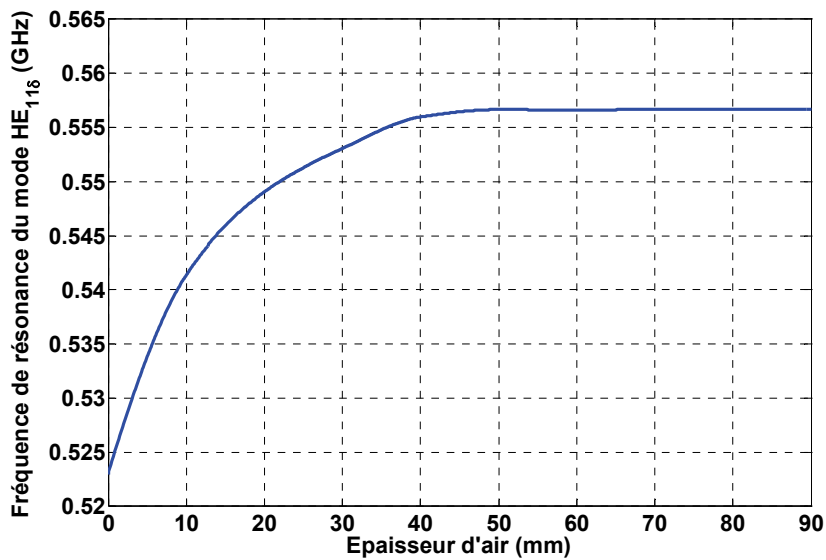


Figure 10 : Evolution de la fréquence de résonance du mode fondamental en fonction de l'épaisseur d'air de la cavité

Nous constatons qu'à partir d'une épaisseur $e=45$ mm, la fréquence de résonance du premier mode reste stable et égale à 556 MHz. Nous pouvons conclure que c'est cette fréquence de résonance qui se rapproche le plus de la réalité.

Cette seconde méthode semble être la plus appropriée, surtout dans le cas où la structure à étudier possède une géométrie pour laquelle la résolution de l'équation de propagation et des équations de Maxwell devient complexe.

Afin de vérifier la validité de cette étude modale, il convient de faire une étude électromagnétique. Pour cela, il faut visualiser la configuration des champs E et H à l'intérieur du résonateur pour le premier mode (Figure 11) afin de savoir comment l'exciter.

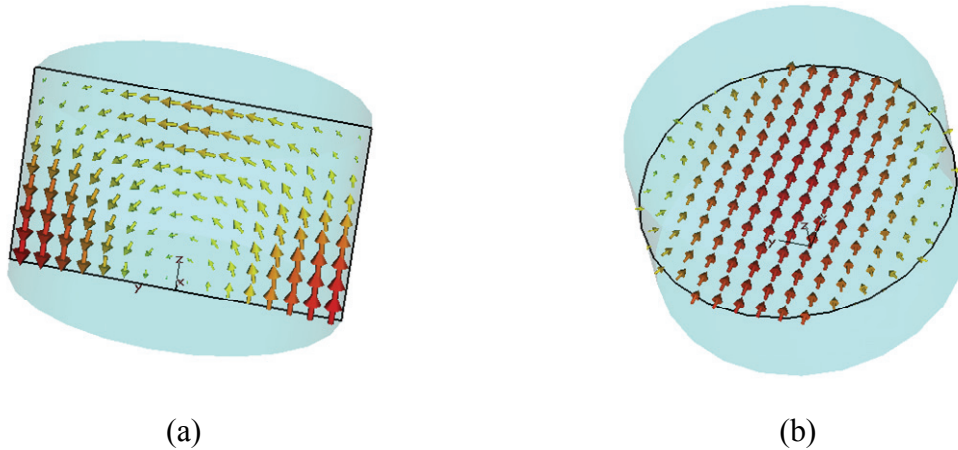


Figure 11 : Configuration du champ E (a) et du champ H (b) du mode $HE_{11\delta}$

Nous pouvons donc venir exciter le premier mode de la cavité en plaçant une sonde coaxiale parallèle au champ E.

II.3.2 - Etude électromagnétique

Le mode $HE_{11\delta}$ est excité avec une sonde coaxiale comme le montre la Figure 12.

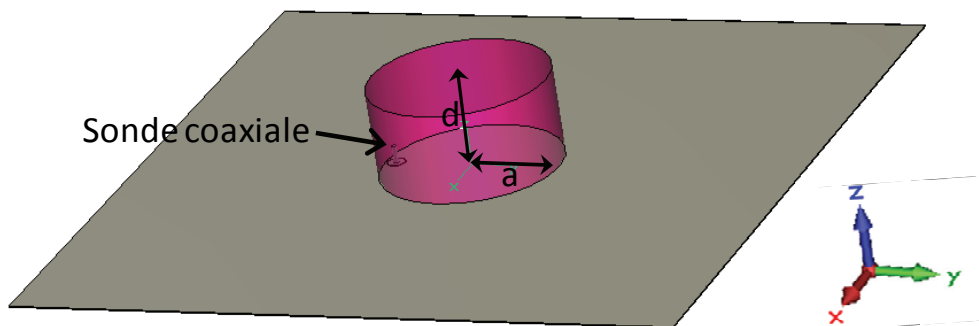


Figure 12 : Excitation du mode $HE_{11\delta}$ avec une sonde coaxiale

La Figure 13 représente l'impédance d'entrée de l'antenne, son coefficient de réflexion et son diagramme de rayonnement à 556 MHz.

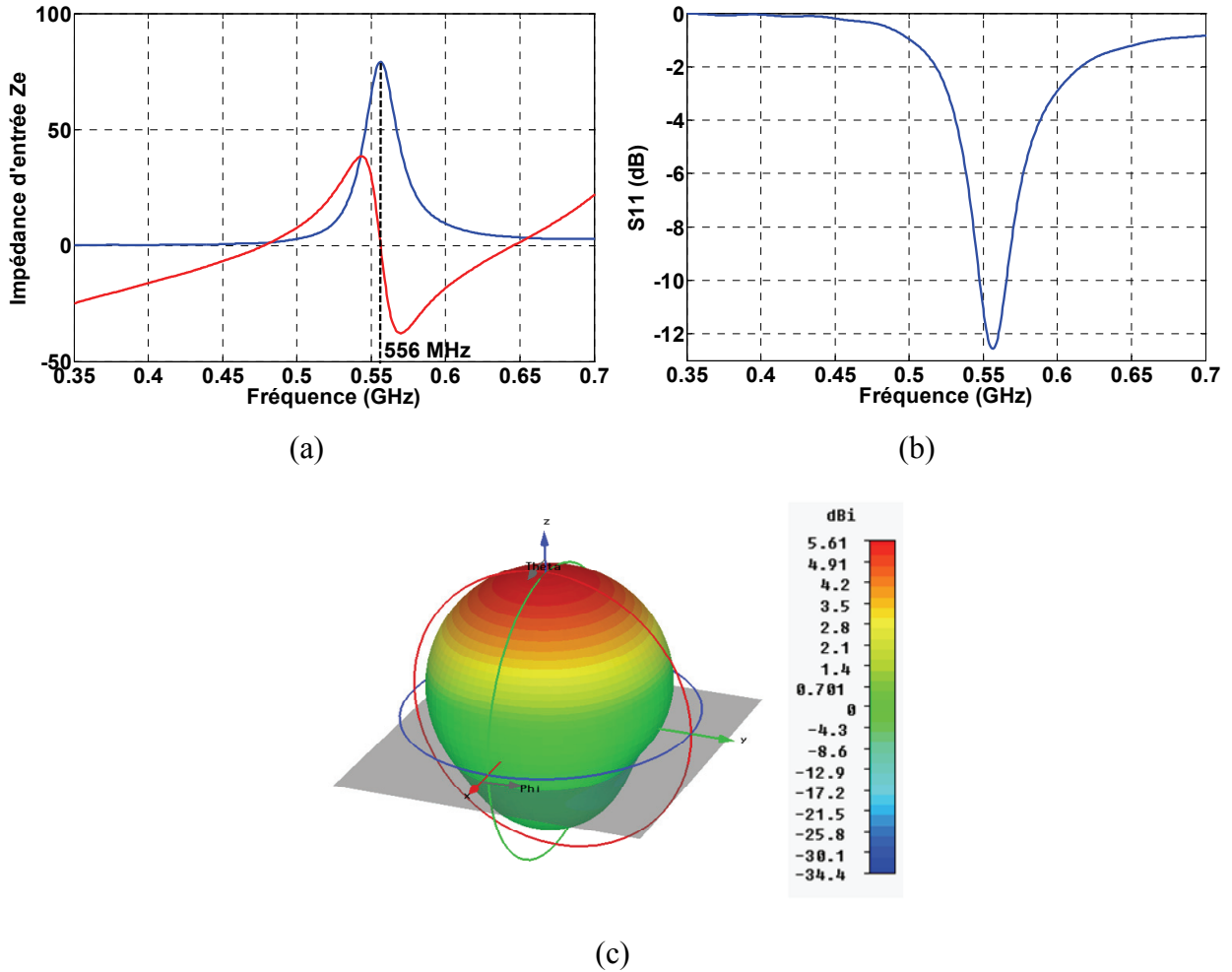


Figure 13 : Impédance d'entrée (a) et coefficient de réflexion (b) de l'antenne et son diagramme de rayonnement à 556 MHz (c)

Nous constatons sur l'impédance d'entrée de l'antenne que la fréquence de résonance est égale à 556 MHz. Cette valeur correspond à celle déterminée lors de l'analyse modale du résonateur diélectrique inséré dans une cavité d'air.

Nous validons donc l'étude modale réalisée sous CST Microwave Studio ainsi que l'introduction du résonateur dans une cavité d'air dont l'épaisseur est suffisamment grande pour avoir une fréquence de résonance égale à celle obtenue lors de l'étude électromagnétique.

Toutes les études d'antennes DRA réalisées dans ce manuscrit suivront cette méthode à savoir :

- l'étude modale du résonateur diélectrique à l'aide de CST Microwave Studio.

- l'optimisation de l'épaisseur de la cavité d'air jusqu'à l'obtention de la stabilité de la fréquence de résonance du ou des modes étudiés.

-l'étude électromagnétique permettant de valider les deux étapes précédentes.

La méthodologie de notre étude étant mise en place, il faut maintenant s'intéresser au choix du matériau diélectrique utilisé et plus particulièrement à sa permittivité.

II.4 - Choix du diélectrique

Un résonateur diélectrique de faible permittivité a des champs beaucoup moins confinés à l'intérieur du résonateur. Il sera alors plus difficile d'exciter les modes d'un tel résonateur. Néanmoins, en vue d'une application large bande, la permittivité du diélectrique ne doit pas être trop importante pour permettre l'obtention de modes naturellement larges bandes. Toutefois, il ne faut pas non plus négliger la miniaturisation. Il s'agit donc de faire un compromis entre la miniaturisation et la bande passante souhaitée.

Afin de choisir le meilleur compromis, reprenons l'exemple de l'antenne DRA cylindrique de diamètre 40 mm et de hauteur 45 mm posée sur un plan de masse. Elle est excitée sur son mode fondamental, le HE_{110} , à l'aide d'une sonde coaxiale.

La Figure 14 montre l'évolution de la fréquence de résonance et de la bande passante du premier mode excité en fonction de la permittivité. Pour chaque valeur de permittivité, la sonde (sa position et la longueur de son âme centrale) a été optimisée pour obtenir la meilleure bande passante. Cette figure résulte donc d'un grand nombre de simulation.

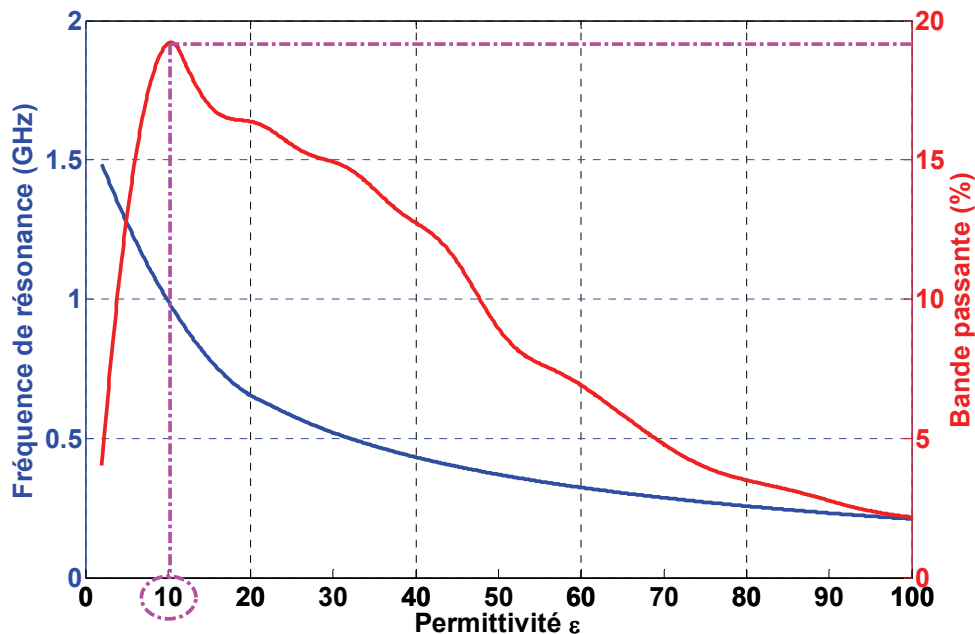


Figure 14 : Evolution de la fréquence de résonance et de la bande passante du premier mode excité en fonction de la permittivité

En vue de notre application large bande, le meilleur compromis est de choisir une permittivité pour laquelle la bande passante est la plus élevée c'est-à-dire $\epsilon=10$. De plus cette permittivité permet une réduction de la taille d'un facteur $\sqrt{10}$.

III - Mise en place d'une technique de miniaturisation

III.1 - D'une cavité cylindrique

Plusieurs techniques de miniaturisation peuvent être utilisées dans le domaine des antennes DRA [2],[11-12]. Ces techniques passent le plus souvent par l'augmentation de la permittivité du diélectrique. Cependant, comme le paragraphe précédent a pu le mettre en évidence, miniaturiser une antenne s'accompagne inévitablement d'une diminution de sa bande passante.

La Figure 14 montre que, dans le cas d'une antenne DRA cylindrique de diamètre 80mm et de hauteur 45mm, pour obtenir un mode résonant autour de 650 MHz, centre de la bande DVB-H, il faudrait un matériau de permittivité égale à 25. Dans ce cas, l'antenne aurait une bande passante de 16%. Il est donc inenvisageable de couvrir la bande DVB-H possédant 59 % de bande passante avec une telle structure. Nous avons donc mis au point une technique permettant d'une part de diminuer la fréquence de résonance d'une antenne DRA sans augmenter ses dimensions et d'autre part d'augmenter sa bande passante.

Afin d'expliquer clairement cette méthode, considérons l'antenne DRA cylindrique de rayon a et de hauteur d posée sur un plan de masse présentée précédemment (Figure 7).

Théoriquement, en considérant que nous avons des conditions de CCE parfaites (au niveau du plan de masse) et des conditions de CCM parfaites (au niveau des parois du résonateur) et après résolution de l'équation de propagation et des équations de Maxwell, la fréquence de résonance d'un mode nmp peut s'écrire (confère **annexe 2**) :

$$\left(\begin{matrix} f_{TMnmp} \\ f_{TEnmp} \end{matrix} \right) = \frac{c}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X'_{np}}{X_{np}} \right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi a}{2d} \right)^2} \quad (3)$$

où X_{np} représente le p ième zéro de la fonction de Bessel d'ordre n et X'_{np} représente le p ième zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre n .

Comme évoqué dans la paragraphe précédent, le mode fondamental d'une telle structure est le mode $HE_{11\delta}$, ce mode est à forte ressemblance TM et $X'_{11} = 1.841$.

Une technique développée dans l'article [13] montre qu'il est possible de réduire les dimensions du résonateur de manière conséquente en utilisant une « portion » de résonateur diélectrique cylindrique, comme le représente la Figure 15.

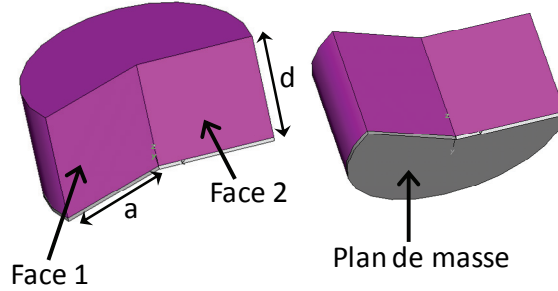


Figure 15 : Portion d'un résonateur diélectrique cylindrique

La face inférieure du résonateur représenté Figure 15 est métallisée et les faces 1 et 2 peuvent être métallisées ou non. L'angle défini entre les faces 1 et 2 sera noté β . En se basant sur l'équation (3), l'indice n peut être substitué par ν et les premiers modes excités sont alors du type $HE_{\nu pm+\delta}$ avec ν un réel positif dépendant des conditions aux limites des faces 1 et 2 pour $0 < \beta < 2\pi$. Notons que dans le cas où $\beta = 2\pi$, $\nu = n$.

Pour le mode $HE_{\nu pm+\delta}$ la composante E_z du champ E s'écrit alors:

$$E_z = AJ_\nu \left(\frac{X'_{\nu p}}{a} r \right) \begin{cases} \cos(\nu\varphi) \\ \sin(\nu\varphi) \end{cases} \cos\left(\frac{(2m+1)\pi.z}{2d} \right) \quad (4)$$

Et la fréquence de résonance est telle que :

$$f_{\nu pm} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X'_{\nu p}}{a} \right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2d} \right)^2} = \frac{c}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(X'_{\nu p} \right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi.a}{2d} \right)^2} \quad (5)$$

Nous remarquons que pour une antenne DRA donnée (rayon, hauteur, permittivité et perméabilité), la fréquence de résonance ne dépend que de $X'_{\nu p}$. Plus cette valeur sera faible, plus la fréquence de résonance sera basse. Les différentes valeurs de $X'_{\nu p}$ sont répertoriées dans le Tableau 1.

	$\nu=0$	$\nu=1/4$	$\nu=1/3$	$\nu=1/2$	$\nu=2/3$	$\nu=1$	$\nu=2$
$p=1$	3.832	0.769	0.910	1.166	1.401	1.841	3.054
$p=2$	7.016	4.225	4.353	4.604	4.851	5.331	6.706

Tableau 1 : Différentes valeurs de $X'_{\nu p}$ pour une portion d'antenne DRA cylindrique

En appliquant les bonnes conditions aux limites sur les faces 1 et 2, il est alors possible de déterminer les modes fondamentaux des structures présentées dans le Tableau 2. Ce tableau rappelle également les valeurs de X'_{vp} qui correspondent à chacun des modes fondamentaux ainsi que leurs fréquences de résonance dans le cas d'une antenne DRA cylindrique de rayon 40 mm, de hauteur 45 mm et de permittivité 10 (permittivité choisie d'après les résultats présentés Figure 14).


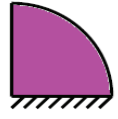

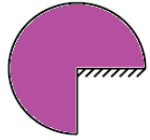
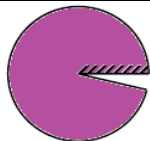
Mode	v	p	X'_{vp}	f_{vpm}	Géométrie
HE _{21δ}	2	1	3.054	1.27 GHz	
HE _{11δ}	1	1	1.841	872 MHz	
HE _{1/2 1 δ}	1/2	1	1.166	687 MHz	
HE _{1/3 1 δ}	1/3	1	0.910	629 MHz	
HE _{1/4 1 δ}	1/4	1	0.769	602 MHz	

Tableau 2 : Modes excités pour différentes géométries de DRA

Un bon compromis entre l'encombrement de l'antenne (troisième colonne du Tableau 2) et la diminution de la fréquence de résonance est de choisir la troisième ligne du Tableau 2, c'est-à-dire lorsqu'une face est à moitié métallisée.

Ainsi, ces études théoriques ont permis de montrer que la métallisation de la moitié d'une face permet de créer des modes résonants à des fréquences plus basses que le mode fondamental d'une cavité cylindrique. Il est à noter que ces études ont pu être faites de manière théorique en se plaçant dans le repère cylindrique. Cependant, comme nous l'avons évoqué précédemment les conditions de CCM au niveau des parois des cavités ne sont jamais réellement vérifiées. Ces études théoriques ne sont donc qu'une indication sur le comportement modal d'un résonateur diélectrique. Indication qui se veut malgré tout très

intéressante et qui sera approfondie dans le cas d'une cavité parallélépipédique dans le paragraphe suivant.

III.2 - D'une cavité parallélépipédique

Ce paragraphe s'intéressera à la métallisation partielle de certaines faces d'un résonateur diélectrique parallélépipédique. L'étude théorique de l'influence de la métallisation partielle d'une cavité parallélépipédique est beaucoup plus complexe du fait du repère cartésien. La solution de l'étude modale sous CST se voit comme une bonne alternative.

Pour adopter la méthode présentée pour la cavité cylindrique, l'étude modale commence avec une cavité parallélépipédique posée sur un plan de masse, c'est-à-dire avec sa paroi inférieure couverte par du métal comme le montre la Figure 16. Ses dimensions sont égales à 100 mm x 50 mm x 24 mm et la permittivité du matériau est égale à 10.

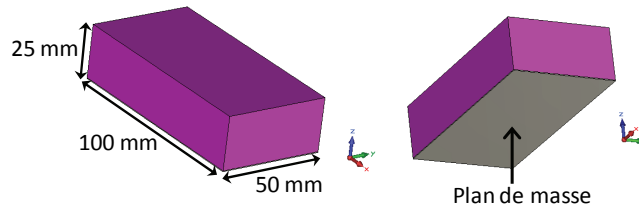


Figure 16 : Antenne DRA parallélépipédique posée sur un plan de masse

Le mode fondamental est le mode TE_{111} , les configurations de ses champs E et H sont représentées Figure 17.

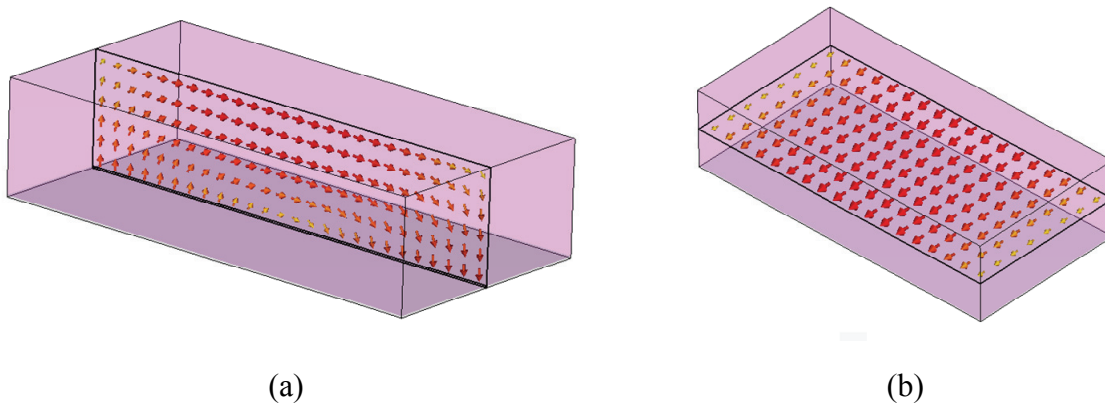


Figure 17 : Configuration du champ E (a) et du champ H (b) du mode TE_{111}

Après optimisation de l'épaisseur de la cavité d'air entourant le résonateur diélectrique, la fréquence de résonance de ce mode est égale à 1.06 GHz. Le second mode est le mode TE_{211} , il résonne à 1.37 GHz.

III.2.1 - Diminution de la fréquence de résonance

Le paragraphe précédent a montré que la métallisation de la moitié d'une face permettait de diminuer la fréquence de résonance du mode fondamental, nous allons étudier si la conclusion est identique dans le cas d'une structure parallélépipédique. La Figure 18 montre la structure de la cavité étudiée et la configuration du champ E dans le plan $z=10\text{mm}$ de ses deux premiers modes.

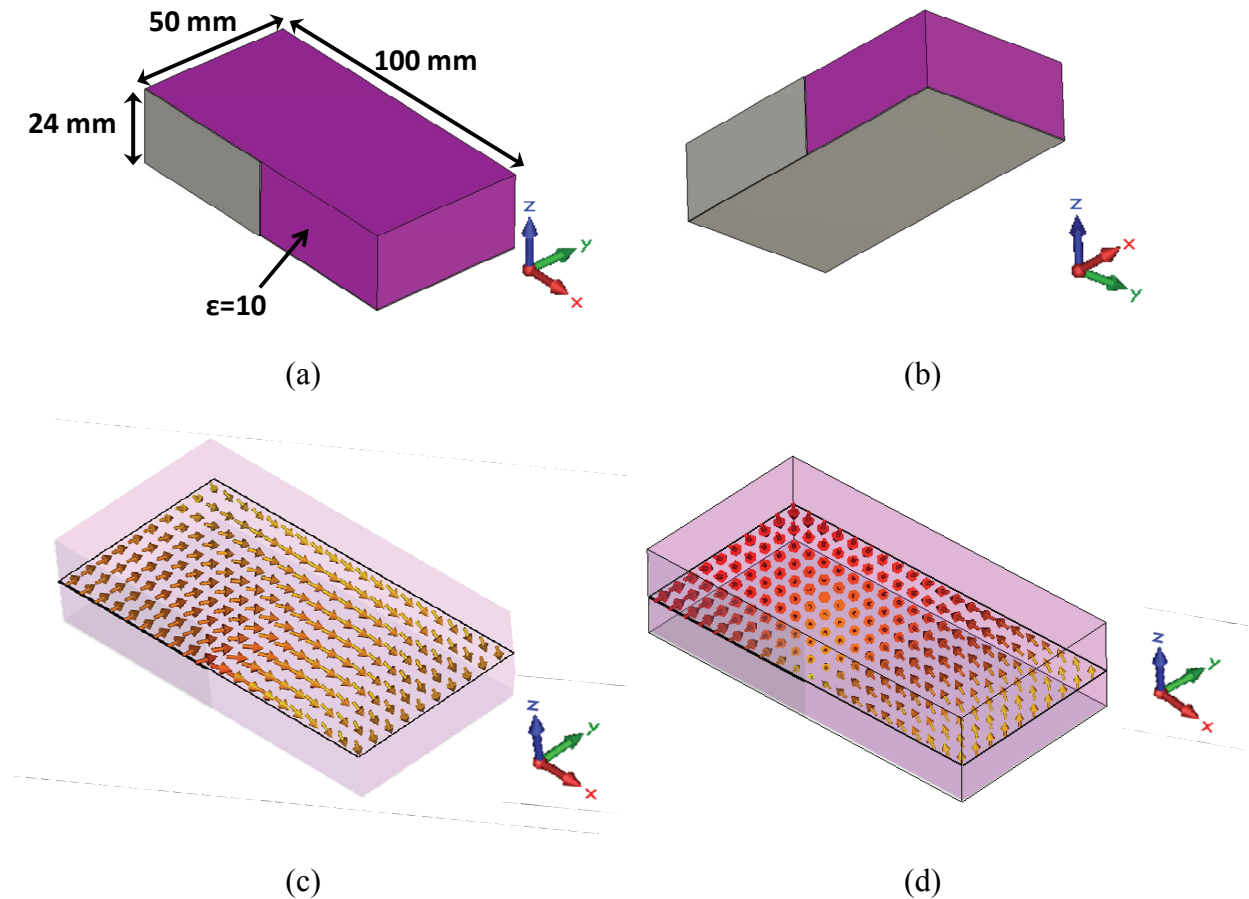


Figure 18 : Résonateur diélectrique posé sur un plan de masse avec une de ses faces à moitié métallisée (a) et (b) et la configuration des champs E en $z=10\text{mm}$ du premier (c) et du deuxième (d) mode

La fréquence de résonance du mode fondamental du résonateur présenté Figure 18(c) est égale à 949 MHz et le deuxième mode (Figure 18(d)) résonne à 1.16 GHz. La métallisation de la moitié d'une face d'un résonateur diélectrique parallélépipédique permet également la diminution de la fréquence de résonance des modes.

Cependant, bien que la fréquence de résonance ait diminué, elle reste trop élevée en vue de l'application visée.

III.2.2 - Etude paramétrique en fonction de différentes métallisations

En se basant sur les conclusions de l'étude précédente, nous allons étudier le comportement des deux premiers modes en fonction de métallisations partielles insérées sur une cavité parallélépipédique. La structure étudiée est présentée Figure 19, les dimensions et la permittivité sont inchangées par rapport à la structure précédente.

Une étude paramétrique est alors réalisée afin de déterminer comment métalliser chacune des faces. Soient a et b les longueurs des métallisations de chacune des faces comme le représente la Figure 19.

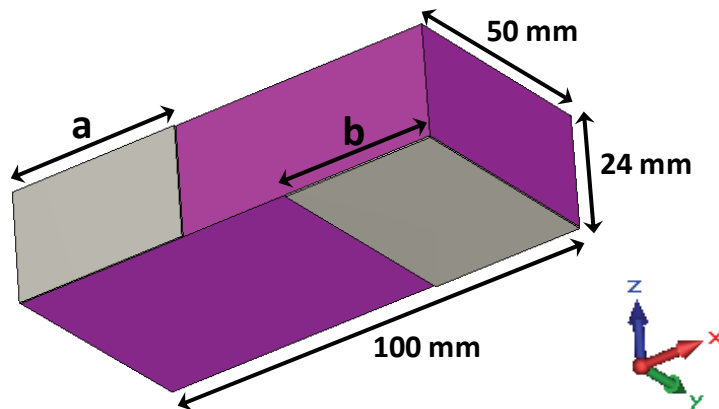


Figure 19 : Métallisation partielle de deux faces du résonateur

La Figure 20 et la Figure 21 représentent respectivement les variations des fréquences de résonance des deux premiers modes du résonateur en fonction des longueurs a et b .

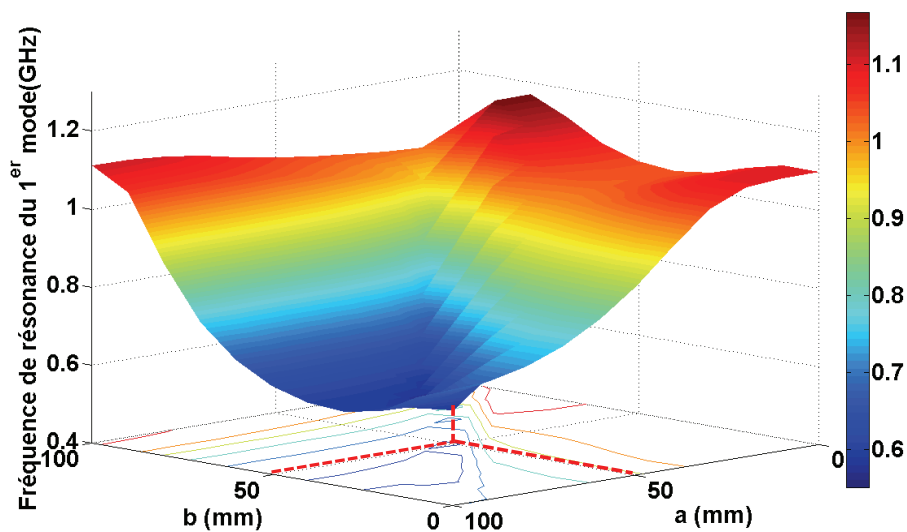


Figure 20 : Variation de la fréquence de résonance du premier mode en fonction de a et b

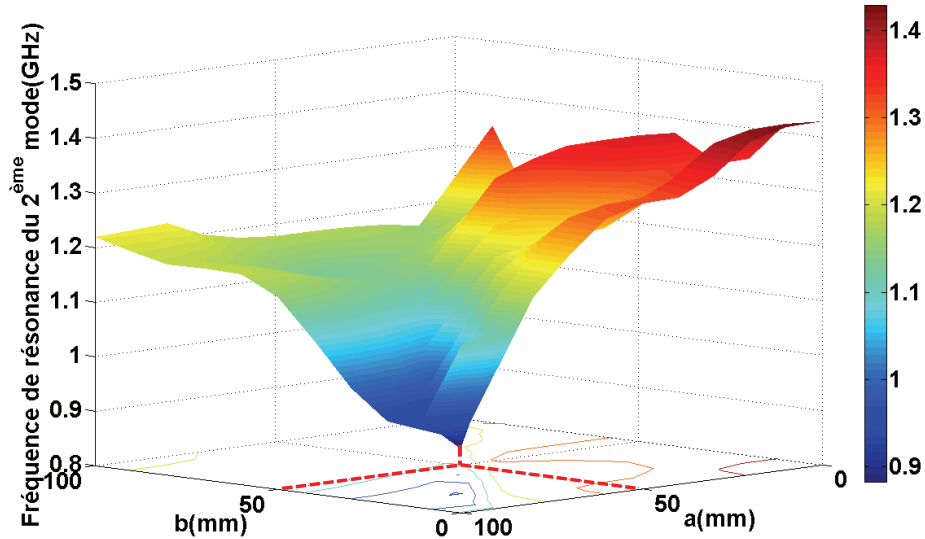


Figure 21 : Variation de la fréquence de résonance du second mode en fonction de a et b

Les fréquences de résonance des deux premiers modes varient significativement selon les longueurs des métallisations des différentes faces. Elles sont minimales et respectivement égales à 588 MHz et 915 MHz lorsque $a=50\text{ mm}$ et $b=50\text{ mm}$.

La structure résultant de ces divers résultats est présentée Figure 22. Cette figure présente également la configuration du champ E dans le plan $z=10\text{mm}$ des deux premiers modes.

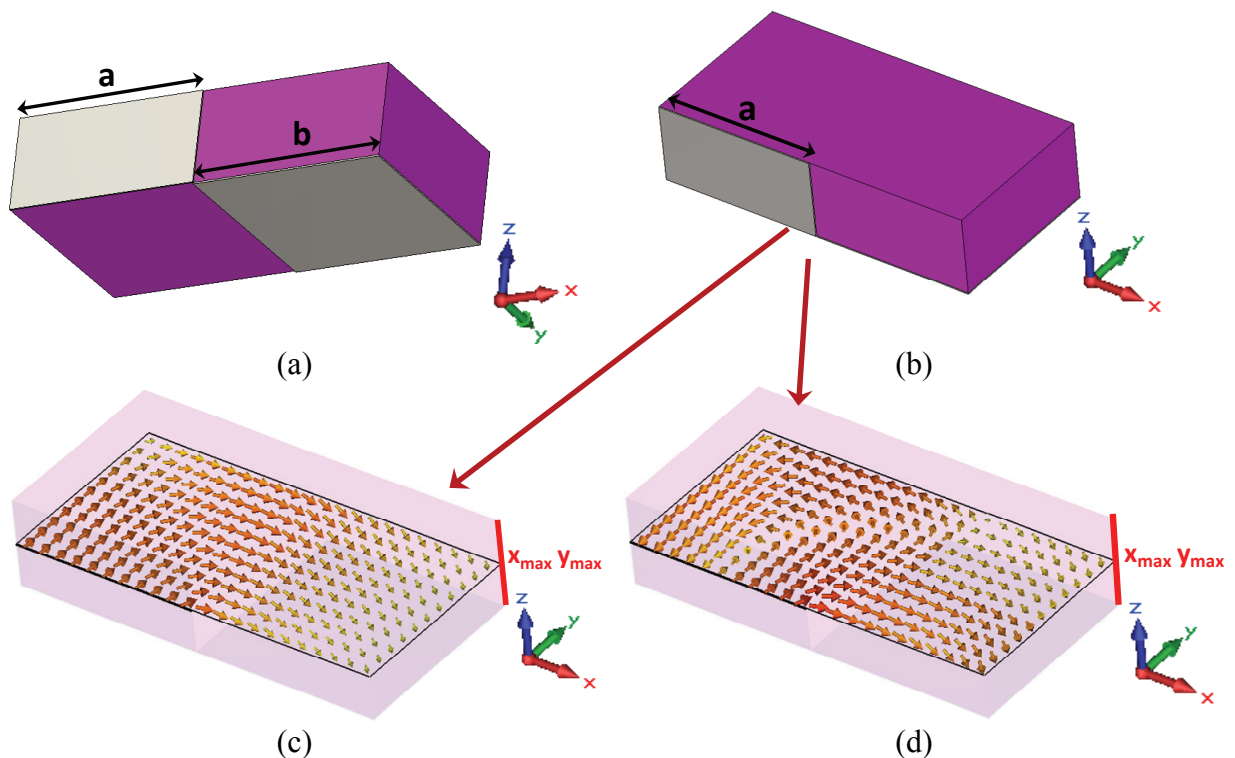


Figure 22 : Structure résultant de l'étude modale (a) et (b) – Configuration du champ E dans le plan $z=10\text{mm}$ du premier mode (c) et du second mode (d)

L'observation des deux premiers modes (Figure 22) montre clairement que le champ E est très peu présent aux alentours de l'arête se trouvant en x_{\max} et y_{\max} . Dans un but de rendre la structure toujours plus miniature, il est donc possible de rogner la partie où le champ E est très faible. La structure alors envisagée est présentée Figure 23.

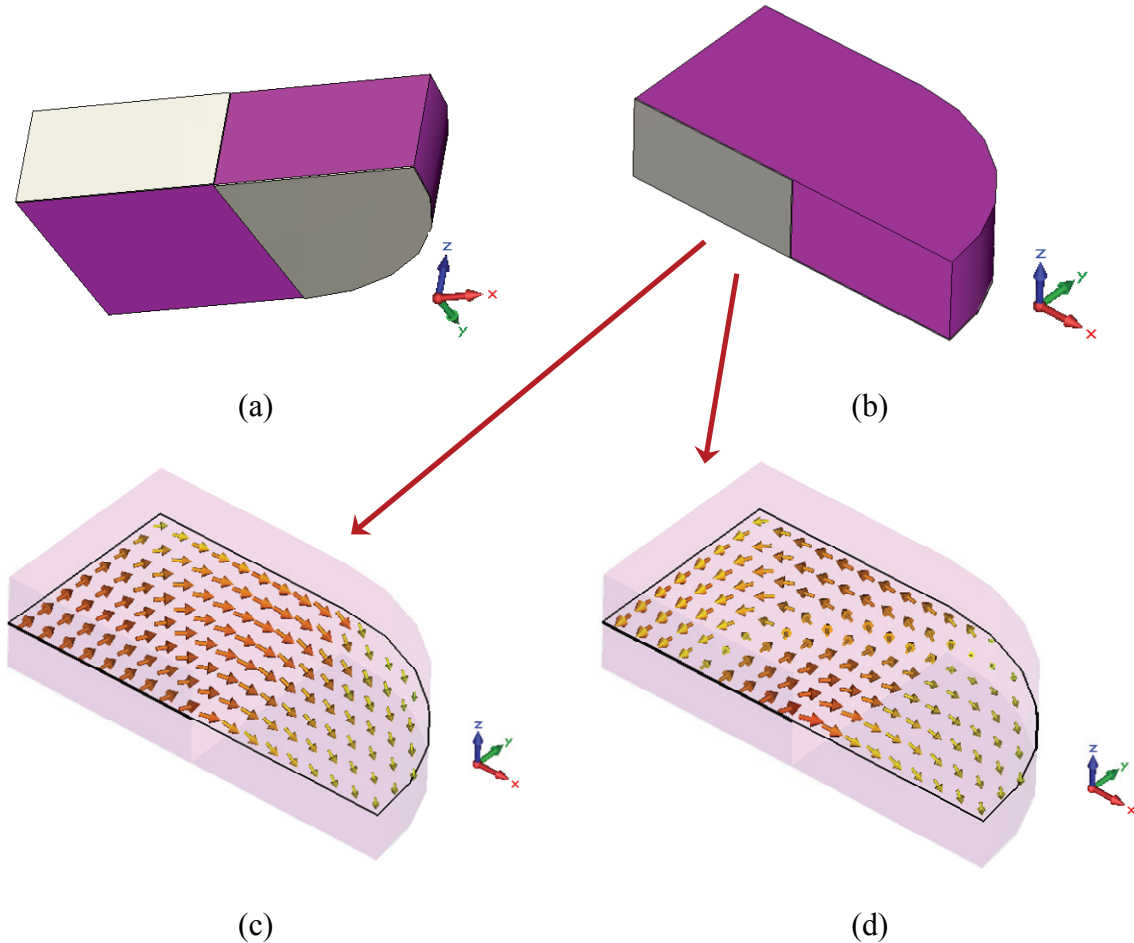


Figure 23: Structure finale du résonateur diélectrique (a) et (b) – Configuration du champ E dans le plan $z=10\text{mm}$ du premier mode (c) et du second mode (d)

L'étude de ses deux premiers modes montre que leurs fréquences de résonance sont respectivement égales à 590 MHz et 917 MHz. Les configurations du champ E de ces modes sont présentées Figure 23. Rogner la structure parallélépipédique n'a donc pas fondamentalement changé son fonctionnement.

La technique de miniaturisation étant mise en place, il faut maintenant intégrer cette structure dans son contexte pour ensuite comparer les simulations électromagnétiques à ces études modales. C'est l'objet du paragraphe suivant.

IV - Structure finale de l'antenne – Performances en simulation et en mesure

IV.1 - Structure finale

Dans le but d'obtenir une large bande passante, les deux premiers modes doivent être excités en même temps. Pour cela, il faut placer une sonde coaxiale parallèlement au champ E pour les deux premiers modes.

De plus, en vue de son intégration dans le terminal mobile (de dimensions 230 mm x 130 mm) défini par le projet, un plan de masse de 180 mm x 130 mm sera intégré dans la continuité de la demi-face métallisée en z_{\min} comme le montre la Figure 24.

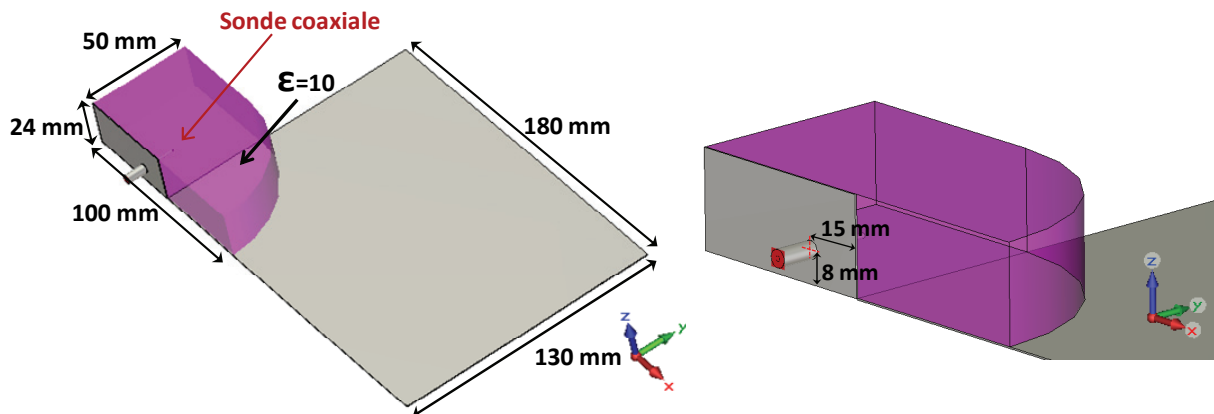


Figure 24 : Structure finale du système antennaire et position de la sonde d'excitation

IV.2 - Etude électromagnétique – Validation de l'étude modale

La sonde coaxiale introduit des effets capacitifs et selfiques, il est nécessaire d'optimiser sa position, son diamètre ainsi que sa longueur afin d'exciter correctement et simultanément les deux premiers modes. La Figure 24 présentait la position de cette sonde. En ce qui concerne son âme centrale, elle a dû être prolongée avec une tige métallique de longueur 25mm et de diamètre 1.4mm.

L'étude présentée ici est consacrée à la simulation électromagnétique de la structure avec le logiciel CST Microwave Studio. L'impédance d'entrée est représentée sur la Figure 25.

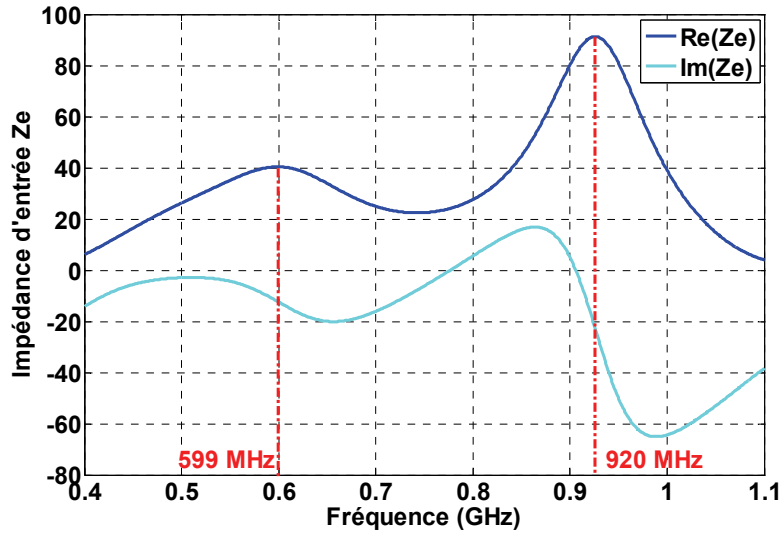


Figure 25 : Impédance d'entrée simulée de l'antenne

Cette impédance d'entrée montre que les deux modes sont excités. Elle valide également l'étude modale précédente puisque cette dernière prédisait des modes à 590 MHz et 917 MHz, ceux-ci sont respectivement à 599 MHz et 920 MHz sur l'impédance d'entrée. D'autre part, la faible permittivité utilisée permet d'avoir une partie réelle de l'impédance d'entrée aux alentours de 50Ω avec une partie imaginaire autour de 0Ω . Ainsi, une large bande passante est obtenue comme le montre le coefficient de réflexion représenté Figure 26.

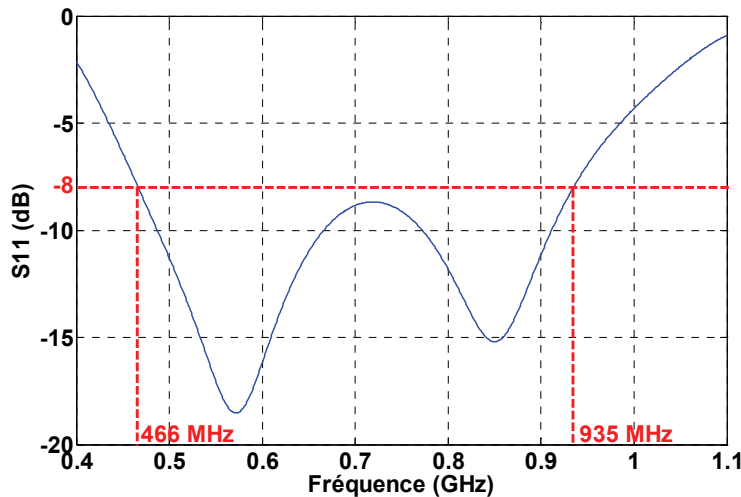


Figure 26 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne

Une bande passante de 67% est obtenue à -8 dB et toute la bande DVB-H est couverte. Il est à noter qu'un S11 inférieur à -8 dB est suffisant pour obtenir l'efficacité et donc le gain réalisé stipulé par la norme DVB-H. Ces résultats seront détaillés dans un prochain

paragraphe. Afin de vérifier l'exactitude de ces performances, un prototype a été réalisé et mesuré, c'est l'objet des deux prochains paragraphes.

IV.3 - Conception et mesure du prototype

Afin de vérifier les performances de cette antenne, un prototype a été réalisé. Il est représenté Figure 27.



Figure 27 : Prototype réalisé de l'antenne

Le matériau utilisé est une céramique de permittivité 10. Le résonateur est excité par une sonde coaxiale ramenant une impédance de 50Ω avec une âme centrale prolongée de 25 mm et de diamètre 1.4 mm. La céramique utilisée est une alumine très friable, il n'a pas été possible de percer un trou inférieur à 2mm. Du fait de ces contraintes mécaniques, l'âme centrale de la sonde coaxiale est insérée dans un trou de diamètre 2mm, d'où la présence d'un gap d'air entre l'excitation du résonateur et le résonateur.

Il est connu [7-8] que l'insertion d'un gap d'air entre l'excitation d'un DRA et le résonateur entraîne un shift fréquentiel. En effet, la permittivité effective du résonateur est plus faible, d'où une augmentation de la fréquence de résonance de chacun des modes. Une rétro simulation a donc été faite prenant en compte ce gap d'air. La Figure 28 montre et le coefficient de réflexion de l'antenne avec et sans gap d'air.

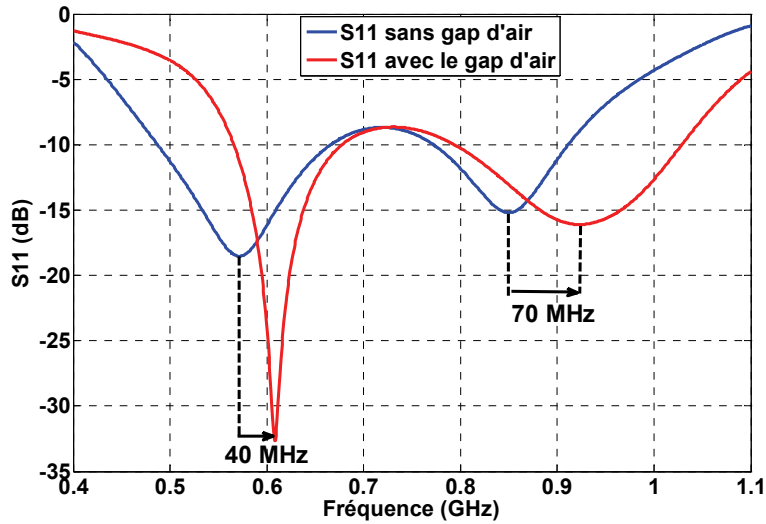


Figure 28 : Effet de l'insertion d'un gap d'air entre la sonde d'excitation et la céramique sur le coefficient de réflexion de l'antenne

Nous constatons que ce gap d'air n'est pas négligeable puisque nous observons un décalage fréquentiel respectivement égal à 40 MHz et 70 MHz pour le premier pic et le second pic d'adaptation.

Tous les résultats de simulation présentés dans la suite de ce chapitre prendront en compte ce gap d'air.

Les mesures de cette antenne se sont déroulées dans la Stargate SG-24 de la base Satimo présente sur le site de la société Anovo à Brive-la-Gaillarde. La Figure 29 présente la mesure de cette antenne.

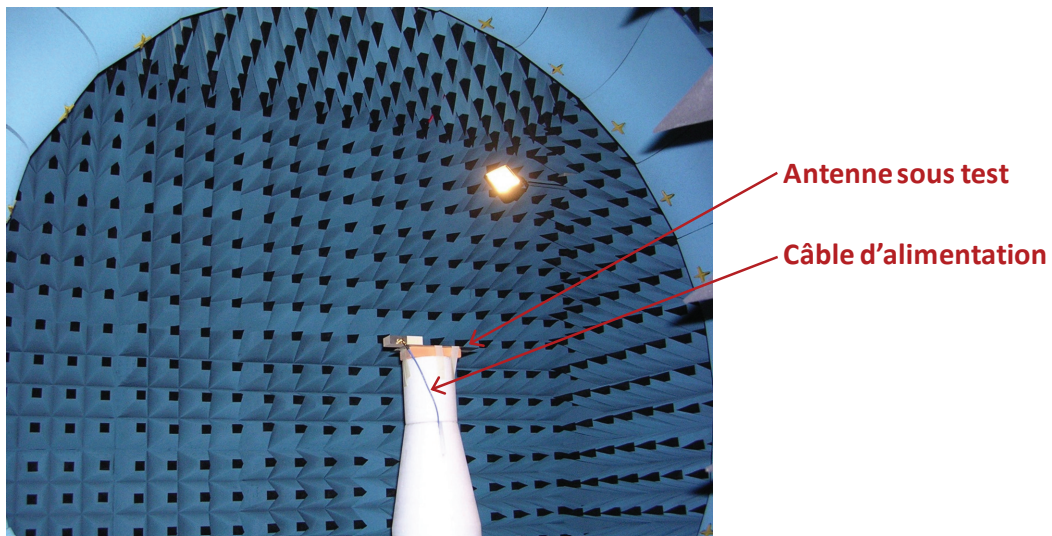


Figure 29 : Mesure de l'antenne dans la base Satimo SG-24

IV.4 - Présentation et analyse des résultats

IV.4.1 - Impédance d'entrée et coefficient de réflexion

Comme évoqué précédemment, les résultats de simulation présentés dans cette partie le sont en prenant en compte le gap d'air inséré dû à des contraintes mécaniques entre la sonde d'alimentation et le résonateur diélectrique. La Figure 30 et la Figure 31 montrent respectivement l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion mesurés et simulés.

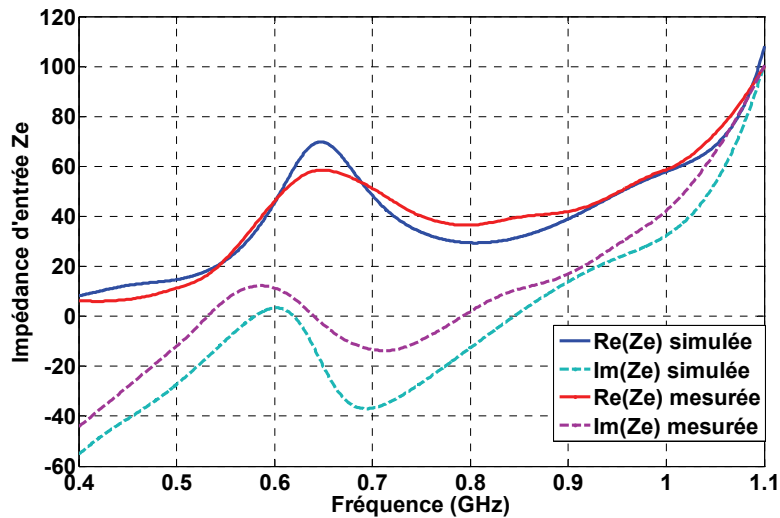


Figure 30 : Impédances d'entrée simulée et mesurée de l'antenne

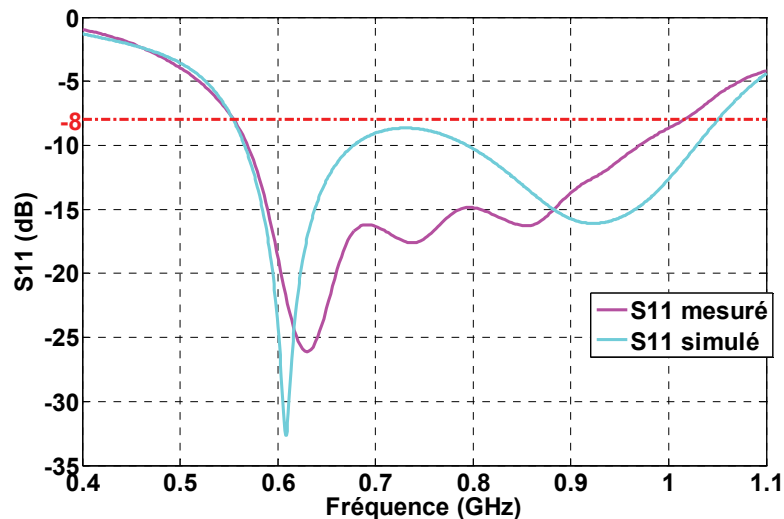


Figure 31 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne

La mesure de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion présentent une bonne adéquation avec les simulations. Le décalage fréquentiel dû au gap d'air entre la sonde d'excitation et la céramique est donc également constaté en mesure.

IV.4.2 - Gain réalisé, efficacité totale et diagramme de rayonnement

Un des paramètres définissant la norme DVB-H est le gain réalisé maximum. En effet, celui-ci est fixé à -10 dB à 462 MHz et à -5 dB à 862 MHz. La Figure 32 représente les gains réalisés maximums mesuré, simulé et défini par la norme DVB-H.

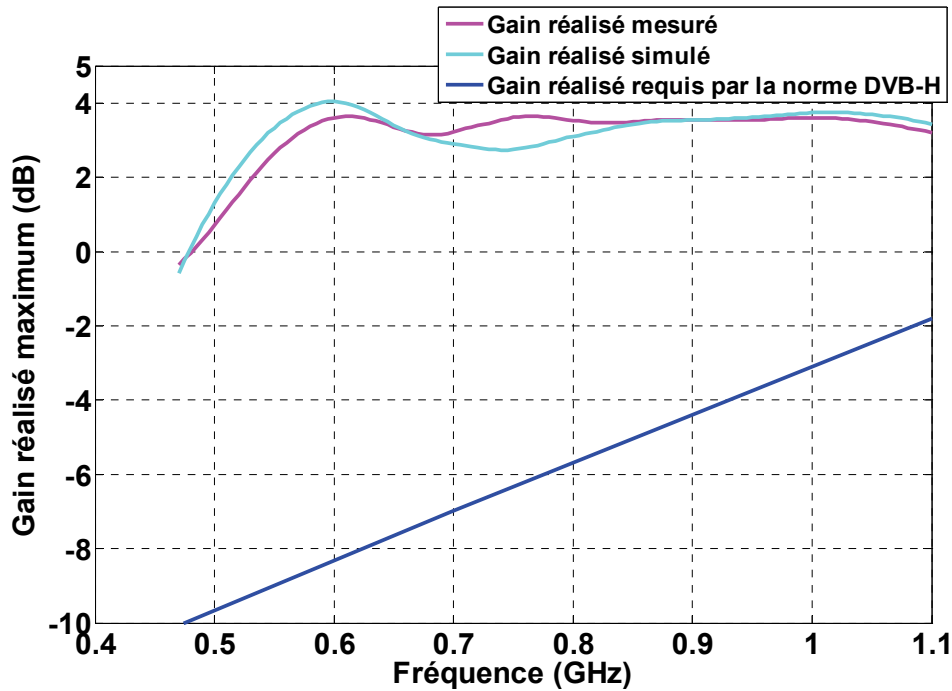


Figure 32 : Gains réalisés maximums mesuré, simulé et défini par la norme DVB-H de la structure antennaire

Une adaptation fixée à -8 dB était donc largement suffisante pour obtenir un gain réalisé maximum bien supérieur à la norme DVB-H.

Il est également possible de comparer l'efficacité totale mesurée avec celle simulée. Ces résultats sont représentés Figure 33. L'allure générale est identique, la différence de quelques pourcents entre les deux peut s'expliquer par une sous évaluation des pertes du matériau considéré en simulation ainsi que par la présence du câble coaxial.

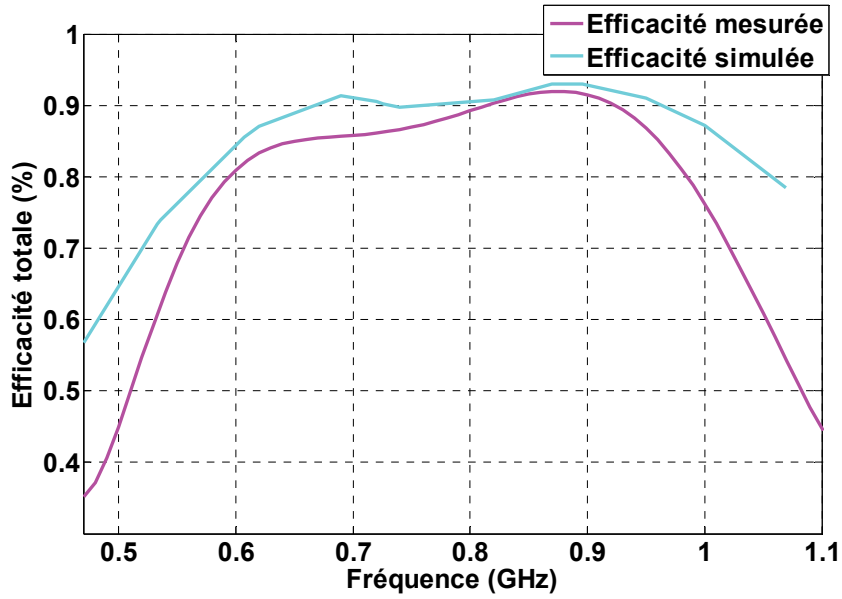


Figure 33 : Efficacités totales mesurée et simulée de la structure antennaire

Les diagrammes de rayonnement ont également été caractérisés, le Tableau 3 montre les diagrammes de rayonnement dans les plans $\varphi=0^\circ$, $\varphi=90^\circ$ et $\theta=90^\circ$ pour deux fréquences $f_1=620$ MHz et $f_2=870$ MHz.

	$\varphi=0^\circ$	$\varphi=90^\circ$	$\theta=90^\circ$
$f=620$ MHz			
$f=870$ MHz			

Tableau 3 : Diagrammes de rayonnement simulés (bleu) et mesurés (rouge) à 620 MHz et à 870 MHz

Le diagramme de rayonnement n'est pas constant sur la bande de fréquence. Ceci s'explique par le fait que deux modes différents soient excités. Chacun de ces modes n'ayant pas la même configuration de champs, il en résulte des diagrammes de rayonnement différents.

Cette étude s'étant intégrée dans le cadre du projet NAOMI, l'antenne a été étudiée sur un plan de masse de dimensions définies par le projet. Nous pouvons cependant nous intéresser à l'influence de ses dimensions.

IV.5 - Analyse de l'effet de la taille du plan de masse

Bien que les résonances soient des résonances du résonateur diélectrique, le plan de masse introduit des effets capacitifs, selfiques et/ou résistifs. Ses dimensions ont donc des influences sur l'impédance d'entrée de l'antenne et donc sur son adaptation. La Figure 34 montre l'influence de la largeur l du plan de masse sur la partie réelle de l'impédance d'entrée pour une longueur L fixée à 180 mm. La Figure 35 montre l'influence de la longueur L en fixant la largeur l à 130 mm.

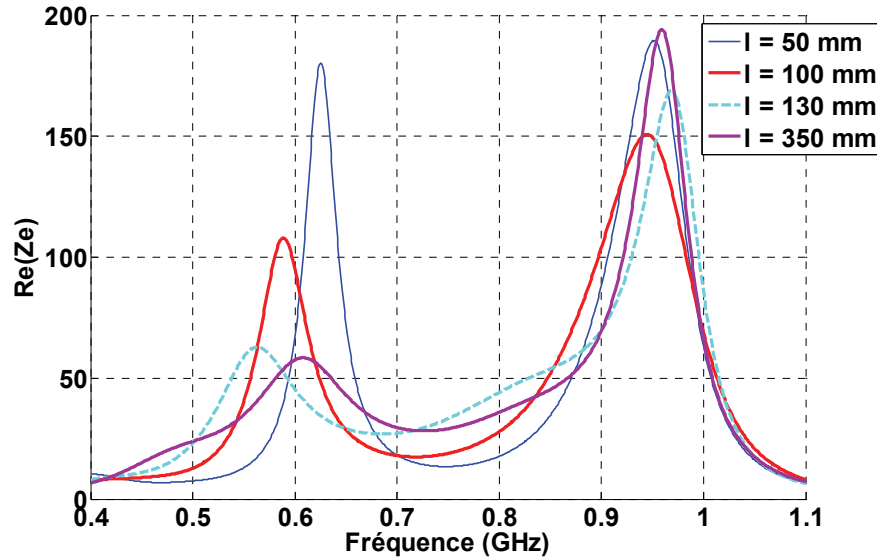


Figure 34 : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour différentes largeurs du plan de masse

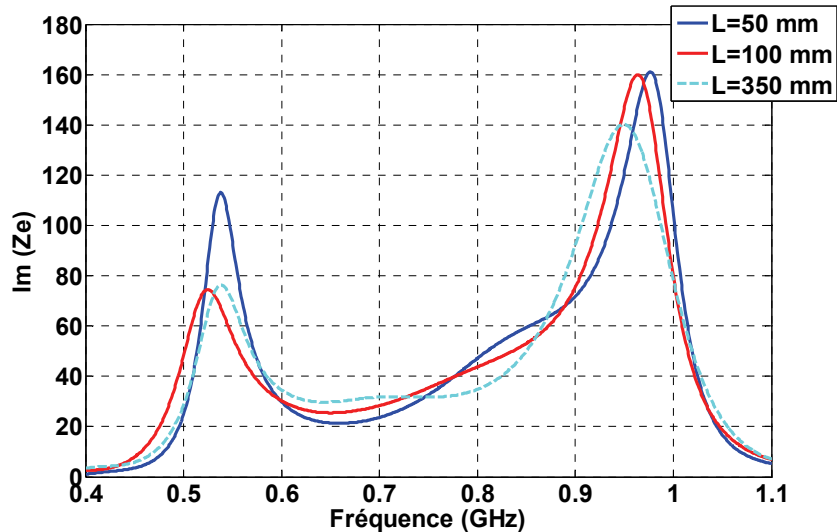


Figure 35 : Partie réelle de l'impédance d'entrée pour différentes longueurs du plan de masse

La longueur et la largeur du plan de masse influencent le facteur de qualité Q de chacun des modes. Lorsque $l > 100$ mm et $L > 100$ mm, le facteur de qualité est quasiment constant. En dessous de ces dimensions, le facteur de qualité augmente, il sera donc plus difficile d'adapter l'antenne. Ainsi, afin de garder les performances de l'antenne en terme de bande passante, il est nécessaire de mettre le résonateur sur un plan de masse ayant des dimensions minimales de 100 mm x 100 mm.

V - Conclusion

Une technique de miniaturisation basée sur des études modales a été dans un premier temps mise en place. Il en résulte une diminution des fréquences de résonance des modes de cavité sans en augmenter ses dimensions. Le but final étant d'obtenir une large bande d'adaptation, en vue de la distribution du champ E au sein de la cavité, une sonde coaxiale a été choisie et positionnée de manière judicieuse pour exciter simultanément les deux premiers modes. Ces études préliminaires faites, la cavité est placée sur un plan de masse dimensionné selon le cahier des charges. Les simulations électromagnétiques et les mesures sont en adéquation, en termes d'impédance d'entrée, de coefficient de réflexion, d'efficacité, de gain réalisé maximum et de rayonnement. Une bande passante de 65% est obtenue avec une très bonne efficacité. De par ses performances, cette antenne répond entièrement à la norme DVB-H.

Bien qu'étant électriquement petite devant la longueur d'onde, cette antenne possède des dimensions trop importantes en vue de son intégration au sein d'un terminal mobile. La

suite de notre étude va donc se focaliser sur la diminution des dimensions de la taille du résonateur. Cela va bien entendu engendrer la diminution des performances de l'antenne, notamment en terme de bande passante. La bande DVB-H se divise en deux sous-bandes, la bande [470 MHz – 790 MHz] et la bande [790 MHz – 862 MHz]. L'application finale visant un terminal mobile, un plus à apporter à l'antenne serait un caractère multibande. Le chapitre suivant traitera d'une structure couvrant la seconde bande de la bande DVB-H ([790 MHz – 862 MHz]) ainsi que les bandes WiFi à 2.4 GHz et WiMax à 3.5 GHz.

VI - Bibliographie du chapitre 2

- [1] Long, S.; McAllister, M.; Liang Shen; , "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.31, no.3, pp. 406- 412, May 1983
- [2] K.M Luk and K.W Leung, “*Dielectric Resonator Antennas*”, Electronic & Electrical Engineering Research Studies
- [3] R.K. Mongia and A. Ittipiboon, “Theoretical and Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antennas”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 45, No. 9, pp. 1348-1356, Sept. 1997.
- [4] R. K. Mongia and P. Bhartia, “Dielectric Resonator Antennas – A review and General Design Relations for resonant Frequency and Bandwidth”, *International Journal of Microwave and Millimeter-wave Computer-Aided Engineering*, Vol. 4, No. 3, pp. 230-247, Mar. 1994
- [5] Y. Kobayashi and S. Tanaka, “Resonant Modes of a dielectric rod resonator short circuited at both ends by parallel conducting plates”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 28, pp. 1077-1085, Oct. 1980
- [6] Kishk, A.A.; Zhou, G.; Glisson, A.W.; , "Analysis of dielectric-resonator antennas with emphasis on hemispherical structures," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* , vol.36, no.2, pp.20-31, Apr 1994
- [7] G.P. Junker, A.A. Kishk, A.W. Glisson and D. Kajfez, “Effect of an air gap around the coaxial probe exciting a cylindrical dielectric resonator antennas”, *Electronics Letters*, Vol. 30, No. 3, pp. 177-178, 3rd February 1994
- [8] G.P. Junker, A.A. Kishk, A.W. Glisson and D. Kajfez, “Effect of air gap on cylindrical dielectric resonator antennas operating in TM_{01} mode”, *Electronics Letters*, Vol. 30, No. 2, pp. 97-98, 20th January 1994
- [9] A. Petosa, “*Dielectric Resonator Antenna Handbook*”, Artech House, Boston/London, 2007, pp. 160
- [10] Kwok-Wa Leung; Kwai-Man Luk; Lai, K.Y.A.; Deyun Lin; , "Theory and experiment of an aperture-coupled hemispherical dielectric resonator antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.43, no.11, pp.1192-1198, Nov 1995
- [11] R. K. Mongia et P. Bhartia “*Dielectric resonator antenna – a review and general design relations for resonant frequency and bandwidth*”, *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, volume 4, numéro 3, pages 230–247, mars 1994
- [12] A.A. KISHK, A. ITTIPIBOON, Y. ANTAR, M. CUHACI “*Slot Excitation of the dielectric disk radiator*”, *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, vol. 43, N°2, pp.198-201, Feb 1993

- [13] M.T. K. TAM and R. D. MURCH, “Compact Circular Sector and Annular Sector Dielectric Resonator Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol 47, No. 5, pp. 837 – 842, May 1999.

Chapitre III

ANTENNE A RESONATEUR DIELECTRIQUE MULTIBANDE

I - INTRODUCTION	95
II - METHODE DE CONCEPTION – CREATION DE MODES HYBRIDES	96
<i>II.1 - Contexte – Etude modale du résonateur.....</i>	<i>96</i>
<i>II.2 - Création de modes hybrides au sein du résonateur.....</i>	<i>97</i>
II.2.1 - Méthode de conception du résonateur	99
II.2.2 - Dimensionnement du monopôle chargé.....	100
<i>II.3 - Validation des études modales.....</i>	<i>101</i>
III - STRUCTURE FINALE DE L'ANTENNE – PERFORMANCES EN SIMULATION ET EN MESURE.....	103
<i>III.1 - Structure finale.....</i>	<i>103</i>
<i>III.2 - Performances de la structure antennaire.....</i>	<i>104</i>
<i>III.3 - Conception et mesure du prototype.....</i>	<i>105</i>
<i>III.4 - Etude de l'influence d'un gap d'air entre le résonateur et son excitation</i>	<i>105</i>
<i>III.5 - Performances en mesure et en simulation.....</i>	<i>107</i>
III.5.1 - Paramètre S	107
III.5.2 - Analyse du couplage	108
III.5.3 - Diagrammes de rayonnement	110
III.5.4 - Gain réalisé maximum en mesure et en simulation	112
III.5.5 - Efficacité totale en mesure et en simulation	117
III.5.6 - Analyse de l'influence des dimensions du plan de masse	118
IV - PERFORMANCES EN DIVERSITE.....	121
<i>IV.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe</i>	<i>121</i>
<i>IV.2 - Gain de diversité effectif en canal isotrope.....</i>	<i>123</i>
V - CONCLUSION.....	125
VI - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3.....	127

I - Introduction

Le chapitre précédent a montré qu'il était possible de mettre en place des techniques de miniaturisation en créant des modes autres que les modes fondamentaux résonant à des fréquences plus basses. L'aboutissement fut l'obtention d'une antenne DRA électriquement petite et très large bande. Cependant, en vue d'une intégration dans le terminal mobile défini par le projet NAOMI, il est nécessaire de diminuer les dimensions physiques du système antennaire. C'est dans cet objectif que ce chapitre traitera d'une antenne DRA plus compacte. La diminution de la taille engendrera une perte en termes de performances à commencer par la bande passante, il est donc nécessaire de se focaliser seulement sur une partie de la bande DVB-H. Un plus à apporter à l'antenne serait un caractère multibande. Nous verrons donc comment couvrir les deux bandes supplémentaires suggérées par le projet NAOMI à savoir les bandes WiFi et WiMax. Dans cet objectif, les bandes visées sont les suivantes :

- La bande haute de la bande DVB-H [790 MHz – 862 MHz]
- La bande WiFi à 2.4 GHz
- La bande WiMax à 3.5 GHz

Afin de s'adapter à son contexte d'utilisation, la liaison doit être optimisée en temps réel, c'est pourquoi un autre objectif du projet est de reconfigurer le diagramme de rayonnement. Un des gros avantages des antennes DRA est de pouvoir obtenir des modes dégénérés c'est-à-dire des modes de configurations différentes et résonant à des fréquences identiques. Notons qu'il est impossible de faire coexister deux modes dégénérés dans des antennes DRA électriquement petites. C'est pourquoi, la reconfiguration de diagramme de rayonnement passera par l'intégration de deux antennes DRA colocalisées.

Une première partie montrera la méthode de conception de cette antenne basée sur une étude modale. Celle-ci sera ensuite validée par une simulation électromagnétique. Afin de reconfigurer le diagramme de rayonnement, une seconde partie présentera la structure finale intégrant deux des antennes précédemment étudiées. Ses performances seront évaluées et analysées aussi bien en simulation qu'en mesure. Finalement une dernière partie s'attachera à montrer ses performances en diversité. Dans ce cadre, le coefficient de corrélation sera calculé et le gain de diversité effectif mesuré.

II - Méthode de conception – Création de modes hybrides

II.1 - Contexte – Etude modale du résonateur

Ce paragraphe décrira les contraintes physiques auxquelles nous sommes confrontés. En effet, afin d'intégrer le système antenne dans le terminal mobile défini par le projet, nous nous fixons un espace alloué au système antenne ne devant pas excéder 41mm x 30mm x 4mm comme le présente la Figure 1. La carte PCB présentée sur cette figure a des dimensions de 230mm x 130mm et le substrat utilisé est du FR4 de permittivité $\epsilon_{\text{substrat}}=4.9$. Elle possède un plan de masse sur sa face supérieure, La face inférieure et l'espace alloué au système antenne sont dépourvus de plan de masse. Dans l'objectif de reconfigurer le diagramme de rayonnement, l'espace alloué au système antenne devra contenir deux résonateurs. Les dimensions et la permittivité d'un résonateur devront donc être fixées pour répondre à ces contraintes et être intégrés au sein du terminal mobile.

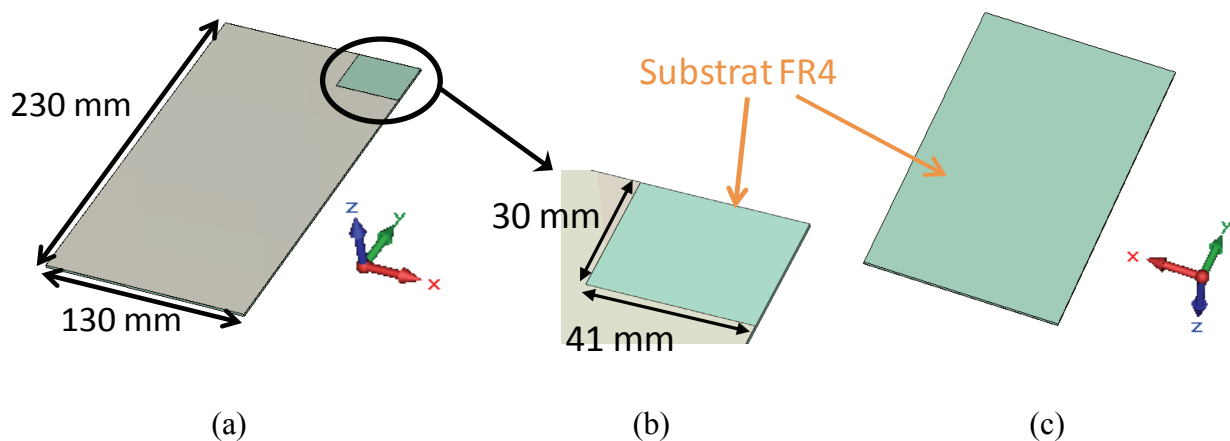


Figure 1 : Vue de dessus de la carte PCB (a) Espace alloué au système antenne (b) Vue de dessous de la carte PCB (c)

En considérant ces contraintes d'espace alloué au système antenne de 41mm x 30mm x 4mm et la volonté d'intégrer deux résonateurs dans cet espace, les dimensions d'un résonateur ne peuvent pas excéder 25mm x 10mm x 4 mm. Nous les fixons donc à 25mm x 10mm x 4mm. Afin d'atteindre les fréquences de fonctionnement visées, la permittivité ϵ_r doit être élevée, nous la choisissons égale à 37. La géométrie finale du résonateur est présentée Figure 2.

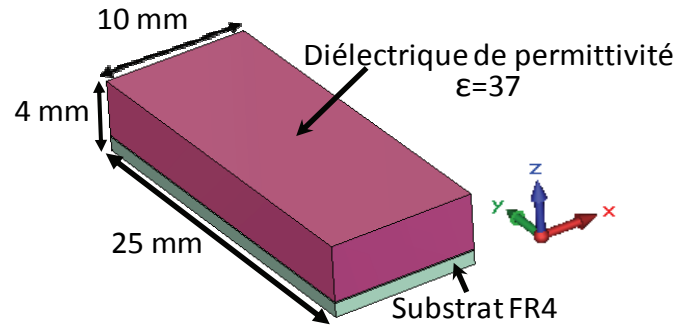


Figure 2 : Résonateur diélectrique étudié

L'étude modale de ce résonateur diélectrique est réalisée avec la méthode décrite au chapitre 2. Le résonateur diélectrique, posé sur le substrat FR4, est inséré dans une cavité d'air comme le présente la Figure 3 (a). Le mode fondamental d'un tel résonateur est le mode $TE_{11\delta}$ (la configuration de son champ E est présentée Figure 3 (b)), sa fréquence de résonance est égale à 3.99 GHz.

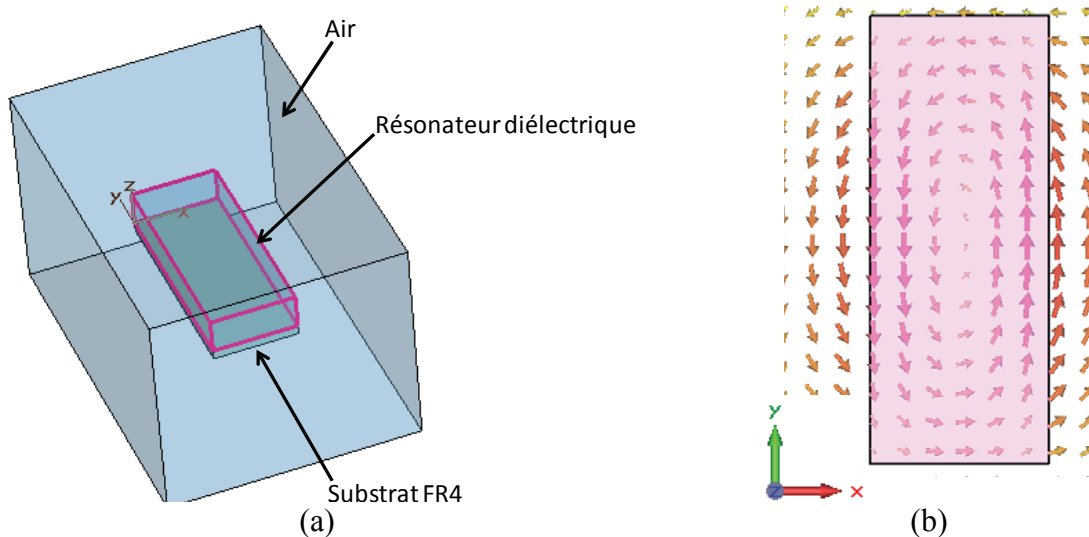


Figure 3 : Etude modale du résonateur diélectrique (a) Configuration du champ E du mode fondamental $TE_{11\delta}$ à 3.99 GHz (b)

Pour l'application visée, une première fréquence de résonance à 3.99 GHz n'est pas acceptable. Il faut donc étudier la possibilité de créer de nouveaux modes résonant à des fréquences inférieures à 3.99 GHz.

II.2 - Création de modes hybrides au sein du résonateur

Comme montré dans le chapitre précédent, il est possible de créer des modes hybrides en métallisant totalement ou partiellement certaines faces du résonateur. La configuration des champs et la fréquence de résonance de ces modes hybrides dépendront de ces métallisations.

L'excitation du résonateur, si elle n'est pas faite par couplage ou par sonde n'est pas à négliger lors de l'analyse modale (confère chapitre 1). En effet, une excitation par une ligne change localement les conditions aux limites et donc la configuration des champs E et H. La fréquence de résonance des modes est alors modifiée.

L'excitation choisie est une ligne imprimée sur le substrat FR4 et positionnée sous le résonateur diélectrique comme le montre la Figure 4. Nous verrons dans cette étude que ce choix d'excitation jouera un rôle primordial.

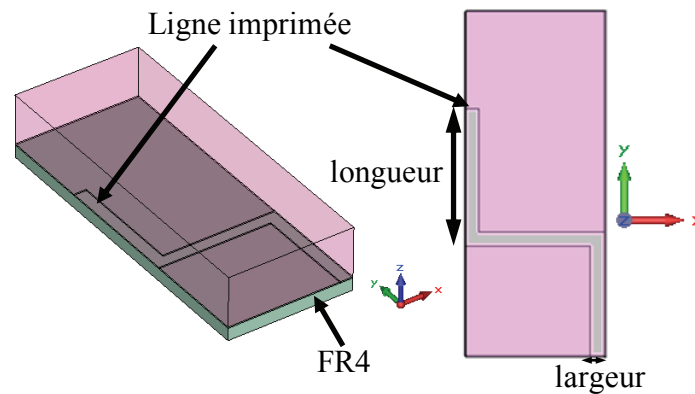
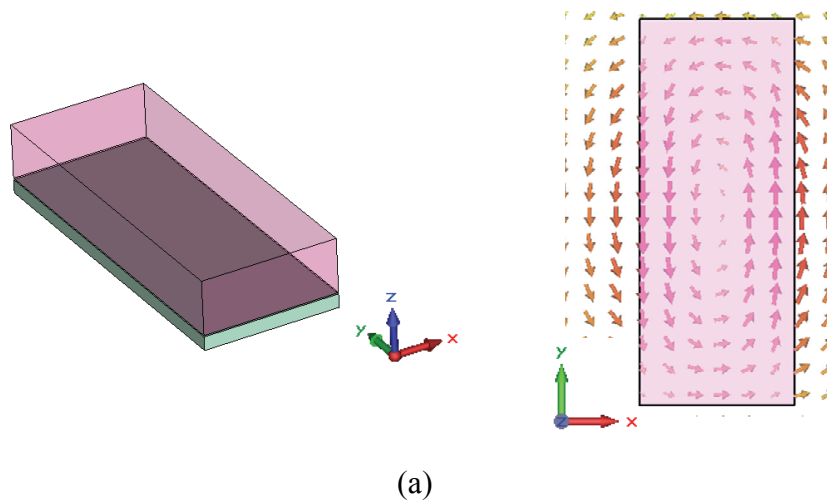


Figure 4 : Excitation du résonateur par une ligne imprimée

La présence de la ligne modifie complètement la configuration du champ E du mode fondamental. En effet, comme évoqué précédemment, la distribution des champs E et H dépend des conditions aux limites. La présence de cette ligne sous le résonateur introduit localement des conditions de courts circuits électriques (CCE) qui auront pour conséquence de perturber les champs E et H à l'intérieur du résonateur en comparaison avec le mode TE_{118} comme l'illustre la Figure 5.



(a)

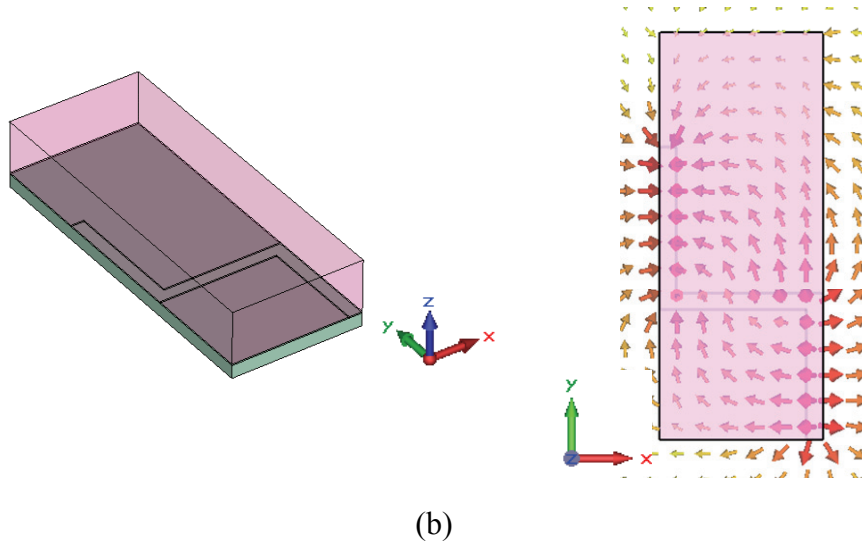


Figure 5 : Mode fondamental du résonateur diélectrique sans excitation à 3.99 GHz (a) Mode fondamental du résonateur diélectrique excité par une ligne à 1.97 GHz (b)

Ainsi, les fréquences de résonance de chacun des modes du résonateur seront modifiées selon la configuration, la longueur et la largeur de la ligne d'excitation présentée Figure 4. Il faut donc dimensionner correctement cette ligne afin de créer des modes hybrides aux fréquences voulues.

II.2.1 - Méthode de conception du résonateur

La méthode pour concevoir le résonateur est la suivante :

Dans un premier temps, malgré la haute permittivité du diélectrique, aucun mode de résonateur n'existe autour de 800 MHz. Pour faire fonctionner l'antenne sur le haut de la bande DVB-H, nous nous servons de la résonance de la ligne imprimée chargée par le diélectrique, celle-ci jouera alors le rôle d'un monopôle. La longueur de cette ligne que nous appellerons désormais monopôle chargé, sera donc fixée pour avoir une première résonance autour de 800 MHz.

Dans un second temps, les deuxième et troisième bandes (WiFi et WiMax) seront gouvernées par la résonance de différents modes de résonateur diélectrique perturbés par la présence du monopôle. En effet, la présence du monopôle et plus précisément sa configuration, sa longueur et sa largeur engendrent une modification des fréquences de résonance des modes du résonateur. La longueur étant fixée par la première bande, pour avoir des modes de résonateur aux fréquences souhaitées, la configuration et la largeur de la ligne seront optimisées.

Il est à préciser que la forte permittivité du diélectrique implique un fort facteur de qualité rayonné. Avec une telle permittivité ($\epsilon_r=37$), il est très difficile voire impossible

d'adapter l'antenne autour de la fréquence de résonance du résonateur comme l'illustre la Figure 6 qui considère un résonateur diélectrique parallélépipédique de permittivité 37 excité par une sonde coaxiale sur ses deux premiers modes, $TE_{11\delta}$ et $TE_{21\delta}$. Cette figure met en évidence la nécessité d'adapter l'antenne entre deux pics de résonance du résonateur.

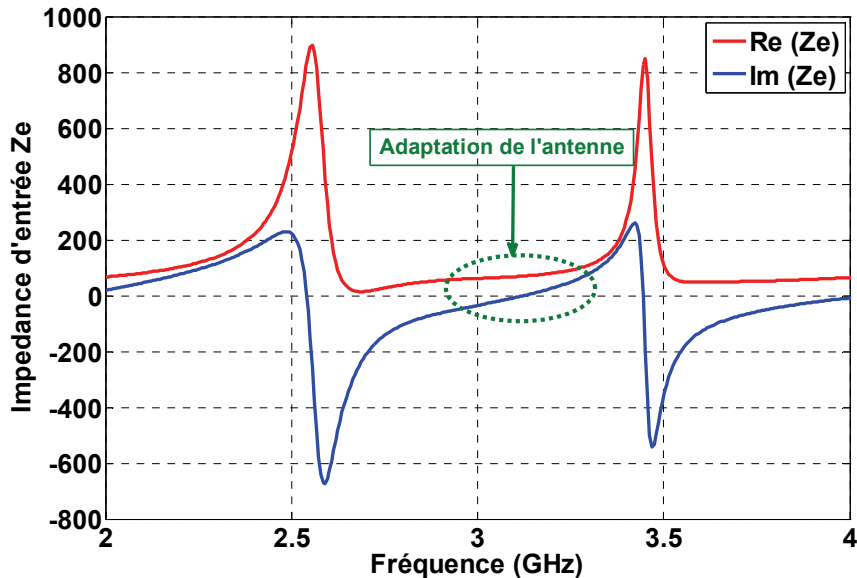


Figure 6 : Adaptation typique d'une antenne DRA avec un diélectrique de permittivité égale à 37

Les modes de l'antenne DRA devront donc résonner autour de 2 GHz, 2.8 GHz et 4 GHz afin d'adapter l'antenne sur la bande WiFi à 2.4 GHz et sur la bande WiMax à 3.5 GHz. Le monopôle (sa configuration et sa largeur) doit donc être optimisé pour avoir des fréquences de résonance des modes du résonateur aux fréquences souhaitées

II.2.2 - Dimensionnement du monopôle chargé

Une étude modale a été faite permettant de visualiser les variations des fréquences de résonance des trois premiers modes selon la configuration et la largeur du monopôle. La Figure 7 montre les variations de la fréquence de résonance du premier mode du résonateur en fonction de la variation de longueur et de la largeur du monopôle définies sur la Figure 4.

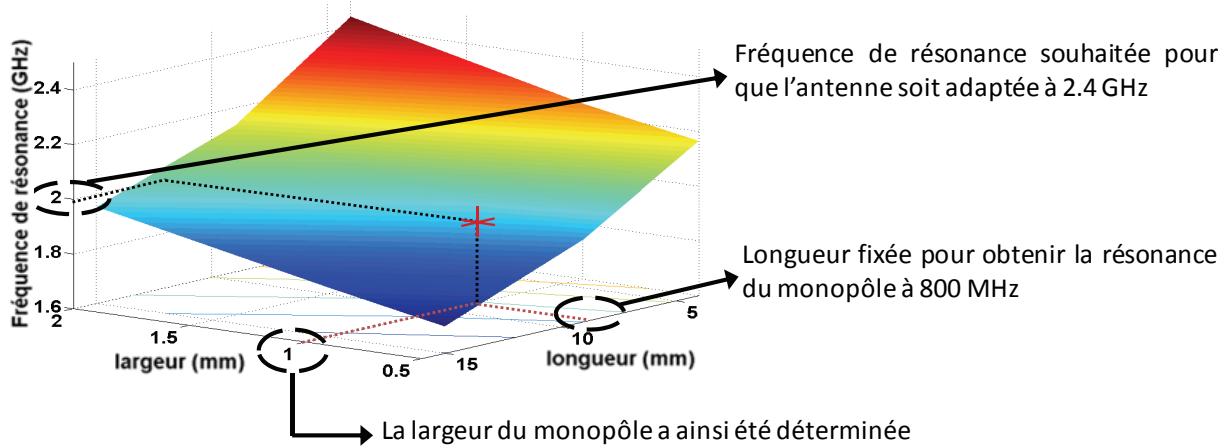


Figure 7 : Fréquence de résonance du premier mode en fonction de la longueur et de la largeur définies Figure 4

La longueur du monopôle est fixée pour avoir une fréquence de résonance autour de 800 MHz. La fréquence de résonance du premier mode du résonateur doit être égale à 2 GHz pour pouvoir adapter l'antenne à 2.4 GHz, il en résulte une largeur de 1 mm pour la ligne.

Cette Figure 7 est montrée en guise d'exemple, de nombreuses études similaires ont été réalisées sur les trois premiers modes et pour diverses configurations du monopôle. Toutes ces études ont conduit à fixer la géométrie du monopôle et donc à obtenir la structure finale du résonateur. Le Tableau 1 présente les fréquences de résonance des trois premiers modes du résonateur obtenues à travers des analyses modales.

Modes	Fréquences de résonance
Premier mode	1.969 GHz
Second mode	2.773 GHz
Troisième mode	4.135 GHz

Tableau 1 : Fréquences de résonance des trois premiers modes du résonateur

II.3 - Validation des études modales

Afin de valider les études précédentes, le résonateur est maintenant placé dans l'espace alloué au système antennaire présenté Figure 1 et excité par un port discret présentant une impédance de 50Ω comme le montre la Figure 8. Un port discret est une source de courant qui excite et absorbe la puissance.

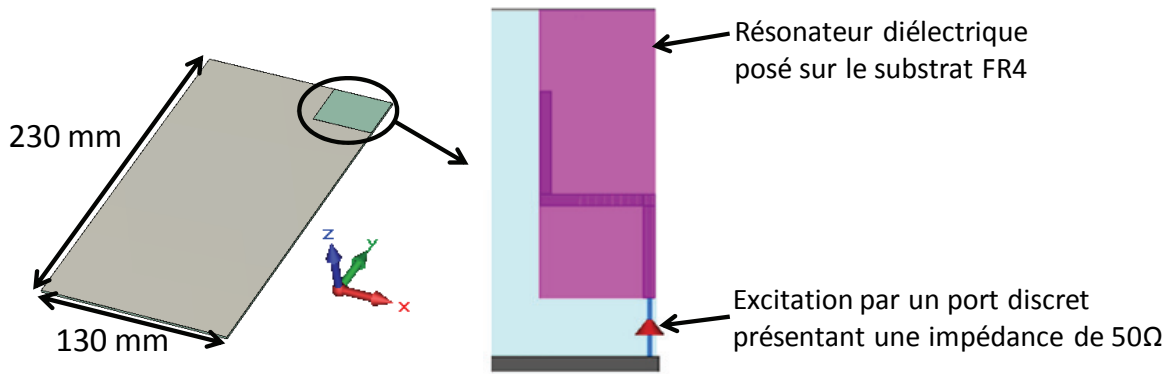


Figure 8 : Résonateur excité par un port discret

Il est alors simulé à l'aide du simulateur temporel (méthode F.I.T (Finite Integration Technique)) de CST Microwave Studio. La Figure 9 montre l'impédance d'entrée de l'antenne DRA excitée par le port discret.

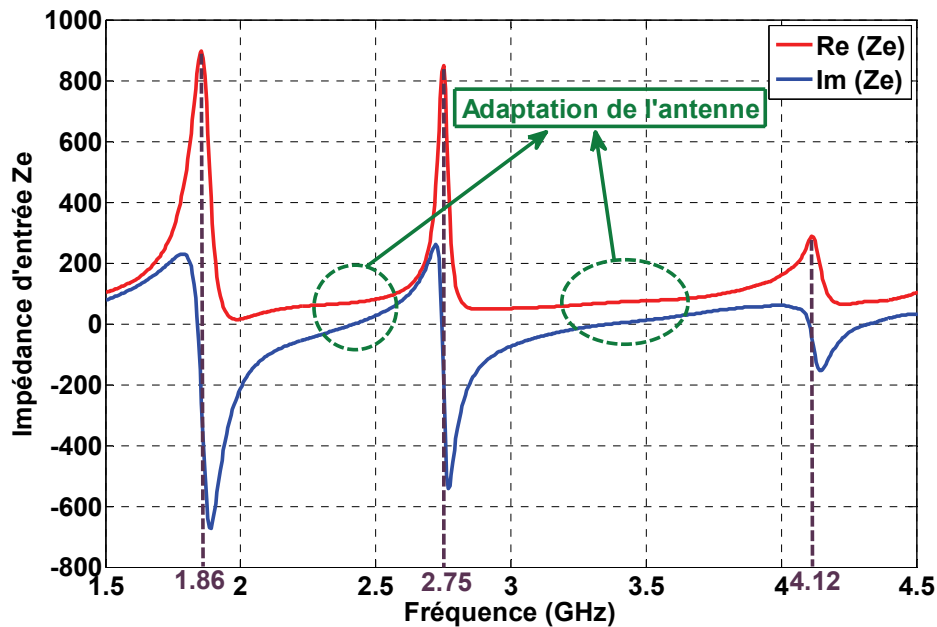


Figure 9 : Impédance d'entrée de l'antenne DRA excitée par le port discret

Nous pouvons noter que :

- les trois premières fréquences de résonance sont en bonne adéquation avec les trois premières fréquences de résonance déterminées précédemment lors de l'analyse modale.
- le facteur de qualité est tel que l'antenne sera adaptée entre deux pics de résonance.

Nous pouvons maintenant observer le coefficient de réflexion présenté Figure 10. Celui-ci montre que l'antenne est adaptée sur les trois bandes de fréquences souhaitées, c'est-

à-dire sur la seconde sous bande de la bande DVB-H allant de 790 MHz à 862 MHz, sur la bande WiFi à 2.4 GHz et sur la bande WiMax à 3.5 GHz.

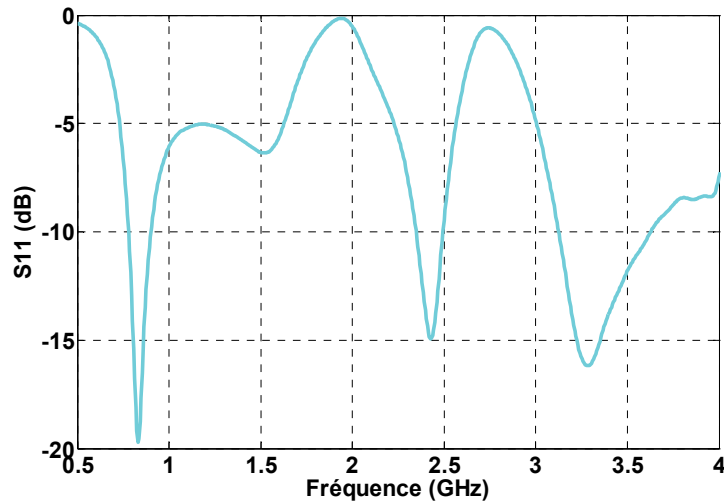


Figure 10 : Coefficient de réflexion de l'antenne DRA excitée par le port discret

Ce résonateur doit maintenant être intégré dans son contexte, c'est-à-dire sur la carte PCB de 230 mm x 130 mm définie par le projet et montrée Figure 1. D'autre part, en vue de reconfigurer le diagramme de rayonnement et donc d'appliquer des techniques de diversité, deux de ces résonateurs seront intégrés orthogonalement dans l'espace alloué au système antennaire. Cette structure finale ainsi que ses performances font l'objet de la partie suivante.

III - Structure finale de l'antenne – Performances en simulation et en mesure

III.1 - Structure finale

Au regard de l'étude paramétrique décrite précédemment et des spécifications définies par le projet NAOMI, la structure finale est représentée Figure 11. Deux des résonateurs précédemment étudiés sont placés orthogonalement occupant ainsi une surface de 41 mm x 30 mm. Ils sont tous deux alimentés par une ligne imprimée jouant le rôle de monopôle. Chacun de ces monopôles est alimenté par un câble coaxial présentant une impédance de 50 Ω . Ils sont étudiés sur une carte PCB de 230 mm x 130 mm définie Figure 1. Un paragraphe sera consacré à l'étude de la diminution des dimensions de cette carte PCB.

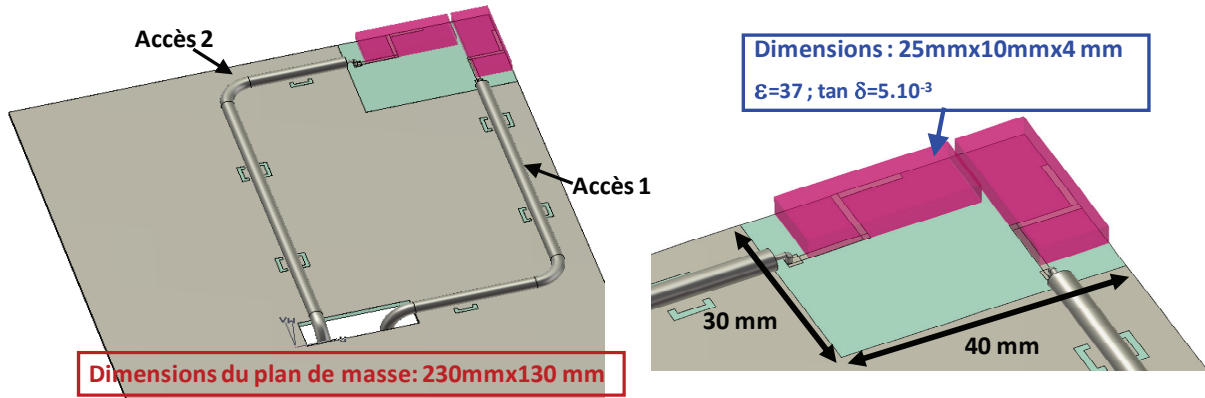


Figure 11: Structure finale de l'antenne

Il est à noter que la carte PCB a été coupée en son milieu (confère Figure 11) afin de faire passer les câbles coaxiaux. Ceux-ci perturberont moins les mesures du prototype présentées dans un prochain paragraphe.

III.2 - Performances de la structure antennaire

Les paramètres S simulés sont présentés Figure 12.

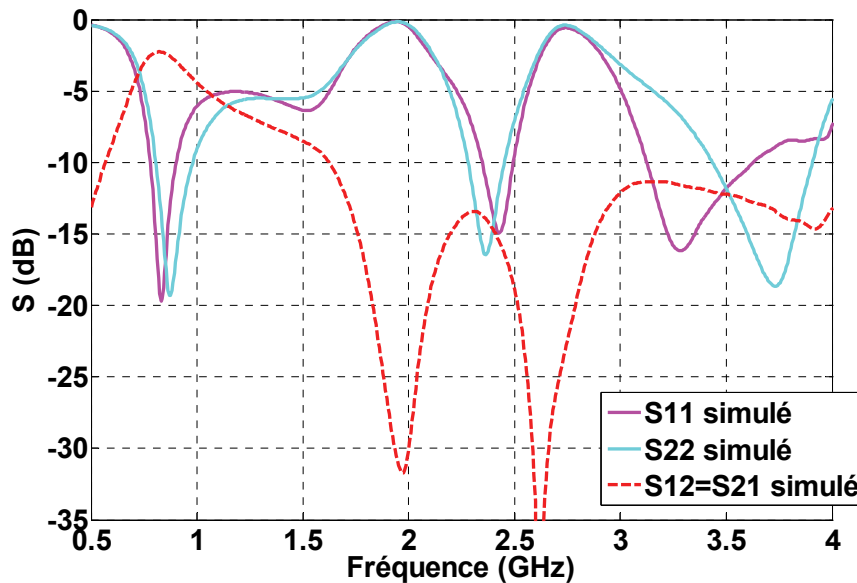


Figure 12: Paramètres S simulés

Les paramètres S11 et S22 montrent que les deux éléments rayonnants fonctionnent sur le haut de la bande DVB-H, sur la bande WiFi et sur la bande WiMax. C'est sur la première bande de fonctionnement que le couplage est le plus élevé, un paragraphe analysera le couplage entre les éléments rayonnants.

III.3 - Conception et mesure du prototype

Afin de vérifier les performances de cette antenne, un prototype a été réalisé. Il est représenté Figure 13. Le matériau utilisé est une céramique de permittivité 37 et de tangente de perte $\tan\delta=0.005$ sur la bande de fréquence [0.5 GHz – 10 GHz].

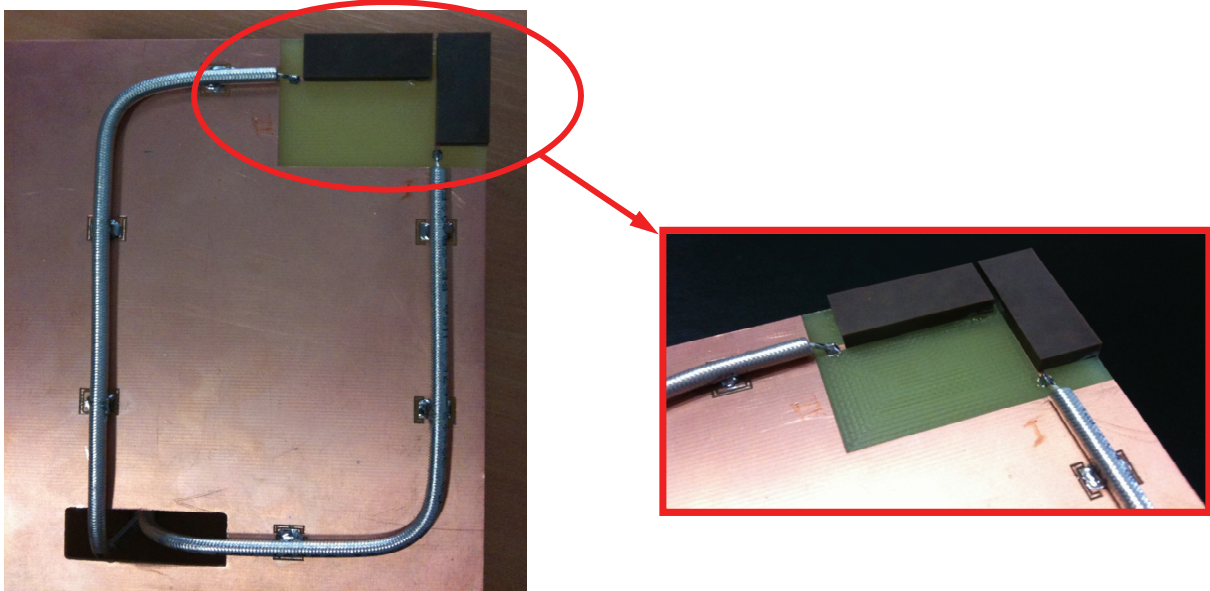


Figure 13: Prototype de l'antenne

Similairement à la simulation, le résonateur est excité par une ligne imprimée elle-même excitée par un câble coaxial ramenant une impédance de 50Ω . Le résonateur a ensuite été collé sur le substrat FR4. Dans un premier temps, les résonateurs ont été collés avec un surplus de colle entraînant un gap d'air entre la ligne d'excitation (le monopôle) et le résonateur. L'insertion d'un gap d'air entre l'excitation d'un DRA et le résonateur entraîne un shift fréquentiel. Ces premiers résultats sont présentés dans le prochain paragraphe.

III.4 - Etude de l'influence d'un gap d'air entre le résonateur et son excitation

Un point important déjà soulevé lors du chapitre précédent concerne la présence d'un gap d'air entre le résonateur diélectrique et son excitation. Celui-ci (illustré Figure 14) doit être minimisé au maximum ou, dans le cas contraire, être pris en compte lors de la simulation. L'insertion d'un gap d'air de très faible épaisseur est étudiée. Son épaisseur est paramétrée en simulation afin de corréliser les paramètres S mesurés et simulés. En simulation, une attention particulière doit être apportée sur le maillage. En effet, une épaisseur très fine ne sera, par défaut, pas vue par le simulateur. Le maillage doit donc être forcé au niveau de ce gap d'air. La Figure 15 montre les paramètres S11 simulé et mesuré avec un gap d'air de $100 \mu\text{m}$ et le

paramètre S11 simulé sans gap d'air. Nous constatons que l'insertion d'un gap d'air de 100 μm permet de corrélérer les paramètres S11 mesuré et simulé et entraîne un shift fréquentiel important surtout en ce qui concerne les résonances du résonateur diélectrique. La conclusion est identique pour les paramètres S22. Comme l'illustre cette figure, le shift fréquentiel est très faible pour la résonance quart d'onde du monopôle chargé par le diélectrique, il est respectivement égal à 715 MHz et 990 MHz pour les deux fréquences de travail supérieures ce qui correspond à un décalage d'environ 30%.

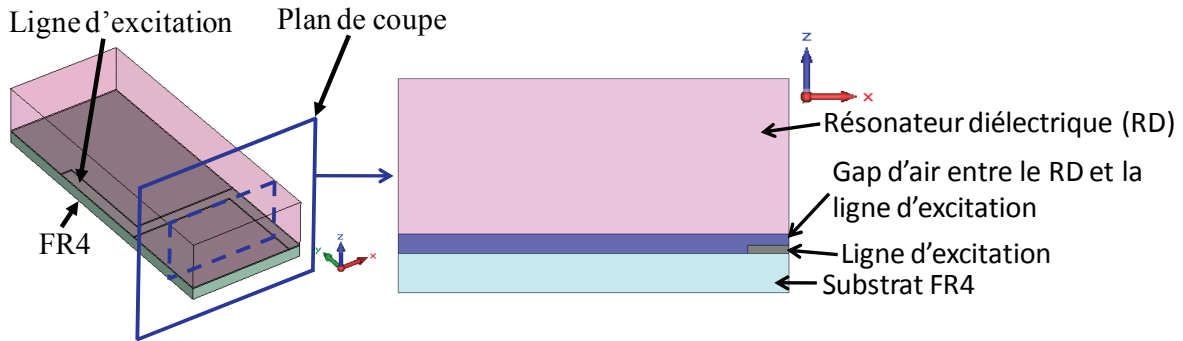


Figure 14: Gap d'air entre la ligne d'excitation et le résonateur diélectrique

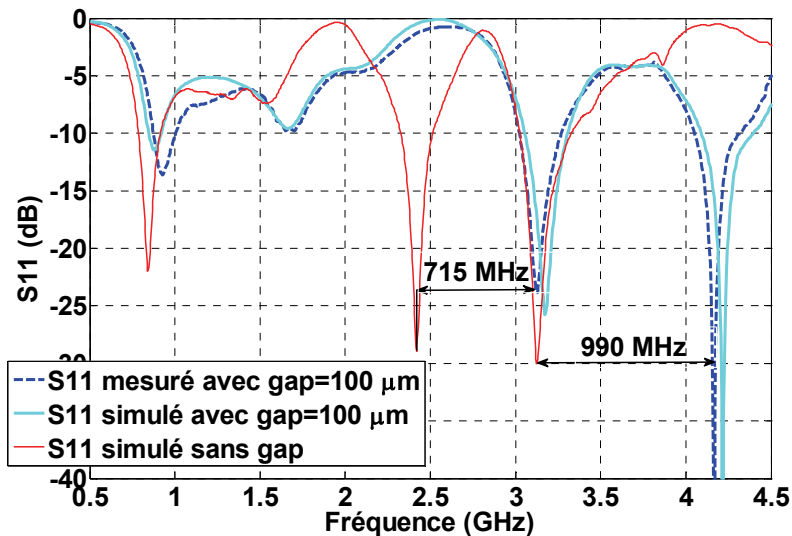


Figure 15: Comparaison des paramètres S11 mesuré et simulé avec un gap d'air de 100 μm avec le paramètre S11 simulé sans gap d'air

Une attention particulière a donc dû être apportée pour minimiser le gap d'air entre la ligne imprimée d'excitation (le monopôle) et le résonateur et une seconde réalisation a été nécessaire. Lors de celle-ci, le résonateur a été collé sous presse en prenant soin de ne pas détériorer le matériau.

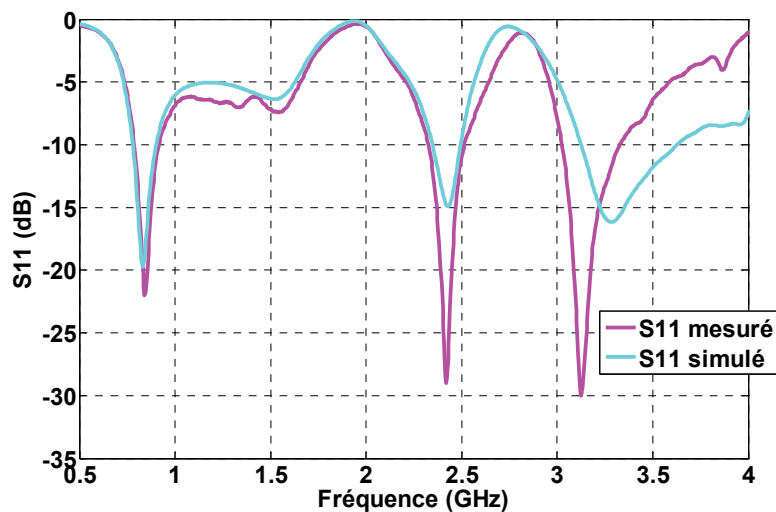
Le paragraphe suivant s'intéressera à la comparaison des nouveaux résultats obtenus en mesure avec la simulation.

III.5 - Performances en mesure et en simulation

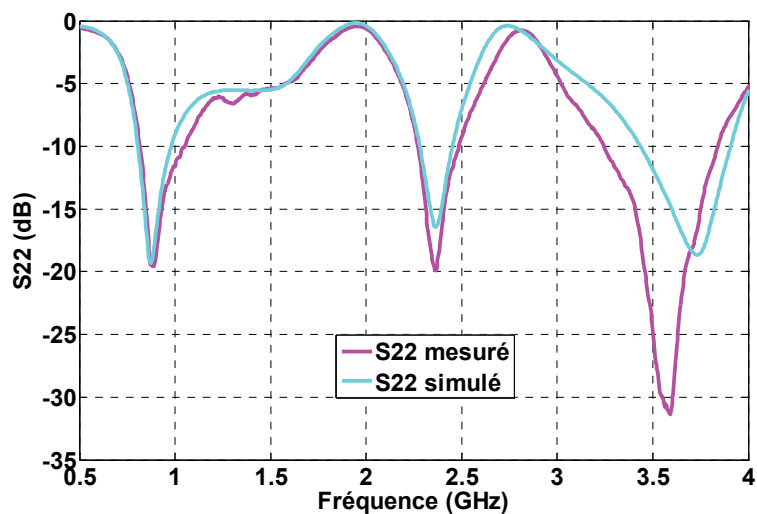
Ce paragraphe sera consacré d'une part à la comparaison entre les mesures et les simulations faites sous CST Microwave Studio des paramètres S, du gain réalisé maximum, de l'efficacité totale et du rayonnement pour les trois bandes de fréquences de travail. D'autre part, les divers résultats obtenus seront interprétés de manière détaillée. C'est dans cet objectif qu'un paragraphe sera consacré à l'analyse du couplage entre les deux antennes, un autre montrera l'influence des dimensions du plan de masse sur les performances de la structure antennaire. Il est à noter que lorsque l'accès 1 est excité, le second est sur 50Ω et vice versa.

III.5.1 - Paramètre S

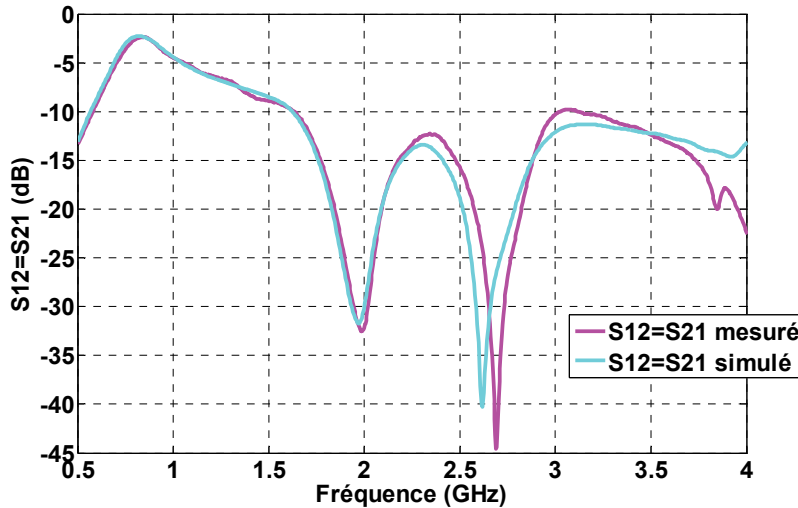
La comparaison des différents paramètres S sont représentés Figure 16. Nous distinguons le paramètre S11 (Figure 16(a)), le paramètre S22 (Figure 16(b)) et les paramètres S12=S21 (Figure 16(c)).



(a)



(b)



(c)

Figure 16: Paramètres S_{11} mesuré et simulé (a) Paramètres S_{22} mesuré et simulé (b)
Paramètres $S_{12}=S_{21}$ mesuré et simulé (c)

L'antenne est bien adaptée sur les trois bandes souhaitées que ce soit pour l'accès 1 ou pour l'accès 2 avec une très bonne adéquation entre la mesure et la simulation. Le paramètre $S_{12}=S_{21}$ montre que le couplage est assez important pour la première bande d'adaptation puisque $S_{12}=S_{21}=-3.5$ dB au maximum sur cette bande. Le paragraphe suivant montrera l'influence d'avoir un tel couplage.

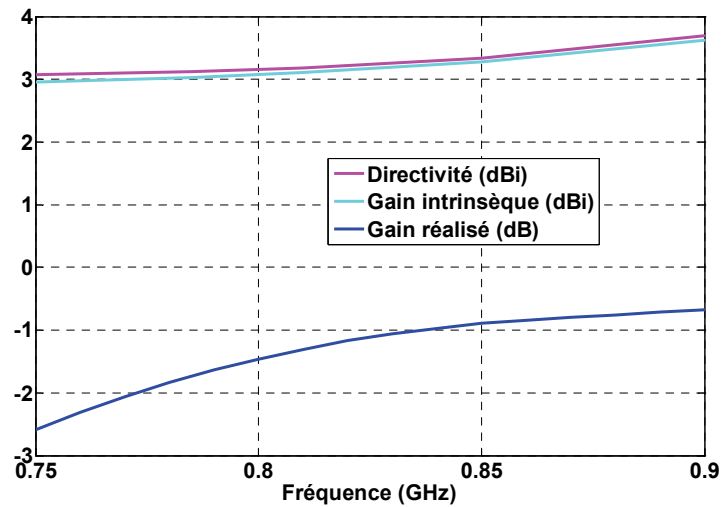
III.5.2 - Analyse du couplage

C'est sur la première bande d'adaptation que le couplage est le plus fort. Cela s'explique d'une part par le fait que les éléments rayonnants sont électriquement proches dans cette gamme de fréquence ; d'autre part, la résonance est une résonance monopolaire contrairement aux cas des autres résonances qui sont des résonances du résonateur diélectrique. Dans ces derniers cas, les résonateurs étant disposés orthogonalement, cela revient au même que d'exciter deux modes orthogonaux d'un même résonateur pour lesquels le couplage n'est pas très élevé dû à l'opposition de phase entre les champs électriques et magnétiques. Le couplage est donc beaucoup moins élevé pour les bandes WiFi et WiMax. Le couplage peut se montrer problématique pour la première bande d'adaptation c'est-à-dire pour la seconde sous bande de la bande DVB-H. La Figure 17 présente la directivité, le gain intrinsèque et le gain réalisé pour les trois bandes d'adaptation. Le gain intrinsèque et le gain réalisé sont respectivement définis par les équations 2 et 3.

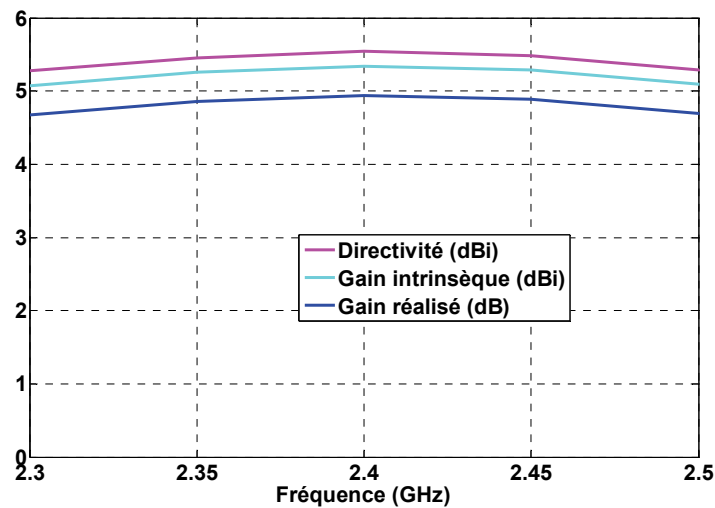
$$G_{\text{intrinsèque}} = 4\pi \cdot \frac{\text{puissance rayonnée par unité d'angle solide}}{\text{puissance acceptée par l'antenne}} \quad (2)$$

$$G_{\text{réalisé}} = (1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2) \cdot G_{\text{intrinsèque}} \quad (3)$$

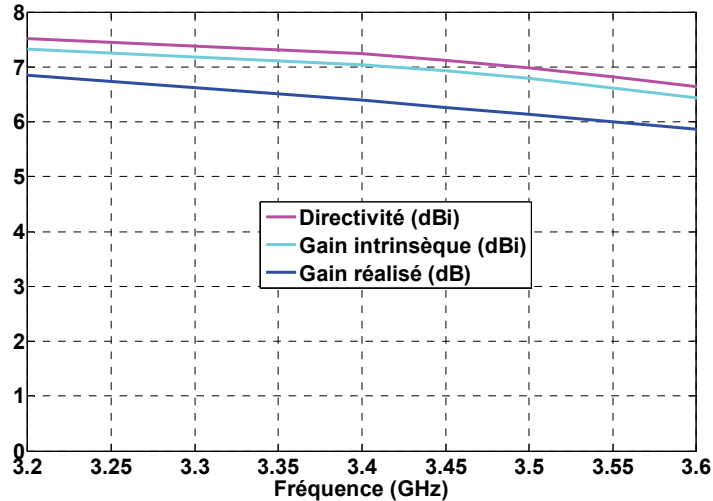
Le gain intrinsèque ne prend en compte que les pertes intrinsèques de l'antenne, c'est-à-dire les pertes métalliques et diélectriques. Ainsi, dans le cas idéal d'une antenne sans perte, le gain intrinsèque est égal à la directivité. Le gain réalisé prend en compte les pertes par adaptation et les pertes par couplage.



(a)



(b)



(c)

Figure 17: Directivités, gains intrinsèques et gains réalisés sur les bandes [750 MHz – 900 MHz] (a), [2.3 GHz – 2.5 GHz] (b) et [3.2 GHz – 3.6 GHz] (c)

Nous constatons, d'après la Figure 17, que les pertes métalliques et diélectriques sont faibles sur les trois bandes de travail. Quant à l'adaptation et au couplage, ils engendrent une perte de 4 dB à 6 dB de gain sur la première bande de travail, une perte moyenne de 0.4 dB sur la bande WiFi et une perte moyenne de 0.7 dB sur la bande WiMax. Il est à noter que ces pertes sont essentiellement dues au couplage car le S_{11} est inférieur à -10 dB sur ces trois bandes considérées.

Il faut alors se rappeler que le gain réalisé spécifié par la norme DVB-H est peu contraignant puisqu'il doit être égal au minimum à -6 dB à 790 MHz et à -5 dB à 862 MHz. Il s'ensuit que dans le cas de l'application visée, le couplage ne pose pas de problème puisque le gain reste supérieur à celui défini par la norme DVB-H. Ces analyses faites, le paragraphe suivant comparera les diagrammes de rayonnement obtenus pour ensuite comparer les gains réalisés et les efficacités totales obtenus en simulation et en mesure.

III.5.3 - Diagrammes de rayonnement

Les mesures de cette antenne se sont déroulées dans la Stargate SG-24 de la base Satimo présente sur le site de la société Anovo à Brive-la-Gaillarde. Le Tableau 2 montre les diagrammes de rayonnement dans le plan $\theta=90^\circ$ c'est-à-dire dans le plan xOy (plan du plan de masse comme le montre la Figure 18) pour les trois fréquences 830 MHz, 2.4GHz et 3.5 GHz et pour les deux accès. En rouge sont représentés les diagrammes de rayonnement simulés et en bleu les diagrammes de rayonnement mesurés.

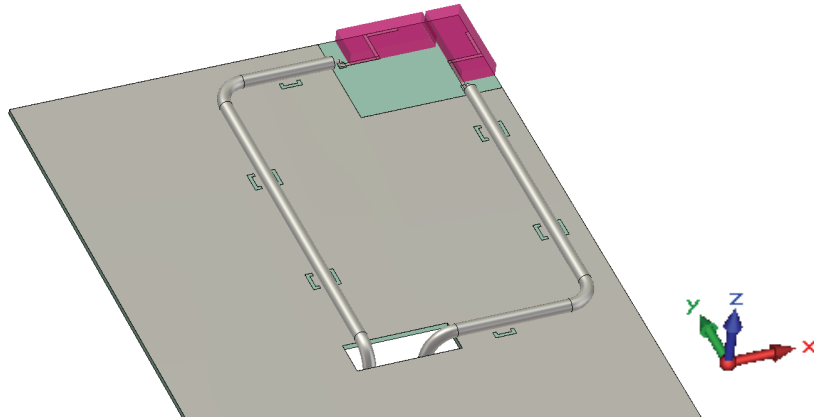


Figure 18 : Structure étudiée et directions des axes du repère

	$f=830$ MHz	$f=2.4$ GHz	$f=3.5$ GHz
1 ^{er} accès			
2 nd accès			

Tableau 2 : Diagrammes de rayonnement simulés (rouge) et mesurés (bleu) dans le plan $\theta=90^\circ$

Il est alors très difficile de voir si le diagramme de rayonnement est reconfiguré selon l'accès excité. Il convient alors de regarder les diagrammes de rayonnement 3D représenté dans le Tableau 3.

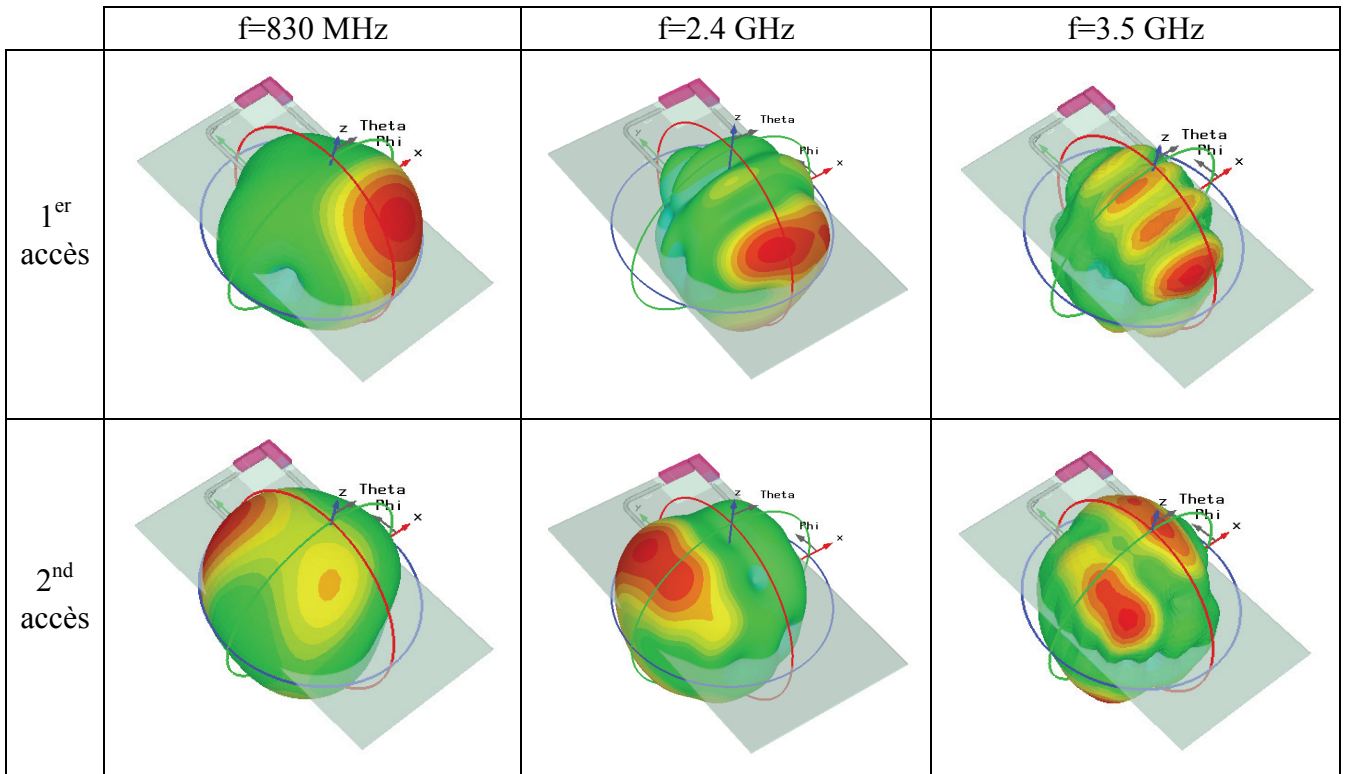
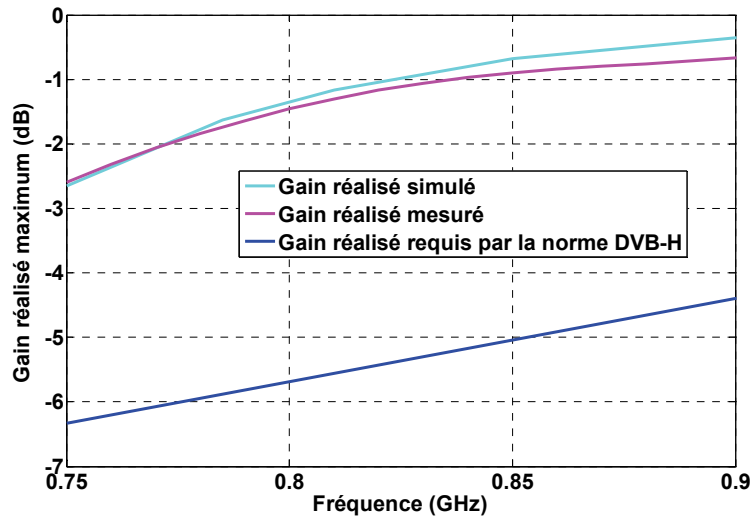


Tableau 3 : Diagrammes de rayonnement 3D pour les trois fréquences d'adaptation

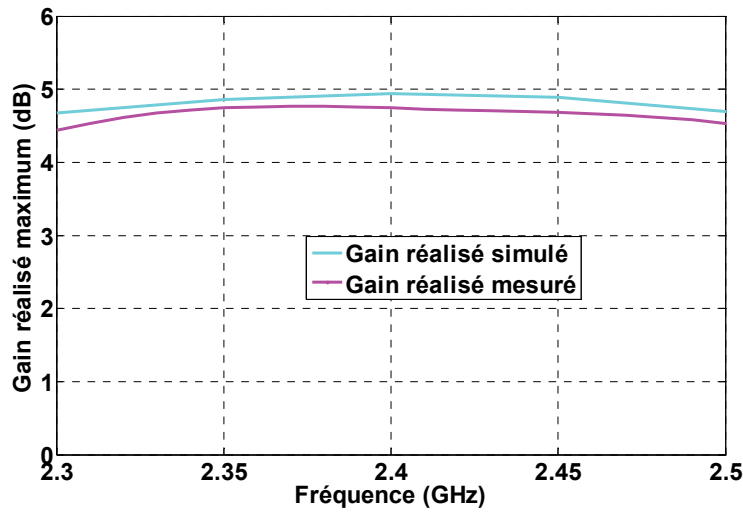
Nous pouvons constater que visuellement, selon le port excité, les diagrammes de rayonnement sont différents pour une fréquence donnée. Une première idée peut donc être faite concernant la reconfiguration de diagramme de rayonnement, bien qu'il soit nécessaire de valider cela par le calcul du coefficient de corrélation.

III.5.4 - Gain réalisé maximum en mesure et en simulation

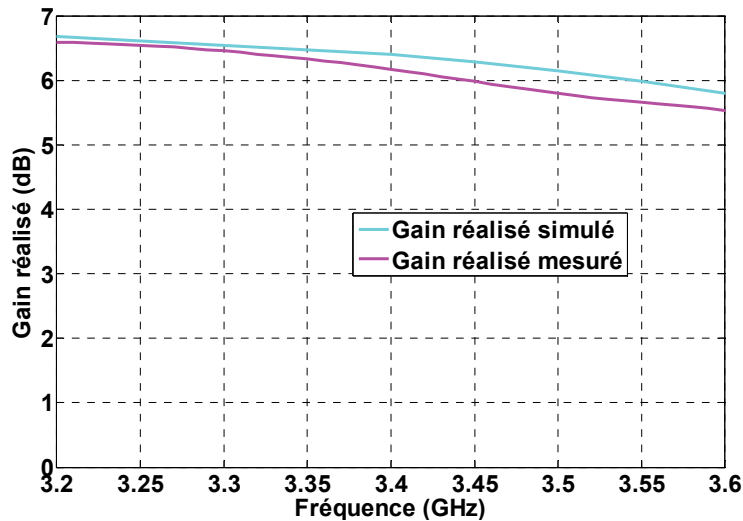
La Figure 19 montre le gain réalisé maximum mesuré et le gain réalisé maximum simulé sur les trois bandes d'adaptation pour le premier accès. Il est à noter que le gain réalisé prend en compte les pertes des câbles et des connecteurs (aussi bien en mesure qu'en simulation).



(a)



(b)



(c)

Figure 19: Gains réalisés maximums mesuré, simulé et défini par la norme DVB-H sur la bande [750 MHz – 900 MHz] (a) Gains réalisés maximums mesuré et simulé sur les bandes [2.3 GHz – 2.5 GHz] (b) et [3.2 GHz – 3.6 GHz] (c)

Pour la première bande (haut de la bande DVB-H), les gains réalisés maximums mesuré et simulé sont supérieurs à celui défini par la norme DVB-H, le couplage entre les deux antennes ne pose donc pas de problème. En ce qui concerne les bandes WiFi et WiMax, le gain réalisé maximum reste toujours supérieur à 0 dB, les normes WiFi et WiMax sont donc largement satisfaites. La différence de quelques décibels entre la mesure et la simulation est due à l'incertitude de la Stargate égale à 0.8 dB.

Il est également possible de visualiser le gain réalisé maximum pour l'accès 2. Il est représenté Figure 20 et comparé au gain réalisé maximum pour l'accès 1 pour la première bande d'adaptation.

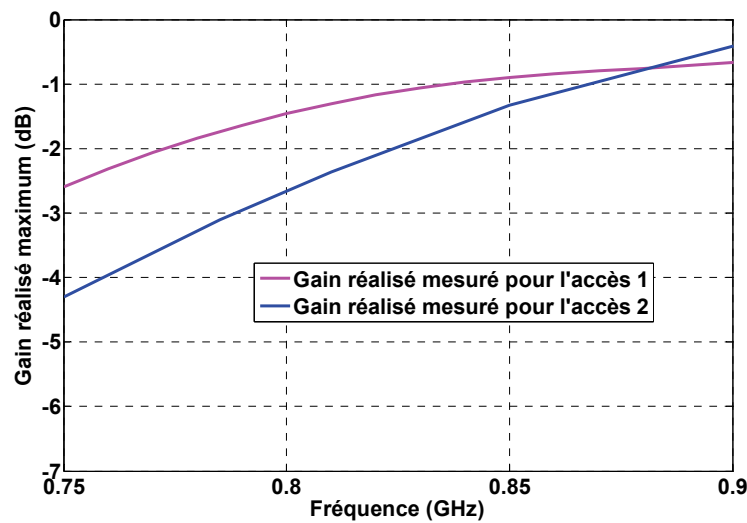
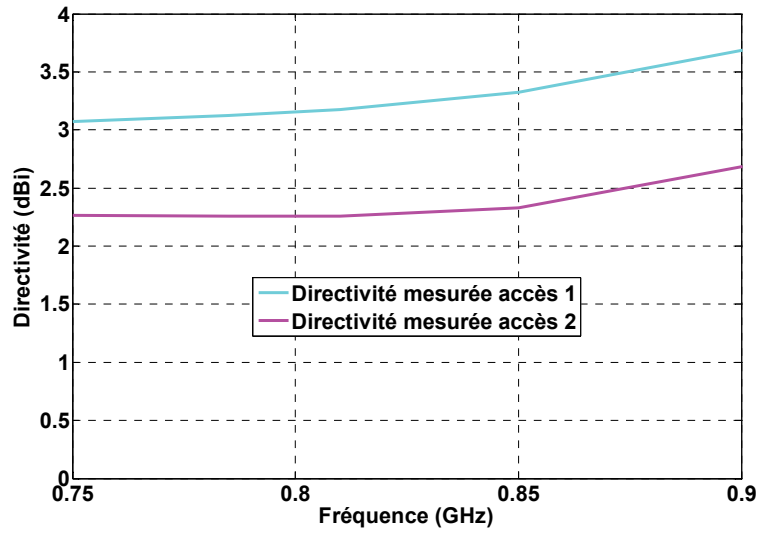


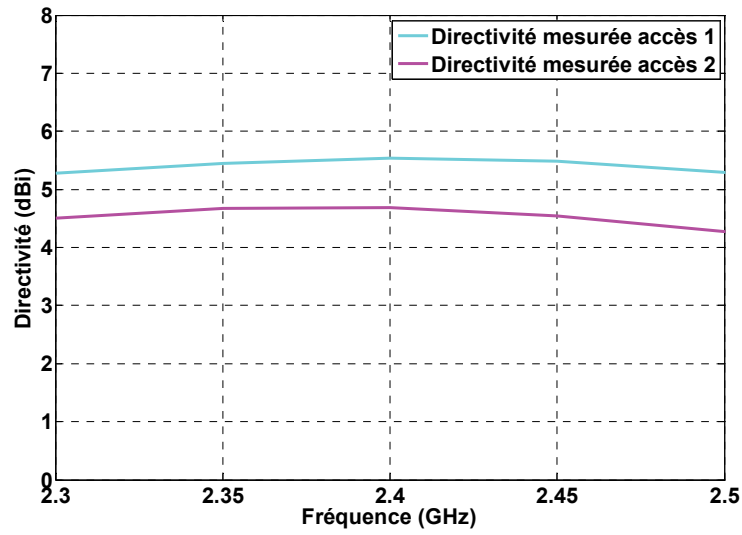
Figure 20: Gains réalisés maximums mesurés pour chaque accès

Le gain réalisé maximum est différent lorsque l'accès 1 ou l'accès 2 est excité sur la première bande d'adaptation. La conclusion est identique pour les deux autres bandes d'adaptation.

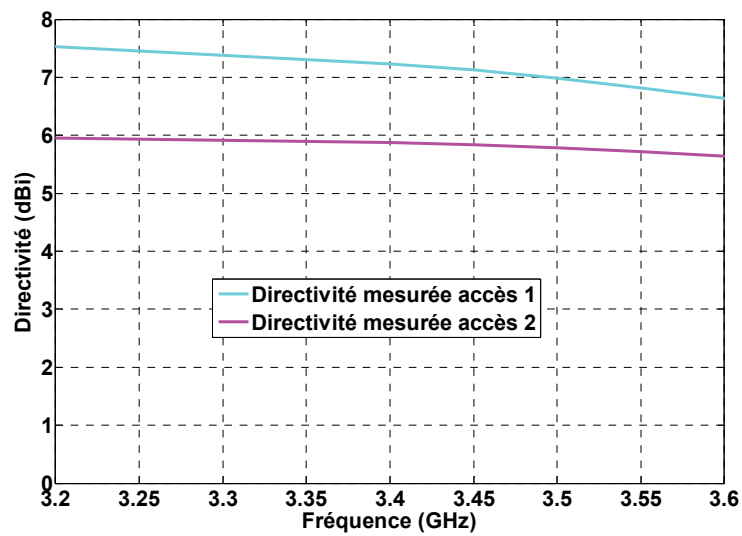
L'adaptation peut engendrer de légères modifications du gain réalisé mais ce n'est pas elle qui explique cette différence. Afin de s'en affranchir, la Figure 21 montre la directivité pour chaque accès pour les trois bandes de travail.



(a)



(b)



(c)

Figure 21: Directivité mesurées pour chaque accès sur les bandes [750 MHz – 900 MHz] (a), [2.3 GHz – 2.5 GHz] (b) et [3.2 GHz – 3.6 GHz] (c)

Une différence d'environ 1 dBi de directivité est constatée pour les trois bandes d'adaptation. Cette différence peut s'expliquer par le fait que le plan de masse « vu » par l'élément rayonnant n'a pas la même dimension, ce qui engendre une déformation du diagramme de rayonnement. En effet, si maintenant nous considérons le même système antennaire mais avec des dimensions de plan de masse « vues » par chaque élément rayonnant identiques comme le présente la Figure 22, le gain réalisé maximum et la directivité sont identiques pour chacun des accès comme le montre la Figure 23. Afin d'être concis, seuls les résultats sur la première bande d'adaptation sont montrés, mais il est à noter que la conclusion est identique sur les deux autres bandes d'adaptation.

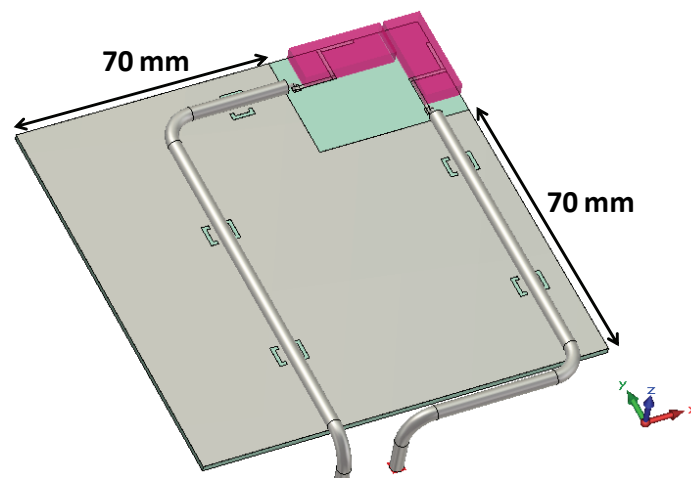


Figure 22: Structure avec des dimensions de plan de masse vues par chaque élément rayonnant identiques

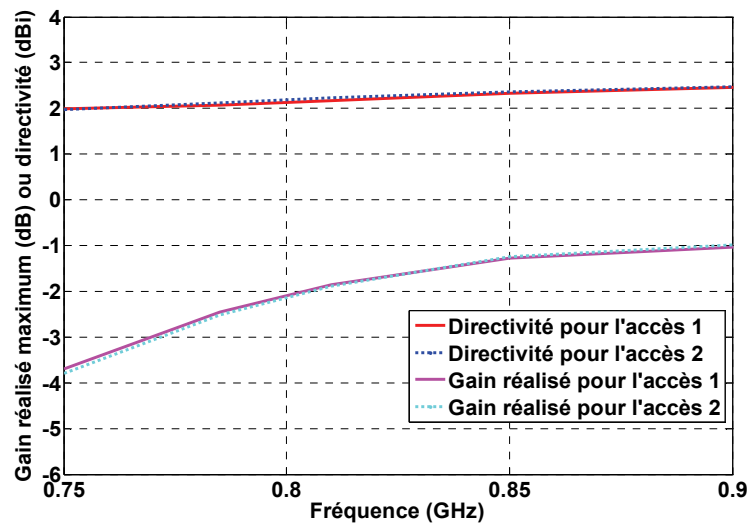
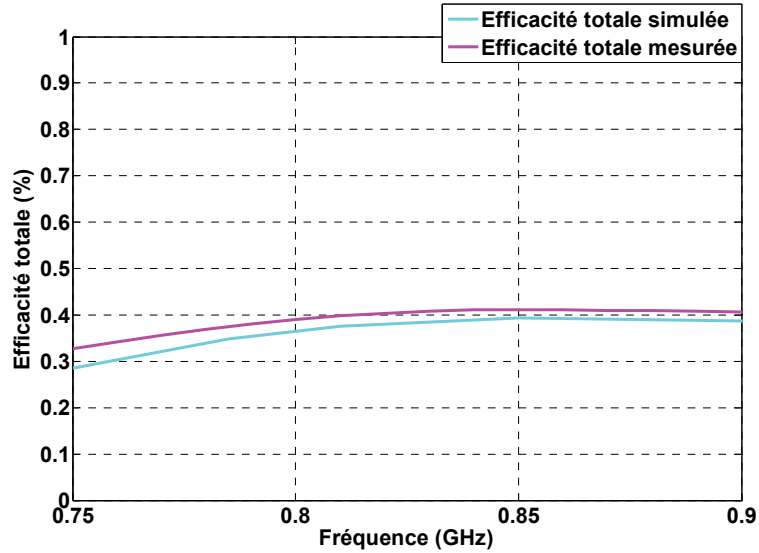


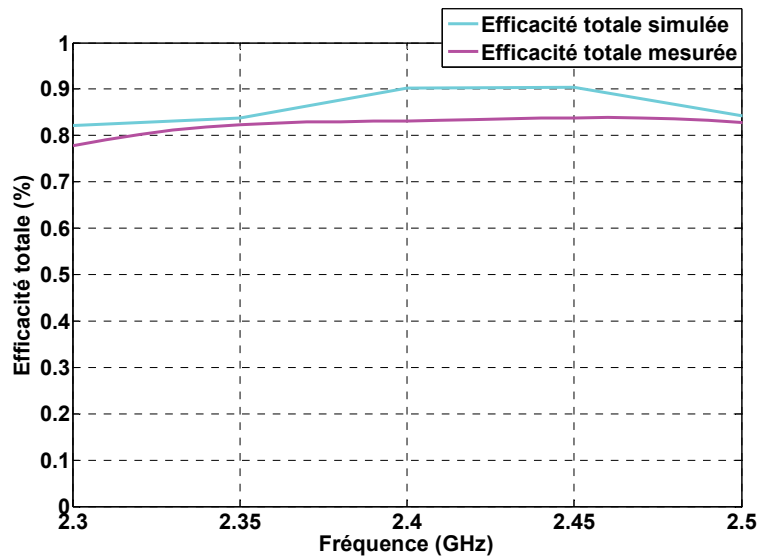
Figure 23: Gains réalisés maximums et directivités pour chaque accès pour la structure présentée Figure 22

III.5.5 - Efficacité totale en mesure et en simulation

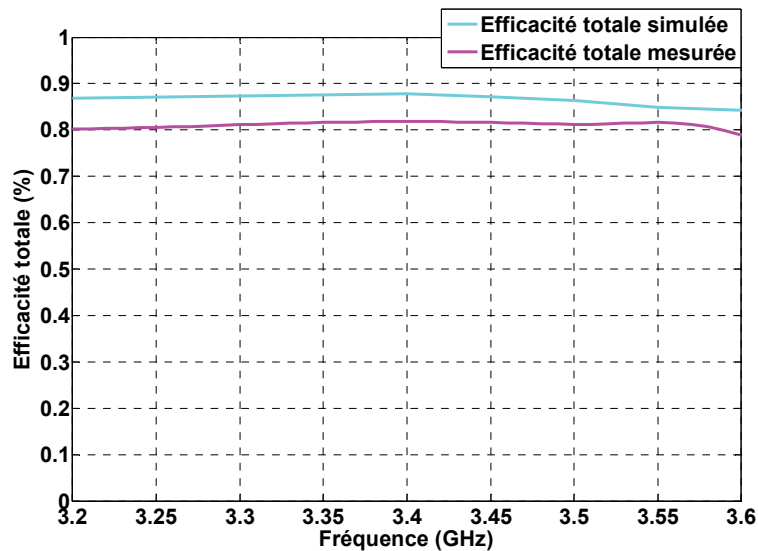
Il est également intéressant de voir l'efficacité totale de cette structure antennaire pour les trois bandes de travail. La Figure 24 fait la comparaison de l'efficacité totale mesurée et de l'efficacité totale simulée lorsque l'accès 1 est excité.



(a)



(b)



(c)

Figure 24: Efficacités totales simulées et mesurées sur les bandes [750 MHz – 900 MHz] (a), [2.3 GHz – 2.5 GHz] (b) et [3.2 GHz – 3.6 GHz] (c)

Tout comme pour le gain réalisé, il existe une très bonne adéquation entre la mesure et la simulation. De plus, l'efficacité totale prend en compte les pertes métalliques, diélectriques, les pertes par adaptation et également les pertes par couplage. Il est donc normal que l'efficacité totale soit plus faible pour la première bande d'adaptation.

III.5.6 - Analyse de l'influence des dimensions du plan de masse

Le projet NAOMI vise un terminal mobile de type tablette. Ce paragraphe est dédiée à voir si un tel système antenne pourrait être intégré dans d'autres type de terminaux mobiles. C'est pourquoi il s'intéresse à l'influence des dimensions de la carte PCB et nous verrons jusqu'à quel point ces dimensions peuvent être diminuées. Les dimensions de la carte PCB sont définies telles que le montre la Figure 25.

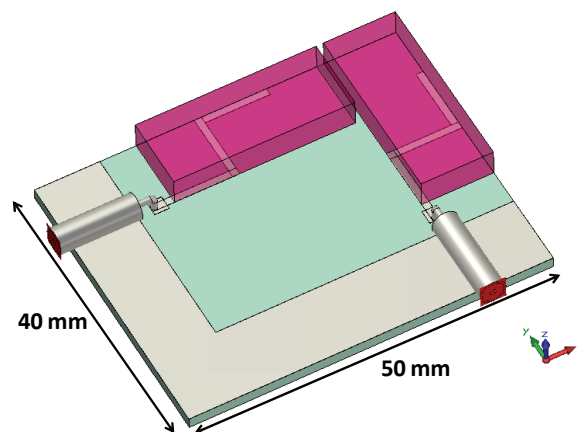
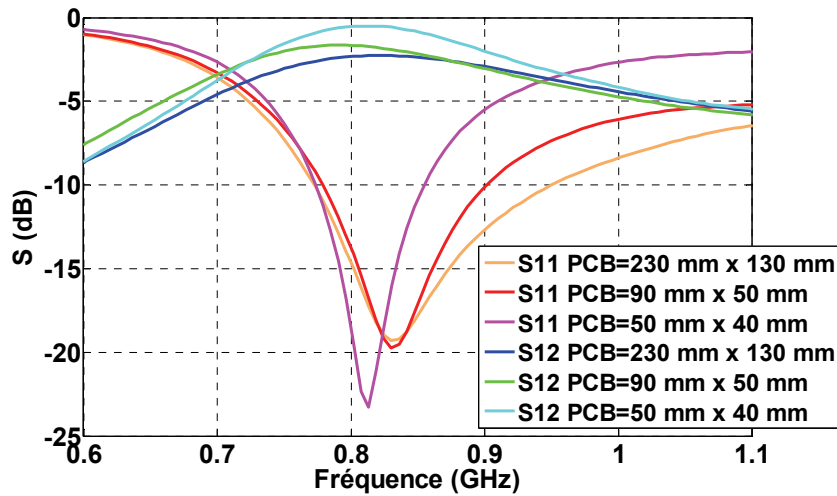
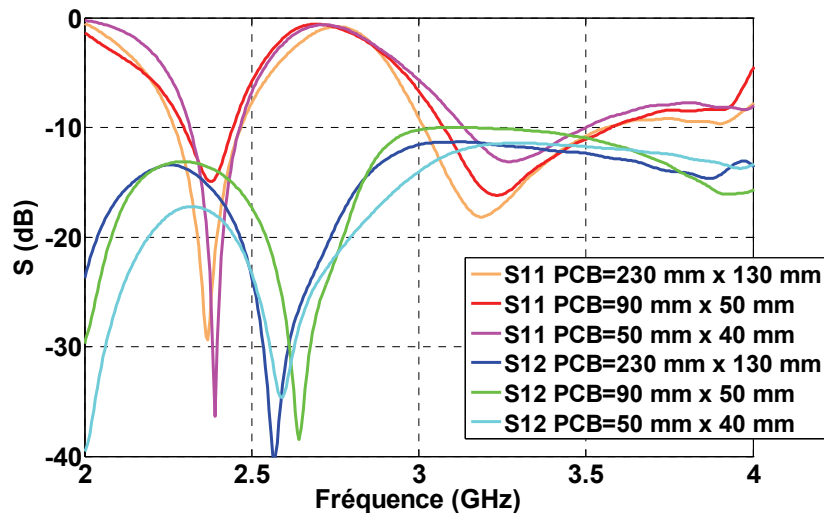


Figure 25: Dimensions de la carte PCB diminuées

La Figure 26 montre les paramètres S11 et S12 pour différentes dimensions de la carte PCB. Le gain réalisé maximum est représenté Figure 27 pour les trois bandes d'adaptation.



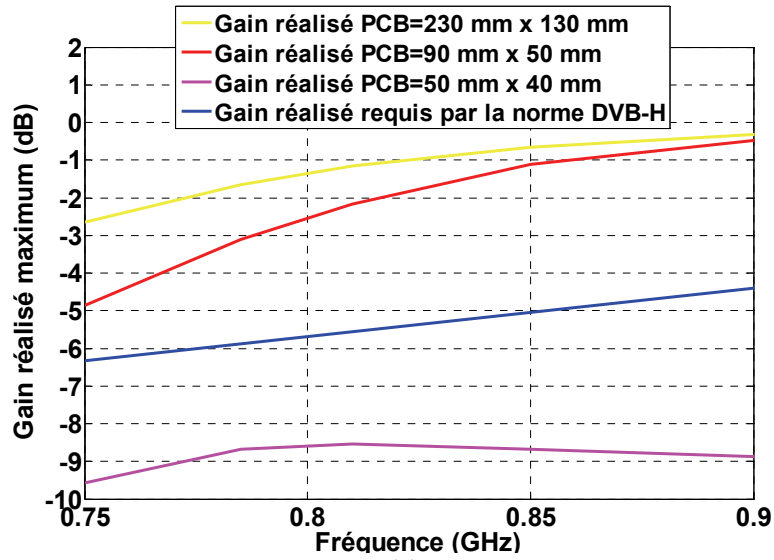
(a)



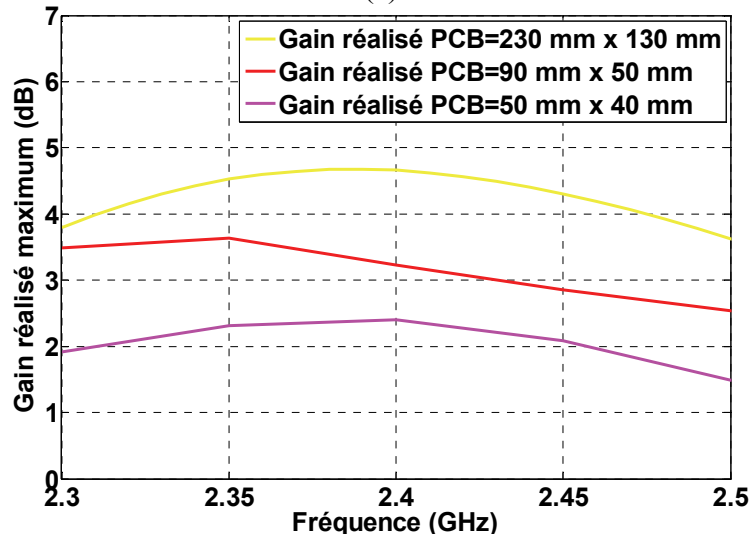
(b)

Figure 26: Paramètres S11 et S12 pour différentes dimensions de la carte PCB sur la bande [0.6 GHz – 1.1 GHz] (a) et sur la bande [2 GHz – 4 GHz] (b)

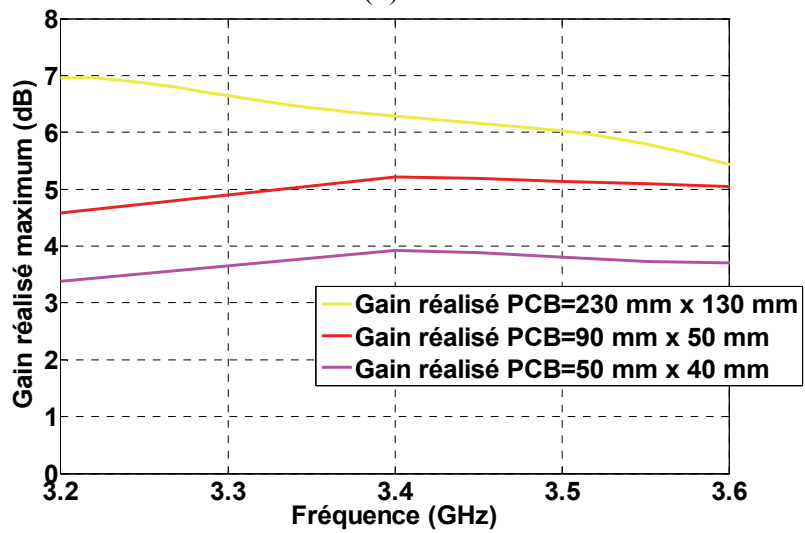
Les paramètres S montrent que les fréquences centrales d'adaptation restent quasiment identiques. Cependant, une baisse de la bande passante est constatée avec une augmentation du couplage notamment pour la première bande d'adaptation, ce qui peut s'avérer critique en terme d'efficacité et donc de gain réalisé maximum.



(a)



(b)



(c)

Figure 27: Gains réalisés maximums pour différentes dimensions de la carte PCB sur les bandes [750 MHz – 900 MHz] (a), [2.3 GHz – 2.5 GHz] (b) et [3.2 GHz – 3.6 GHz] (c)

Dans le cas d'un téléphone mobile classique (90 mm x 50 mm), toutes les normes des applications sont satisfaites. Cependant, si les dimensions de la carte PCB sont davantage diminuées (50 mm x 40 mm), la norme DVB-H n'est plus satisfaite due à un couplage trop critique. Dans ce dernier cas, une seule antenne devrait être utilisée et les techniques de diversité ne pourraient plus être appliquées.

En effet, cette structure a pour but de reconfigurer le diagramme de rayonnement. Le paragraphe suivant montrera ses performances en diversité.

IV - Performances en diversité

Le premier chapitre a présenté les paramètres de diversité qui seront évalués au cours de ce manuscrit. Ces paramètres sont le coefficient de corrélation d'enveloppe et le gain de diversité effectif.

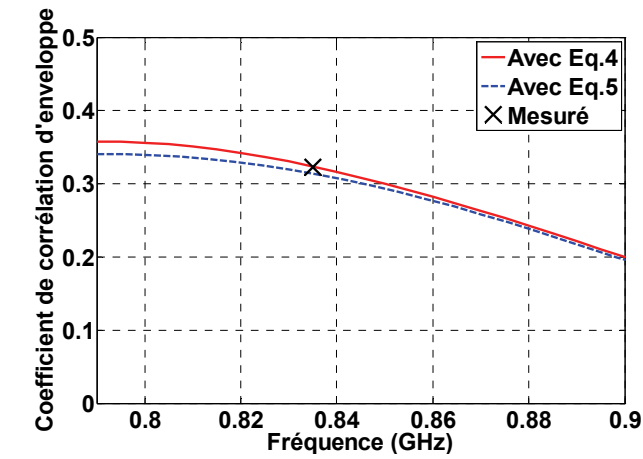
IV.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe

Rappelons que le coefficient de corrélation d'enveloppe peut être calculé, en canal isotrope, d'après le champ E rayonné comme le montre l'équation 4 ou d'après les paramètres S comme le montre l'équation 5 [1-2].

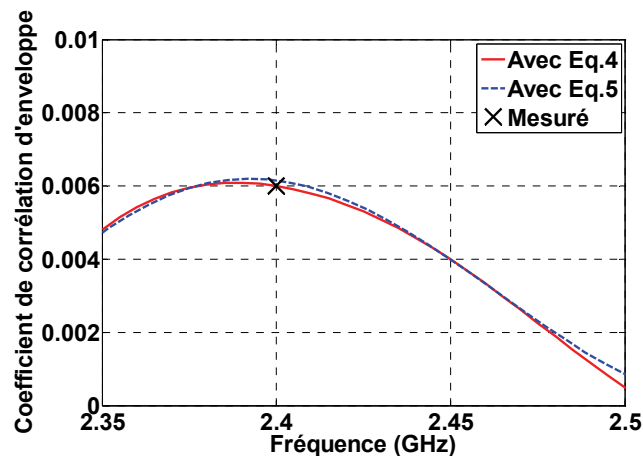
$$\rho_e = \frac{\left| \iint (E_{\theta_1} E_{\theta_2}^* + E_{\varphi_1} E_{\varphi_2}^*) d\Omega \right|^2}{\iint (E_{\theta_1} E_{\theta_1}^* + E_{\varphi_1} E_{\varphi_1}^*) d\Omega \cdot \iint (E_{\theta_2} E_{\theta_2}^* + E_{\varphi_2} E_{\varphi_2}^*) d\Omega} \quad (4)$$

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (5)$$

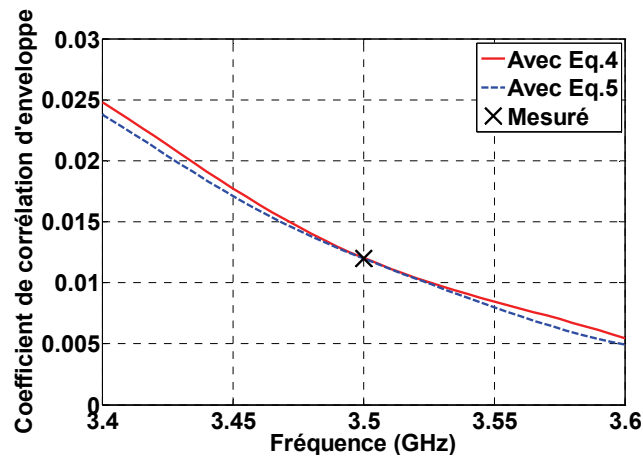
La Figure 28 montre le coefficient de corrélation calculé avec les deux équations précédentes ainsi que celui déduit des mesures dans la chambre réverbérante. Ce dernier ne représente qu'un seul point car les mesures en chambre réverbérante sont faites pour une fréquence fixée.



(a)



(b)



(c)

Figure 28: Coefficients de corrélation calculés avec les équations 4 et 5 et mesurés sur les bandes [780 MHz – 900 MHz] (a), [2.35 GHz – 2.5 GHz] (b) et [3.4 GHz – 3.6 GHz] (c)

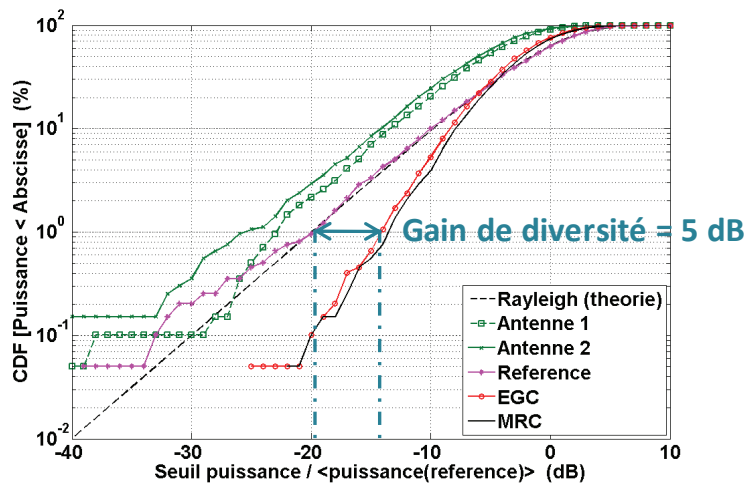
Un coefficient de corrélation d'enveloppe inférieur à 0.5 montre une décorrélation des diagrammes de rayonnement [3]. Les diagrammes de rayonnement sont donc décorrélés sur

les trois bandes de travail. Cependant, le coefficient de corrélation est beaucoup plus élevé sur la première bande de travail à cause du couplage entre les deux éléments rayonnant. En effet, en considérant l'équation 5, dans le cas où le couplage est très fort, les paramètres $S_{12}=S_{21}$ tendent vers 1 (en linéaire) et le dénominateur $(1-(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1-(|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))$ tend alors vers 0. Ainsi, le coefficient de corrélation d'enveloppe ρ_e augmente quand le couplage augmente.

IV.2 - Gain de diversité effectif en canal isotrope

Les gains de diversité présentés dans ce paragraphe ont été mesurés dans la CRBM à trois fréquences, 835 MHz, 2.4 GHz et 3.5 GHz. La densité de probabilités cumulées (ou cumulative probability density (CDF)) a été mesurée d'après les puissances reçues par chaque antenne. Sa variation en fonction des seuils normalisés par rapport à la puissance reçue par l'antenne de référence pour les trois fréquences est présentée Figure 29. Les antennes de référence prises et mesurées sont des antennes dipôles ayant leurs fréquences centrales d'adaptation qui correspondent aux trois fréquences 835 MHz, 2.4 GHz et 3.5 GHz.

Il est à noter que le gain de diversité aurait pu être calculé en prenant pour référence une des deux antennes conçue ici. Pour cela, il aurait fallu réaliser le système antenne à un seul résonateur diélectrique présenté en début de chapitre pour s'affranchir du couplage.



(a)

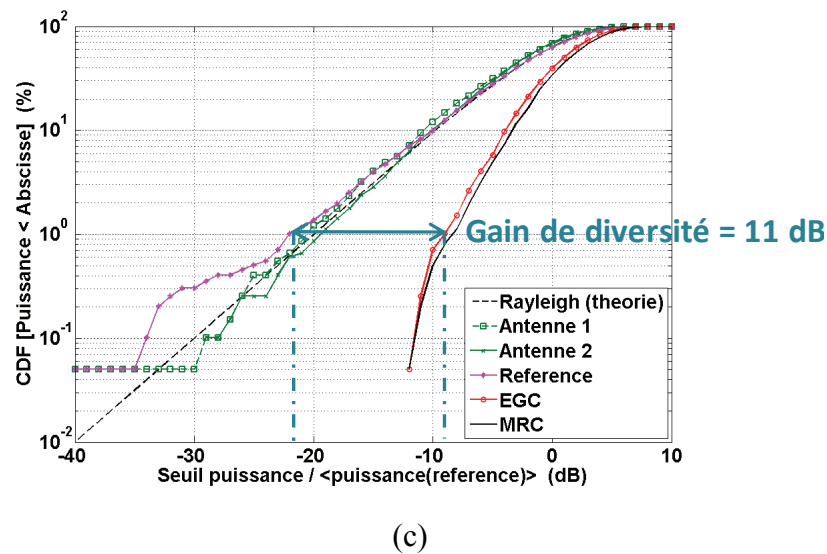
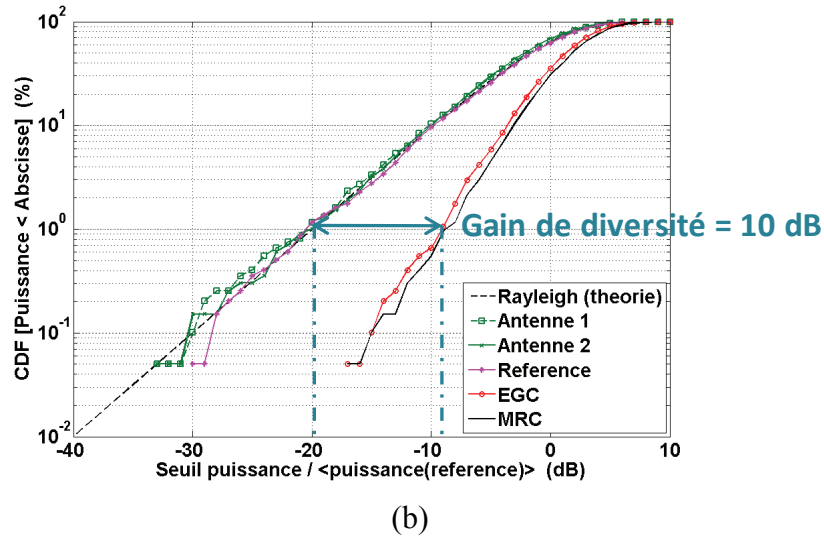


Figure 29: Gains de diversité effectifs à 835 MHz (a), à 2.4 GHz (b) et à 3.5 GHz (c)

Quelle que soit la technique de recombinaison (EGC ou MRC) utilisée, les gains de diversité sont environ égaux à 5 dB, 10 dB et 11 dB pour des fréquences respectivement égales à 835 MHz, 2.4 GHz et 3.5 GHz.

Concernant la technique EGC, elle consiste à remettre en phase les signaux arrivant sur chaque antenne avant de les recombinaison. La recombinaison MRC est plus optimale puisque chaque signal reçu par l'antenne est pondéré par son propre niveau puis les signaux de chaque antenne sont remis en phase avant d'être additionnés comme pour la méthode de recombinaison EGC.

Rappelons que ce gain de diversité est défini en prenant pour référence une antenne dipôle se rapprochant d'une efficacité de 100 %. A 835 MHz, les deux antennes étant fortement couplées, leurs efficacités sont faibles (de l'ordre de 30%), et donc le gain en

diversité est moindre par rapport aux deux autres fréquences (où les efficacités des antennes sont autour de 80%). C'est pourquoi à 835 MHz, les courbes des antennes 1 et 2 ne suivent pas celle de l'antenne de référence alors que c'est le cas pour les deux fréquences supérieures.

V - Conclusion

Une succession d'études modales a été faite dans un premier temps afin de paramétrer correctement l'antenne DRA et particulièrement son excitation. En effet, cette dernière a été d'une part paramétrée pour jouer le rôle de monopôle et ainsi couvrir la première bande souhaitée à savoir 9 canaux de la bande DVB-H couvrant la bande [790 MHz – 862 MHz], et d'autre part elle a permis d'exciter le DRA et de fixer ses fréquences de résonance pour permettre l'adaptation de l'antenne sur la bande WiFi et sur la bande WiMax. Ces études modales faites, elles ont été validées par des études électromagnétiques. Puis, deux des résonateurs étudiés ont été placés orthogonalement sur une carte PCB de la taille d'un terminal mobile de type tablette. Finalement, le système antenneur occupe une surface de 30 mm x 41 mm sur la carte et est adapté sur les trois bandes souhaitées pour les deux accès. Une étude similaire a été ensuite faite sur une carte PCB de la taille d'un terminal mobile « classique ». L'antenne reste adaptée sur les trois bandes, cependant, l'efficacité totale et donc le gain réalisé ont diminué. Malgré cette diminution, le gain réalisé de l'antenne étudiée reste supérieur à celui spécifié par les différentes applications. Cette antenne peut donc être intégrée dans tout type de terminal mobile. L'application de techniques de diversité a ensuite pu être possible du fait de l'intégration des deux résonateurs. Le coefficient de corrélation a été calculé en fonction de la fréquence sur les trois bandes d'adaptation mettant en évidence la reconfiguration du diagramme de rayonnement en canal isotrope. Finalement, le gain de diversité a été caractérisé en chambre réverbérante, les valeurs de ce dernier montrent clairement l'intérêt de l'intégration de deux résonateurs.

Ce chapitre montre que malgré la miniaturisation acquise, le fonctionnement en mode DRA n'est obtenu qu'aux fréquences WiFi et WiMax. Le fonctionnement sur la bande haute de la bande DVB-H n'a été possible qu'en méandrant un monopôle. L'idée est alors de méandrer davantage ce monopôle afin de miniaturiser davantage le système antenneur. En contrepartie, cela entraînera une augmentation du facteur de qualité et donc l'obtention d'une faible bande passante, le haut de la bande DVB-H ne pourra donc plus être couverte.

Une alternative est d'utiliser un matériau magnéto-diélectrique. En effet, le chapitre 1 a montré que l'utilisation d'un tel matériau permet d'augmenter la bande passante. Le chapitre

suivant s'attachera à montrer l'avantage d'utiliser un matériau magnéto-diélectrique au sein d'une antenne couvrant la bande haute de la bande DVB-H.

VI - Bibliographie du chapitre 3

- [1] R.G. Vaughan and J.B. Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol.36, no.4, pp. 149- 172, Nov 1987
- [2] Diallo, A.; Luxey, C.; Le Thuc, P.; Staraj, R.; Kossiavas, G.; , "Enhanced diversity antennas for UMTS handsets," *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on* , vol., no., pp.1-5, 6-10 Nov. 2006
- [3] TOUNOU Charles. *Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts : mesures de performances en environnement réel*, Thèse de doctorat : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique. Limoges : Université de Limoges, 2008

Chapitre IV

ANTENNE A BASE DE MATERIAUX MAGNETO-DIELECTRIQUES

I - INTRODUCTION	130
II - UTILISATION D'UN MATERIAU MAGNETO-DIELECTRIQUE POUR UNE APPLICATION ANTENNAIRE	130
<i>II.1 - Antenne patch imprimée sur un substrat sans perte</i>	<i>130</i>
<i>II.2 - Effet des pertes du substrat.....</i>	<i>134</i>
III - METHODE DE CONCEPTION D'UNE ANTENNE MEANDRE A BASE DE MATERIAUX MAGNETO-DIELECTRIQUE.....	136
<i>III.1 - Méthode de conception.....</i>	<i>136</i>
<i>III.2 - Contribution du matériau magnéto-diélectrique dans le cas d'une antenne méandre.....</i>	<i>141</i>
IV - STRUCTURE FINALE ET RECONFIGURATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT – PERFORMANCES DE LA STRUCTURE ANTENNAIRE.....	143
<i>IV.1 - Intégration d'un second élément rayonnant.....</i>	<i>143</i>
<i>IV.2 - Performances de la structure antennaire</i>	<i>146</i>
IV.2.1 - Structure finale de l'antenne et conception du prototype	146
IV.2.2 - Comparaison des résultats mesurés et simulés - Analyse.....	147
IV.2.2.1 - Comparaison des paramètres S mesurés et simulés.....	147
IV.2.2.2 - Analyse du décalage fréquentiel obtenu.....	148
IV.2.2.3 - Comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés	149
IV.2.2.4 - Comparaison du gain réalisé et de l'efficacité totale en simulation et en mesure	151
IV.2.2.5 - Analyse de l'influence des dimensions du plan de masse.....	153
IV.2.3 - Performances en diversité	155
IV.2.3.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe.....	155
IV.2.3.2 - Gain de diversité effectif en canal isotrope.....	156
V - CONCLUSION.....	157
VI - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4.....	159

I - Introduction

Le chapitre précédent a montré une antenne dont le fonctionnement en mode DRA n'était obtenu qu'aux fréquences WiFi et WiMax. Le fonctionnement sur le haut de la bande DVB-H était une résonance quart d'onde du monopôle chargé par le diélectrique.

Ce quatrième chapitre s'intéressera à méandrer davantage ce monopôle afin d'obtenir un élément rayonnant plus miniature. Cependant, la miniaturisation poussée de ce type d'antenne s'accompagnera d'une augmentation du facteur de qualité et interdira donc l'obtention de la bande passante suffisante pour couvrir le haut de la bande DVB-H. En considérant l'état de l'art présenté dans le premier chapitre et les papiers [1-5], l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique se voit comme une bonne alternative.

Une première partie montrera l'apport de l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique dans un système antenne et l'influence de ses pertes, en termes de bande passante, de gain et d'efficacité. Nous nous intéresserons ensuite à la méthode de conception d'une antenne à base d'un matériau magnéto-diélectrique. Cette étude se fera en s'appuyant sur la collaboration entre le laboratoire Xlim et le LabSticc dans le cadre du projet ANR NAOMI. Cette collaboration permettra notamment la fourniture des matériaux magnéto-diélectriques par le LabSticc dans le cadre de leurs activités de recherche. Les performances de la structure antenne seront montrées et comparées au cas d'un matériau purement diélectrique. Un autre objectif étant d'avoir un diagramme de rayonnement reconfiguré, nous verrons comment intégrer un second élément rayonnant au sein de la structure antenne. Les performances du système antenne seront évaluées et analysées aussi bien en simulation qu'en mesure. Finalement une dernière partie s'attachera à montrer ses performances en diversité. Dans ce cadre, le coefficient de corrélation et le gain de diversité effectif seront calculés.

II - Utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique pour une application antenne

Cette partie partira de l'étude faite au premier chapitre sur l'antenne patch imprimée sur un substrat magnéto-diélectrique sans perte. Nous détaillerons dans un premier temps cette étude puis analyserons l'effet des pertes du substrat sur les performances de l'antenne.

II.1 - Antenne patch imprimée sur un substrat sans perte

Les pertes influençant de manière considérable les performances d'une antenne, ce paragraphe ne considèrera que des matériaux sans perte. De cette façon, les augmentations ou

diminutions de bandes passantes ne pourront être dues qu'à la permittivité et/ou perméabilité du substrat.

Une relation remarquable du chapitre 1 est celle de la bande passante donnée par Hansen et Burke en fonction de ϵ_r et μ_r de l'antenne patch excitée sur son mode fondamental [6] :

$$BW \approx \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2(4 + 17\sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r})}} \quad (1)$$

En considérant cette équation, la Figure 1 montre l'évolution de la bande passante de l'antenne telle que $f_0=700$ MHz en fonction de ϵ_r et μ_r .

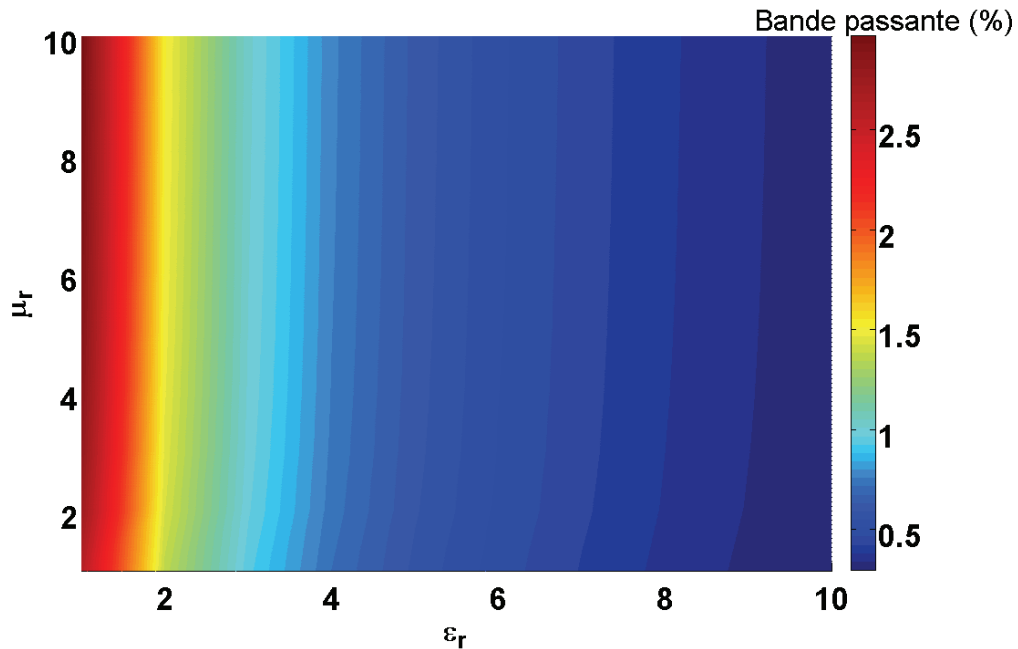


Figure 1 : Evolution de la bande passante de l'antenne telle que $f_0=700$ MHz en fonction de ϵ_r et μ_r

Cette figure souligne le fait que pour un μ_r fixé, lorsque ϵ_r augmente, la bande passante diminue. Par contre pour un ϵ_r fixé, la bande passante augmente lorsque μ_r augmente. Il est à noter que cette relation est donnée à f_0 et h fixées ce qui implique que les dimensions (la longueur et la largeur) du patch sont des variables.

Nous allons maintenant prendre le problème différemment. Tout comme dans le chapitre 1, nous considérons une antenne patch carrée avec des dimensions fixes, imprimée sur un substrat sans perte. Dans ce cas, la hauteur est fixée à 3mm et la longueur (égale à la

largeur) à 62mm. Les Figure 2 et Figure 3 représentent respectivement les évolutions de la bande passante et de la fréquence d'adaptation en fonction de ϵ_r et μ_r .

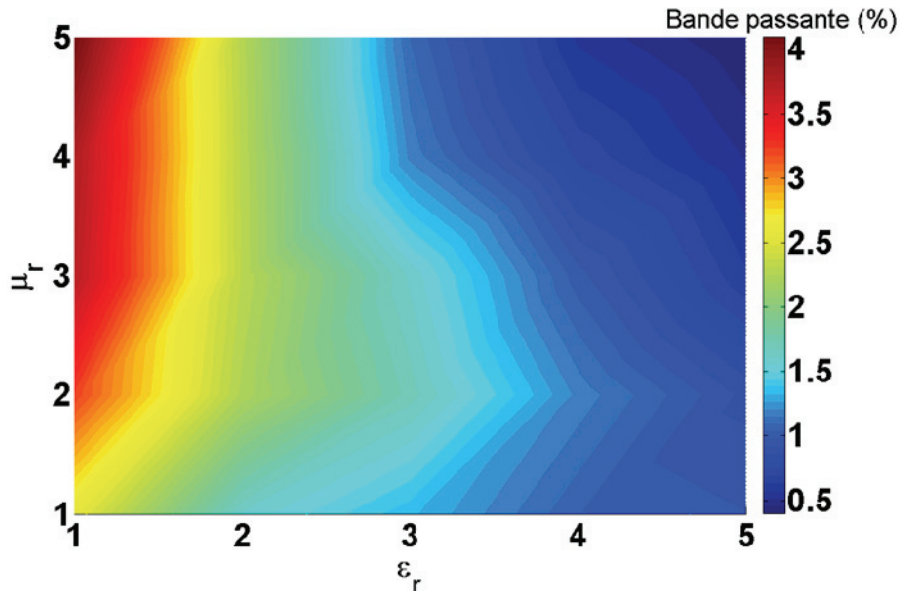


Figure 2 : Evolution de la bande passante en fonction de ϵ_r et μ_r .

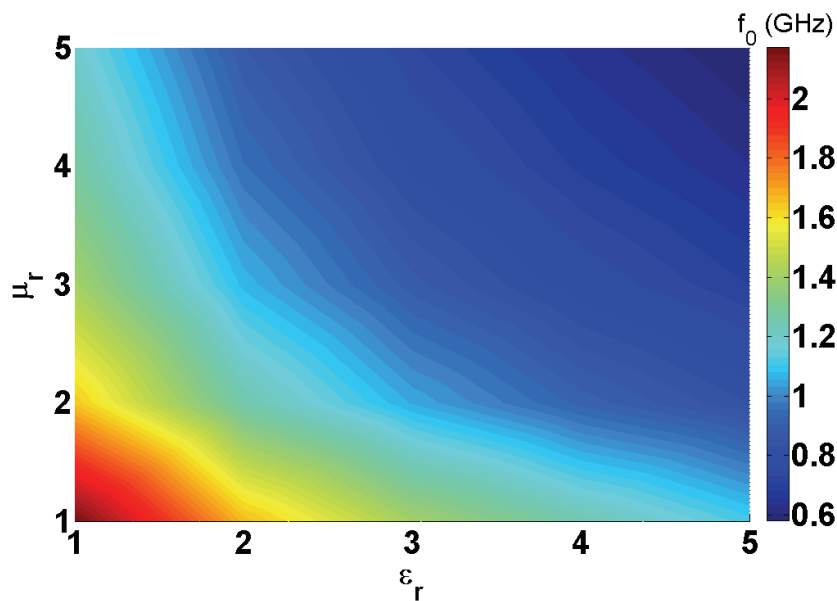


Figure 3 : Evolution de la fréquence d'adaptation en fonction de ϵ_r et μ_r .

Ces figures résultent d'un grand nombre de simulations. En effet, pour chaque couple (ϵ_r, μ_r) , les conditions aux limites au niveau des faces latérales changent, les configurations des champs E et H sont alors modifiées et il est donc nécessaire d'optimiser l'excitation du patch à chaque fois afin de bien exciter le mode. La Figure 2 montre que pour des valeurs de permittivité relativement faibles ($\epsilon_r < 3$), la bande passante augmente lorsque μ_r augmente. Cependant, pour des valeurs de permittivité supérieures, la bande passante est quasiment

constante lorsque μ_r augmente. La bande passante est donc soit augmentée soit constante quand dans un même temps la fréquence d'adaptation est divisée par 2.

Considérons le cas d'une antenne patch dont la fréquence d'adaptation se situe autour de 700 MHz et comparons les performances d'une antenne imprimée sur un matériau magnéto-diélectrique à celles d'une antenne imprimée sur un matériau purement diélectrique. Pour avoir une même fréquence d'adaptation et donc une même réduction de taille, il faut choisir le substrat magnéto-diélectrique tel que $\epsilon_r = \mu_r = 4$ et le substrat purement diélectrique tel que $\epsilon_r = 13.8$. La Figure 4 représente les coefficients de réflexion de l'antenne dans ces deux cas.

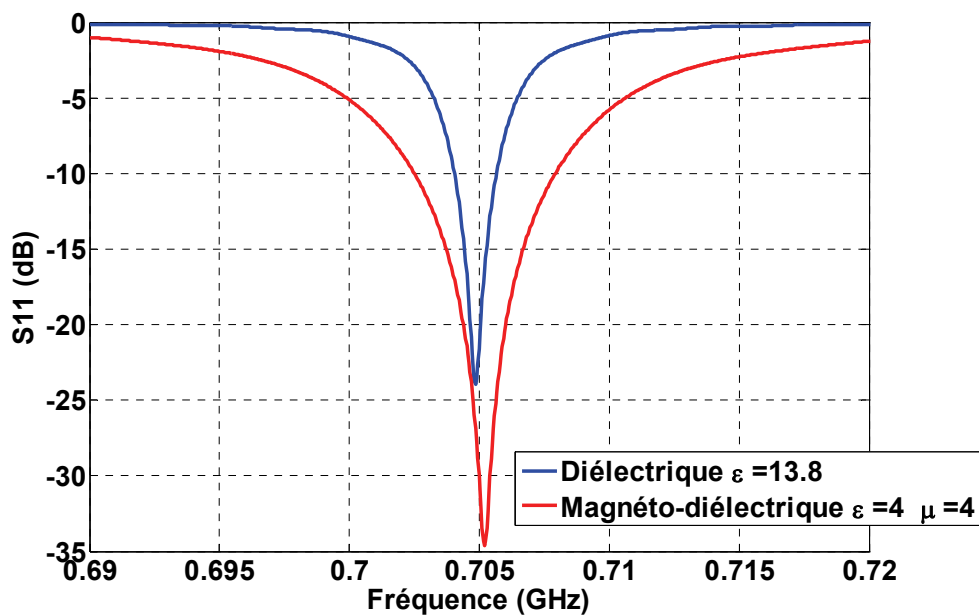


Figure 4 : Coefficients de réflexion de l'antenne patch adaptée à la même fréquence dans le cas d'un matériau magnéto-diélectrique et dans le cas d'un matériau purement diélectrique

La bande passante à -10 dB est égale à 0.23% dans le cas du substrat purement diélectrique et à 0.77% dans le cas du substrat magnéto-diélectrique. Les matériaux considérés étant sans perte, cette figure souligne donc le fait que la perméabilité seule permet d'augmenter la bande passante. En effet, celle-ci a été multipliée par un facteur égal à 3.35 en utilisant un matériau magnéto-diélectrique pour des antennes possédant des dimensions égales. Le Tableau 1 résume les différentes performances de ces deux antennes.

ϵ	μ	f_0 (MHz)	f_r (MHz)	BP(%)	D(dBi)	$G_{\text{intrinsèque}}$ (dB)	G_r (dB)	Eff_r (%)	Eff_t (%)
13.8	1	704.9	704.4	0.23	4.92	4.8	4.87	99.2	98.8
4	4	705.2	700.4	0.77	4.86	4.83	4.82	99.3	99.2

Tableau 1 : Performances de l'antenne patch pour un matériau magnéto-diélectrique et pour un matériau purement diélectrique

Ainsi, les matériaux magnéto-diélectriques permettent d'augmenter la bande passante d'une antenne patch. Les matériaux étant considérés sans perte, il est normal que les directivités et les gains intrinsèques et réalisés soient quasiment identiques. La conclusion est identique pour les efficacités rayonnées et totales.

En réalité, les matériaux magnéto-diélectriques possèdent des pertes non négligeables. C'est l'objet du paragraphe suivant.

II.2 - Effet des pertes du substrat

Toute l'étude précédente a été consacrée à montrer l'influence de la perméabilité μ_r sur une antenne patch et pour montrer l'apport réel de cette perméabilité, les matériaux étaient pris sans perte.

Il est bien évident que les pertes augmentent la bande passante de l'antenne comme le montre la Figure 5 qui représente l'évolution de la bande passante en fonction des tangentes de pertes diélectriques et magnétiques dans le cas de l'antenne patch carrée précédente de côté 62 mm et de hauteur 3 mm.

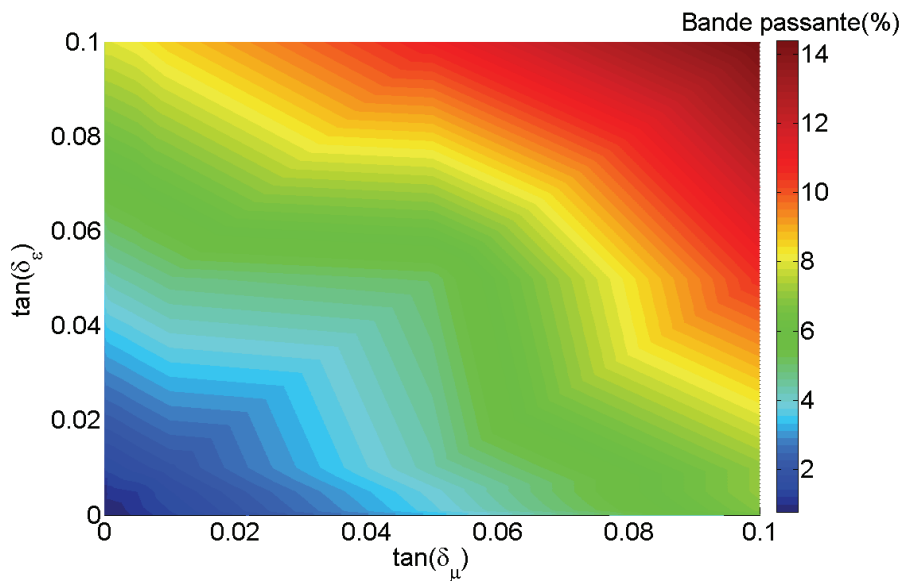


Figure 5 : Evolution de la bande passante en fonction des tangentes de pertes diélectriques et magnétiques

En contrepartie de l'augmentation de la bande passante, ces pertes détériorent le gain de l'antenne et donc son efficacité totale.

Afin de montrer la perte de gain en fonction des différentes tangentes de pertes et en s'affranchissant de l'adaptation de l'antenne (pouvant contribuer à une diminution du gain de l'antenne), la Figure 6 montre l'évolution de la différence entre la directivité et le gain intrinsèque en fonction des tangentes de pertes diélectriques et magnétiques.

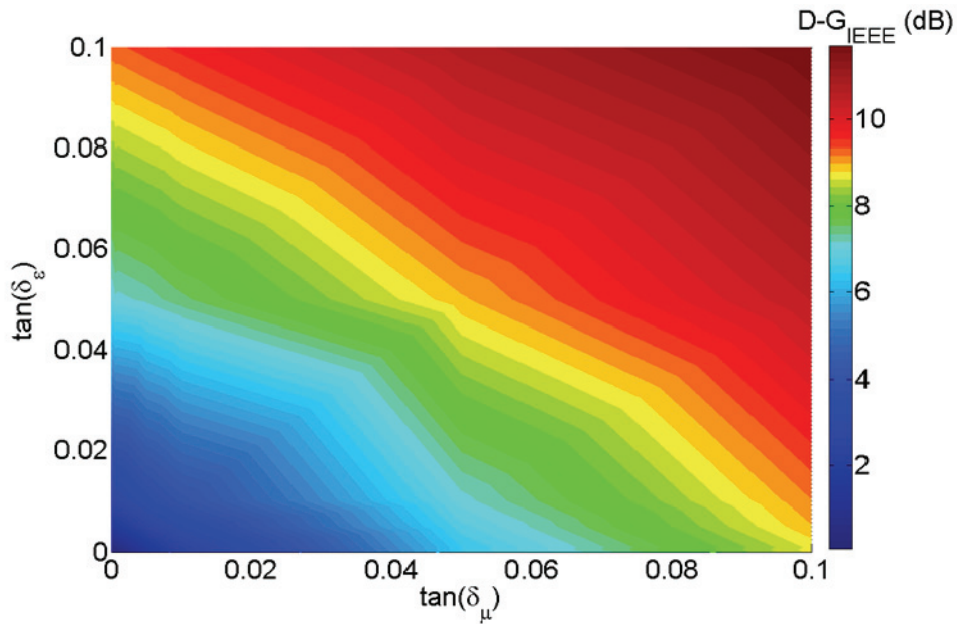


Figure 6 : Evolution de la différence entre la directivité et le gain intrinsèque en fonction des tangentes de pertes diélectriques et magnétiques

Cette figure souligne le fait que les pertes magnétiques engendrent une perte de gain moins importante que les pertes diélectriques. Concernant l'efficacité totale de l'antenne patch, la Figure 7 montre l'évolution de l'efficacité totale en fonction des pertes diélectriques et magnétiques. L'efficacité totale prend en compte l'adaptation de l'antenne, c'est pourquoi une optimisation de la sonde d'excitation a été faite pour chaque simulation afin que l'antenne patch soit adaptée avec un S11 inférieur à -20 dB.

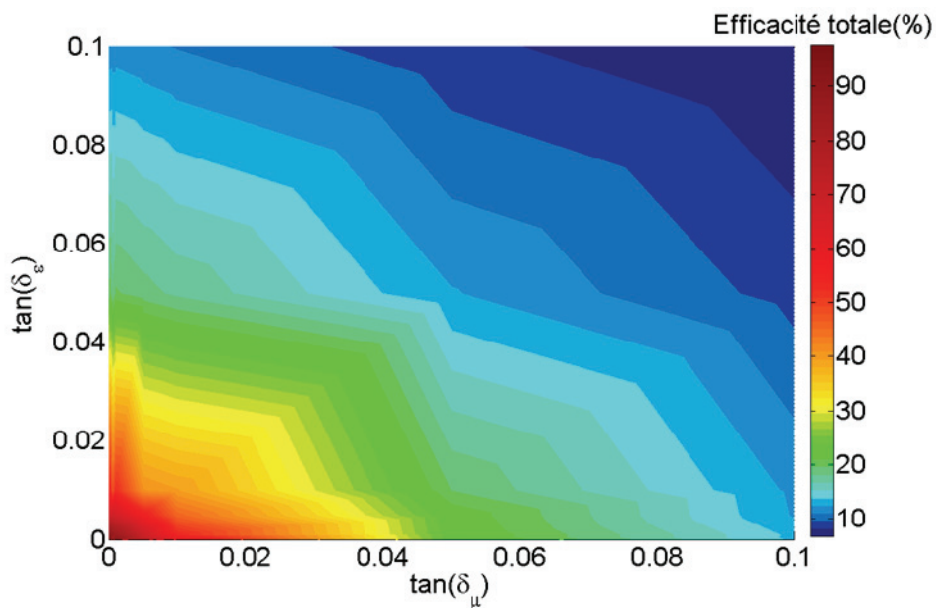


Figure 7 : Evolution de l'efficacité totale en fonction des tangentes de pertes diélectriques et magnétiques

De même que pour le gain, cette figure souligne le fait que les pertes diélectriques détériorent davantage l'efficacité totale de l'antenne.

Cette étude a permis de montrer tous les avantages à utiliser un matériau magnéto-diélectrique au sein d'une antenne patch. Cependant, malgré tous ces avantages, l'antenne patch possède des dimensions beaucoup trop importantes pour l'application visée. Il convient donc de développer une structure plus miniature.

III - Méthode de conception d'une antenne méandre à base de matériaux magnéto-diélectrique

L'apport avéré de l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique pour l'élargissement de la bande passante dans le cas d'une antenne patch nous a conduits à étudier une autre structure d'antenne plus miniature à base d'un matériau magnéto-diélectrique.

III.1 - Méthode de conception

La structure de l'antenne étudiée ici est basée sur le principe de l'antenne IFA présentée dans le premier chapitre. Rappelons que la bande visée est le haut de la bande DVB-H allant de 790 MHz à 862 MHz. Dans cette optique, une antenne IFA classique aurait des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/4 \approx 90\text{mm}$ pour quelques pourcents de bande passante. Au regard des contraintes imposées par le terminal mobile, de telles dimensions et une faible bande passante ne sont pas envisageables. Afin de contourner ce problème de taille, le monopôle sera replié. Il est à noter que plus le monopôle sera replié, plus la bande passante sera faible, c'est pourquoi nous avons choisi de replier directement le monopôle autour d'un matériau magnéto-diélectrique afin d'améliorer la bande passante.

Concernant le choix du matériau, le LabSticc, laboratoire partenaire du projet NAOMI a conçu plusieurs matériaux magnéto-diélectriques présentant un caractère magnéto-diélectrique jusqu'à 1 GHz. Selon la composition de chaque matériau, ils possèdent des pertes plus ou moins importantes notamment au-delà de 700 MHz où certains de ces matériaux présentent des tangentes de pertes magnétiques supérieures à 0.2. Le choix du matériau s'est donc tourné vers celui qui présentait le moins de pertes dans la bande [790 MHz – 862 MHz]. Ce matériau a été réalisé par la synthèse chimique de ferrite spinelle sous forme de poudre nanométrique. Les traitements thermiques appliqués après la mise en forme de la pièce conduisent à l'obtention d'un matériau dont la structure se situe entre celle d'une céramique et celle d'un composite à teneur élevée en ferrite. Ce caractère composite confère au milieu ainsi obtenu des propriétés électromagnétiques intéressantes jusqu'à 0.7 GHz, associant une

perméabilité et une permittivité à des tangentes de pertes satisfaisantes. Les propriétés électromagnétiques du matériau utilisé, le $\text{Ni}_{0,5}\text{Zn}_{0,3}\text{Co}_{0,2}\text{Fe}_2\text{O}_4$, sont représentées Figure 8 [7-10].

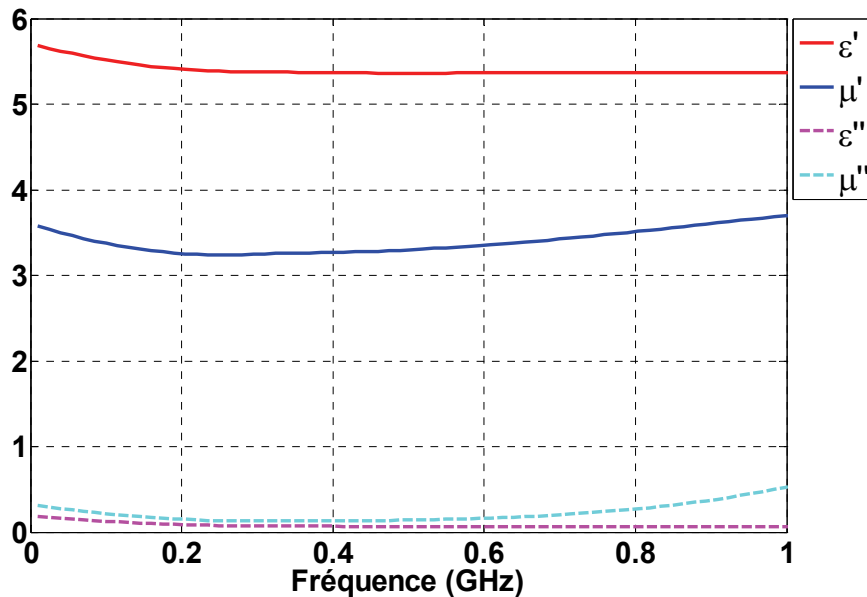


Figure 8 : Caractéristiques électromagnétiques du matériau magnéto-diélectrique fabriqué au LabSticc

Ce matériau possède une permittivité ϵ' autour de 5.5 pour une tangente de perte environ égale à 0.01 et une perméabilité μ' autour de 3.5 pour une tangente de perte se situant entre 0.07 et 0.09 sur le haut de la bande DVB-H. Ces valeurs de ϵ' et μ' permettront la diminution de la longueur électrique de l'élément rayonnant sans être trop élevées pour ne pas trop réduire la bande passante.

Comme évoqué dans le chapitre 1, l'antenne IFA est une antenne ILA dont l'adaptation a été ajustée avec un retour à la masse. Pour concevoir une telle antenne, il est nécessaire d'optimiser plusieurs paramètres. L'antenne IFA étudiée et les paramètres à ajuster sont représentés sur la Figure 9. Elle est alimentée par une ligne coplanaire imprimée sur un substrat FR4 et présentant une impédance de 50Ω . Cette ligne est elle-même excitée par une sonde coaxiale présentant une impédance de 50Ω . La face supérieure du substrat FR4 est démetallisée à l'endroit où se situe l'antenne, il en est de même pour sa face inférieure.

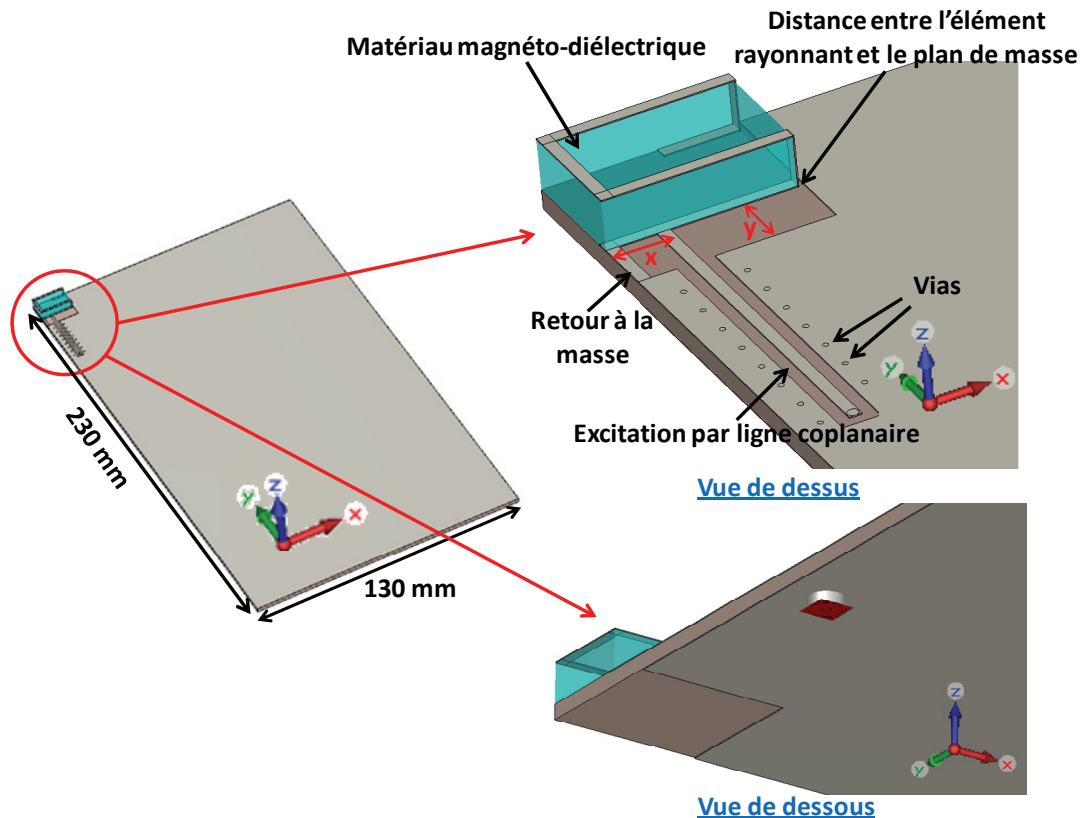


Figure 9 : Antenne IFA étudiée et ses paramètres à ajuster

Cette antenne est composée d'un ruban métallique replié autour du matériau magnéto-diélectrique défini précédemment. Plusieurs paramètres permettent de fixer la fréquence de travail de l'antenne et d'ajuster son adaptation:

- Le premier paramètre est la longueur du ruban métallique chargé par le matériau magnéto-diélectrique, elle détermine la fréquence de résonance.

- Les dimensions du matériau (sa longueur, sa largeur et sa hauteur) permettent d'espacer les méandres. Plus ils seront espacés, plus la partie réelle de l'impédance d'entrée sera faible et plus la bande passante sera importante.

- L'excitation est une ligne coplanaire présentant une impédance de 50Ω . La distance x présentée Figure 9 entre cette ligne et le retour à la masse joue un rôle primordial. En effet, il est important d'exciter l'antenne là où le courant est le plus faible.

- Le paramètre y présentée Figure 9 aura une influence sur la partie réelle et sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne. Il sera choisi pour être le plus petit possible (par soucis de l'encombrement global du système antennaire).

- Dans le cas de cette structure antennaire, un autre paramètre à optimiser est la distance entre le brin métallique et le plan de masse (comme le montre la Figure 9). En effet,

un fort effet capacitif est créé entre le ruban métallique et le plan de masse permettant d'augmenter la capacité globale de l'antenne et ainsi de réduire sa fréquence de résonance.

Les deux derniers paramètres ont une influence à la fois sur la fréquence de résonance mais également sur le facteur de qualité rayonné de l'antenne. La longueur du ruban métallique, quant à elle, n'influence que la fréquence de résonance. Il est à noter que la largeur du ruban n'a pas d'influence majeure sur le fonctionnement de l'antenne, elle sera choisie égale à 1mm.

Toutes les optimisations étant effectuées, nous aboutissons à la structure présentée Figure 10 avec $x=5\text{mm}$, $y=5\text{mm}$ et la distance entre l'élément rayonnant et le plan de masse est égale à 0.5mm.

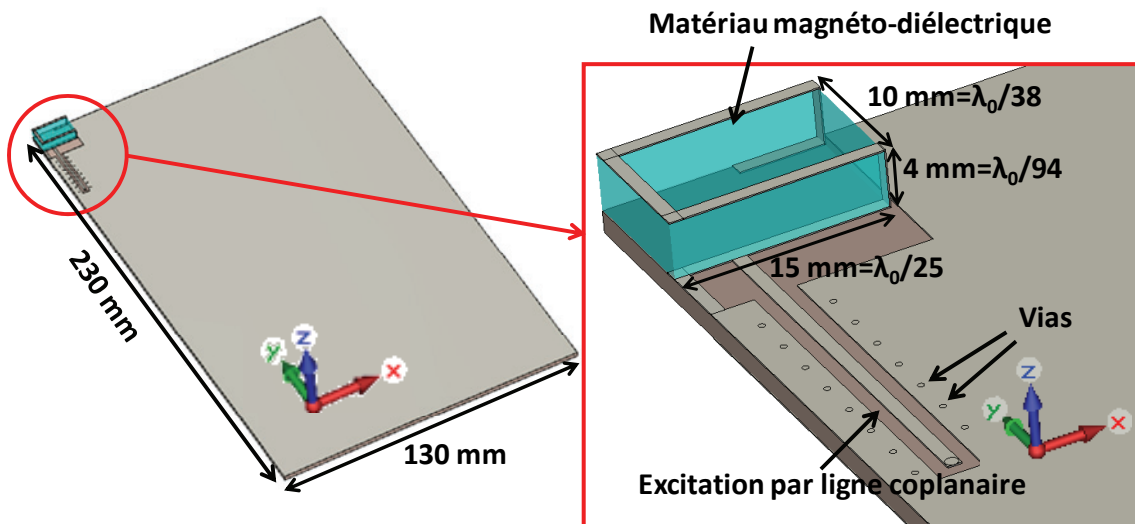


Figure 10 : Structure de l'antenne IFA et ses dimensions finales

Cette structure antennaire est simulée sous CST Microwave Studio. Afin d'avoir des résultats reflétant le plus précisément la réalité, les caractéristiques réelles du matériau présentées Figure 8 sont entrées dans le simulateur. L'impédance d'entrée de cette structure antennaire est représentée Figure 11 et son coefficient de réflexion Figure 12.

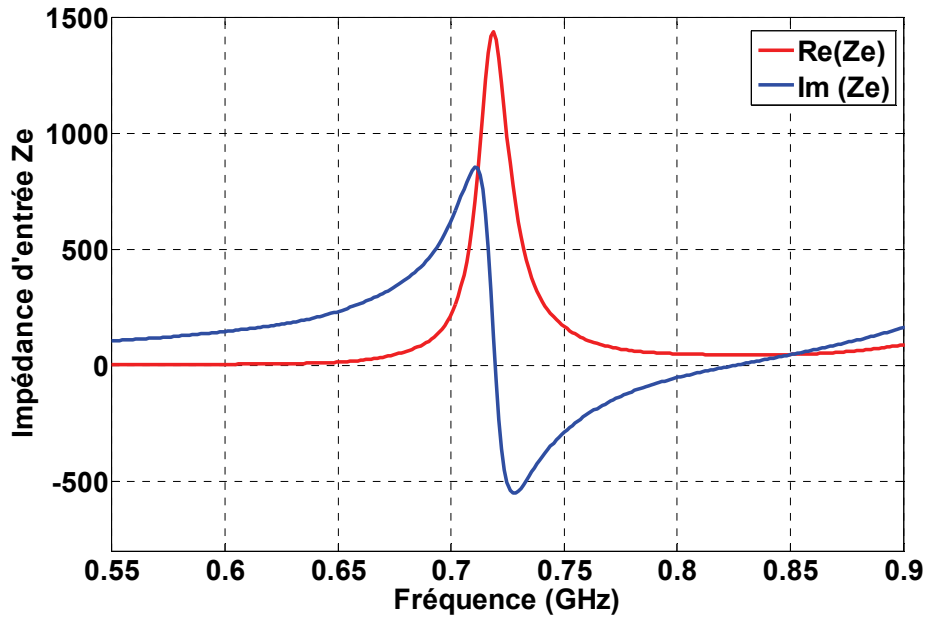


Figure 11 : Impédance d'entrée de l'antenne

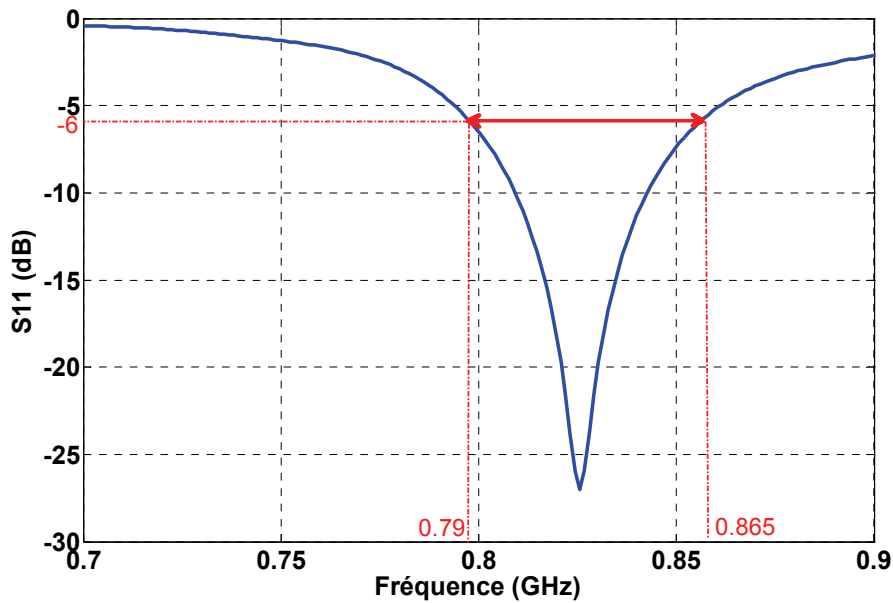


Figure 12 : Coefficient de réflexion de l'antenne

Ainsi, cette antenne est adaptée sur le haut de la bande DVB-H à -6dB. Il est à noter que comme dans le cas de l'antenne présentée dans le deuxième chapitre, une adaptation à -6dB peut être suffisante car l'application DVB-H ne requiert pas un gain réalisé trop important. Cependant, les tangentes de pertes du matériau utilisé ici sont plus élevées engendrant une perte du gain réalisé. Il est donc nécessaire de regarder l'évolution de ce gain réalisé sur la bande de fréquence de travail (Figure 13).

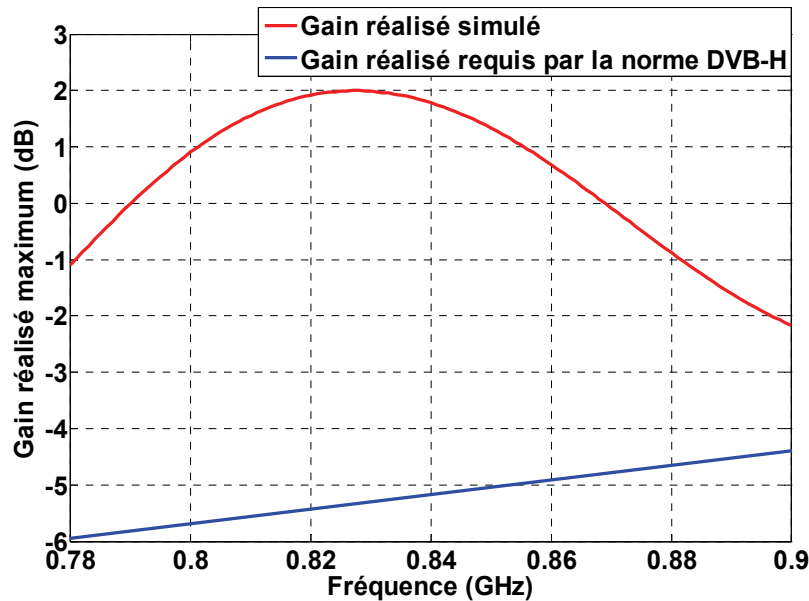


Figure 13 : Gain réalisé maximum de l'antenne et celui défini par la norme DVB-H

Ainsi, sur la bande [790 MHz – 862 MHz], le gain réalisé reste toujours supérieur à 0 dB. Il est donc largement supérieur à celui requis par la norme DVB-H malgré l'utilisation d'un matériau à pertes magnéto-diélectriques.

Afin de poursuivre et de compléter l'étude précédente sur l'apport de l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique, il est intéressant de voir la contribution de celui-ci dans le cas de cette structure antennaire.

III.2 - Contribution du matériau magnéto-diélectrique dans le cas d'une antenne méandre

L'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique dans le cas d'une antenne patch s'est montrée très intéressante notamment en terme d'élargissement de la bande passante. Ce paragraphe montrera si l'apport est le même dans la structure antennaire présentée Figure 10. Pour cela, considérons la même structure (en conservant donc les mêmes dimensions) et étudions la dans trois cas différents :

- Cas d'un matériau diélectrique sans perte
- Cas d'un matériau magnéto-diélectrique sans perte
- Cas du matériau réalisé par le LabSticc, c'est-à-dire celui dont les caractéristiques électromagnétiques étaient présentées Figure 8.

La Figure 14 montre le coefficient de réflexion dans ces trois cas.

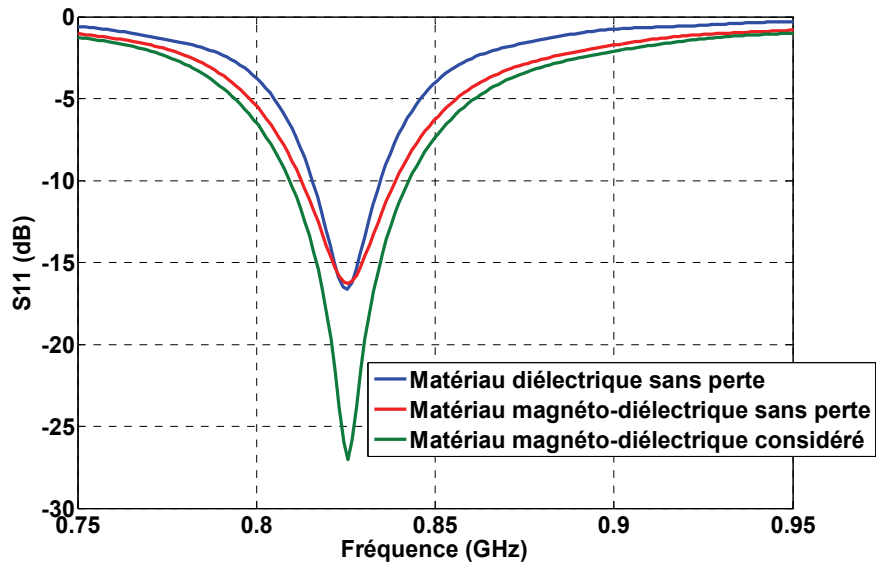


Figure 14 : Coefficients de réflexion de l’antenne adaptée à la même fréquence dans les trois cas présentés précédemment

Comme dans le cas de l’antenne patch, il a été nécessaire de réajuster la valeur de la permittivité ϵ_r du matériau diélectrique pour que la fréquence d’adaptation soit la même. Une permittivité telle que $\epsilon_r=17$ induit une fréquence d’adaptation égale à celle du matériau magnéto-diélectrique. La Figure 14 montre que la bande passante à -6dB passe de 4.12% dans le cas d’un matériau diélectrique sans perte à 5.93% pour le matériau magnéto-diélectrique sans perte. Ainsi, dans le cas de cette structure antennaire, tout comme dans le cas de l’antenne patch, l’utilisation d’un matériau magnéto-diélectrique permet également d’augmenter la bande passante. Les pertes permettent également d’augmenter la bande passante de l’antenne puisque celle-ci est égale à 7.14% dans le cas du matériau magnéto-diélectrique considéré dans le paragraphe précédent.

Concernant l’impact des pertes, le Tableau 2 répertorie les principaux résultats obtenus dans les trois cas considérés et dans le cas sans le matériau.

	Diélectrique sans perte	Magnéto-diélectrique sans perte	Magnéto-diélectrique considéré	Air
Fréquence d’adaptation	827 MHz	827 MHz	827 MHz	1.14 GHz
Bande passante (S11<-6dB)	4.12%	5.93%	7.14%	10%
Efficacité totale	98%	98%	76%	98%
Gain réalisé maximum	3.2 dB	3.2 dB	2.3 dB	3.2 dB

Tableau 2 : Performances de l’antenne dans les trois cas présentés précédemment

Ce tableau a été réalisé en ne considérant aucune perte pour le substrat FR4 de la carte PCB et en considérant des conducteurs parfaits pour les pistes. Une perte de 1.2 dB sur le gain réalisé maximum et une perte de 22% en efficacité totale sont constatées dues uniquement aux pertes du matériau magnéto-diélectrique. De plus, la comparaison avec le cas où il n'y a que de l'air à la place du matériau permet de montrer que la réduction de taille obtenue à l'aide du matériau est d'environ 30%.

L'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique a donc permis d'augmenter la bande passante de l'antenne étudiée dans ce paragraphe. De plus, les pertes en gain réalisé maximum et en efficacité ne sont pas excessives et loin d'être éliminatoire dans le cas de l'application DVB-H.

Les performances antennaires et l'apport du magnéto-diélectrique étant étudiées, un autre objectif est de reconfigurer le diagramme de rayonnement. Le gain réalisé obtenu satisfaisant largement la norme DVB-H, une solution envisageable est de placer de manière orthogonale un second élément rayonnant identique au premier comme ce fut le cas dans le chapitre précédent.

IV - Structure finale et reconfiguration du diagramme de rayonnement – Performances de la structure antennaire

Afin de reconfigurer le diagramme de rayonnement, un second élément rayonnant est intégré orthogonalement sur la carte PCB. Une précaution à prendre et à étudier est la distance entre les deux éléments. En effet, le couplage entre les deux éléments peut faire chuter considérablement le gain réalisé de la structure antennaire et celle-ci pourrait ne plus répondre aux exigences fixées par la norme DVB-H.

IV.1 - Intégration d'un second élément rayonnant

L'influence de la longueur d entre les deux éléments rayonnants (Figure 15) est étudiée dans ce paragraphe.

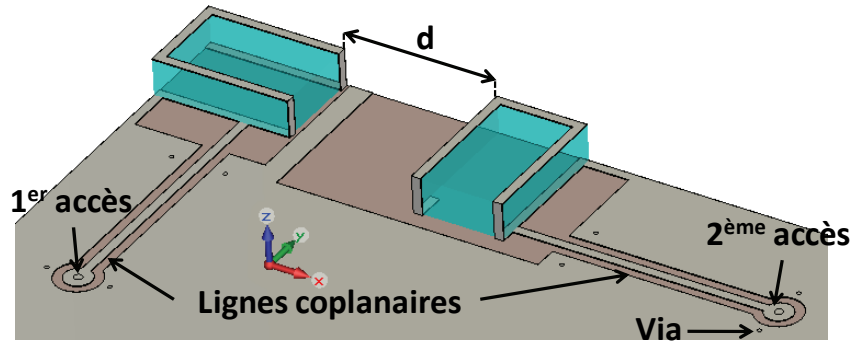


Figure 15 : Insertion d'un second élément rayonnant

Cette étude pour des valeurs telles que $4\text{mm} < d < 15\text{mm}$. Par souci de clarté, seuls les résultats pour ces deux extrema seront présentés. La Figure 16 présente les paramètres S de cette structure antennaire pour $d=15\text{mm}$ et $d=4\text{mm}$. Chacun des paramètres optimisés dans le cas de l'élément rayonnant seul a dû être réoptimisé pour de nouveau avoir la bande de fréquence de fonctionnement souhaitée. En effet, la proximité entre les deux éléments rayonnants a une influence directe sur les paramètres S, le rayonnement et l'efficacité de chacun d'entre eux.

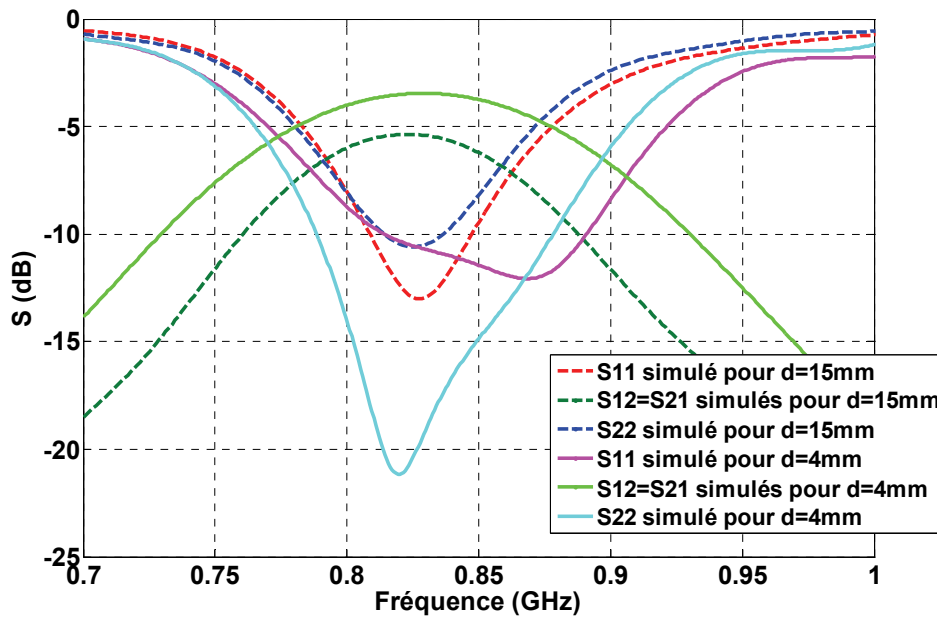


Figure 16 : Paramètres S pour $d=15\text{ mm}$ et pour $d=4\text{ mm}$

Ainsi, quelle que soit la distance d entre les deux éléments rayonnants, les paramètres S11 et S22 (concernant respectivement les accès 1 et 2) montrent que les deux éléments rayonnants sont adaptés avec un minimum de -6 dB sur la haut de la bande DVB-H allant de 790 MHz à 862 MHz .

Comme attendu, le couplage entre les éléments rayonnants augmente quand d diminue. Il reste donc à voir l'influence de cette distance d sur le gain réalisé maximum de l'antenne. La Figure 17 montre le gain réalisé maximum de la structure antennaire, pour chaque accès et pour les deux valeurs de d . Ces différents gains réalisés maximums sont également comparés à celui requis par la norme DVB-H.

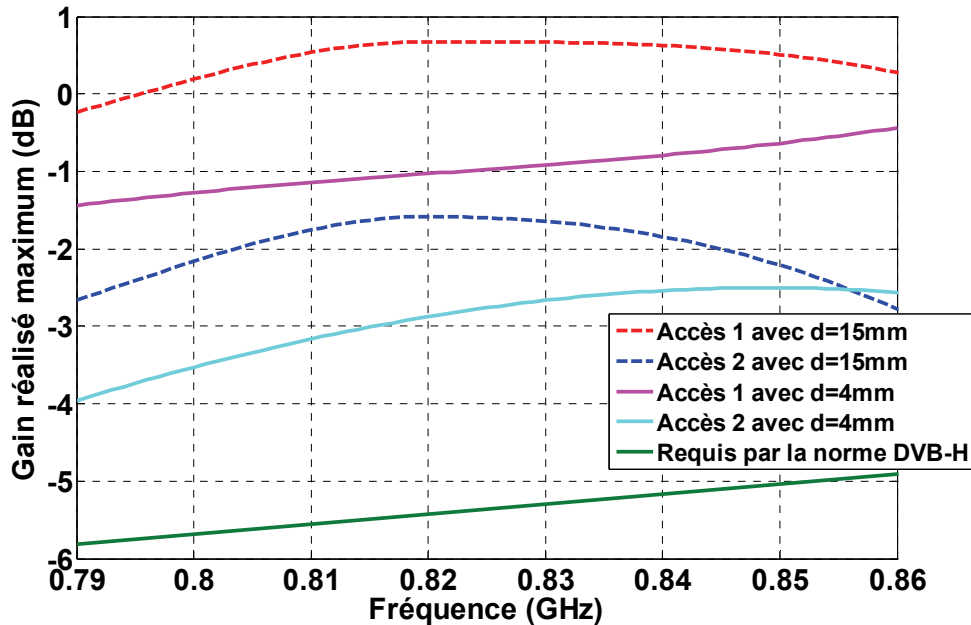


Figure 17 : Gains réalisés maximums pour $d=15\text{ mm}$ et pour $d=4\text{ mm}$

Bien évidemment, le couplage entre les deux éléments rayonnants implique une baisse du gain réalisé maximum. Cependant, en choisissant $d=4\text{mm}$, le gain réalisé maximum reste supérieur à celui fixé par la norme DVB-H.

Ainsi, en terme d'adaptation, de couplage et de gain réalisé maximum, le choix d'une distance telle que $d=4\text{mm}$ entre les deux éléments rayonnants est possible. Ce choix permet de réduire au maximum les dimensions globales allouées au système antennaire. Il est à noter que pour d'autres applications exigeant un gain réalisé maximum supérieur, un tel choix n'aurait pas été possible, et il aurait été préférable d'éloigner davantage les éléments rayonnants voire de n'en intégrer qu'un seul.

La structure finale étant fixée, il est donc possible de valider les résultats de simulation présentés précédemment avec la réalisation et la mesure du prototype.

IV.2 - Performances de la structure antennaire

Ce paragraphe présentera la structure finale de l'antenne, la conception et la mesure du prototype réalisé et ses performances. Celles-ci seront ensuite comparées avec celles obtenues en simulation.

IV.2.1 - Structure finale de l'antenne et conception du prototype

La structure finale de l'antenne est représentée Figure 18. Les deux éléments rayonnants sont distants de 4mm et sont successivement excités par une ligne coplanaire elle-même excitée par une sonde coaxiale.

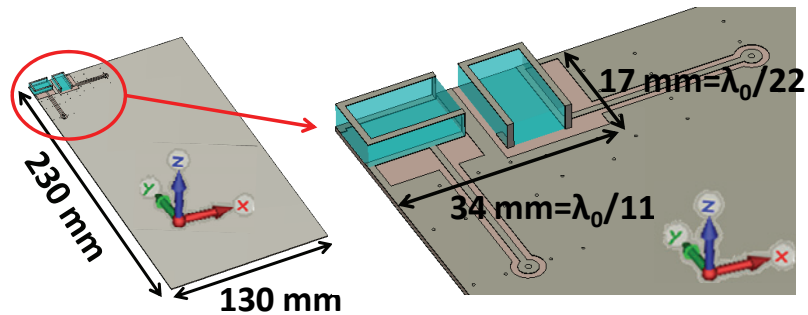


Figure 18 : Structure finale su système antennaire étudié

La structure antennaire globale a finalement des dimensions égales à 34mm x 17 mm x 4 mm soient des dimensions inférieures à $\lambda_0/11 \times \lambda_0/22 \times \lambda_0/94$ à 790 MHz.

Un prototype a été réalisé sur une plaque de substrat FR4 d'épaisseur 1.6 mm comme le montre la Figure 19. Les matériaux magnéto-diélectriques ont été fournis par le LabSticc.

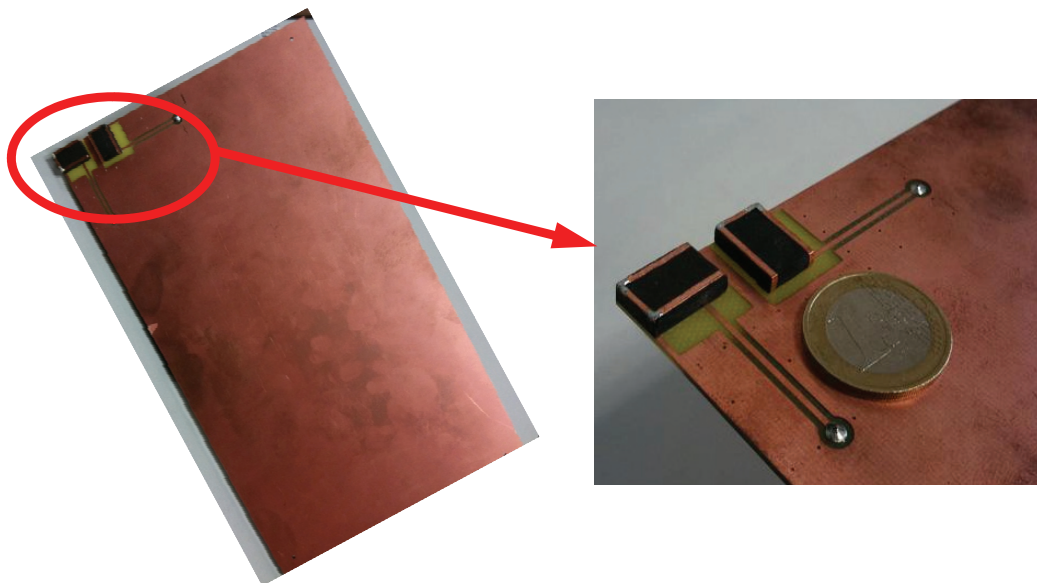


Figure 19 : Prototype de l'antenne

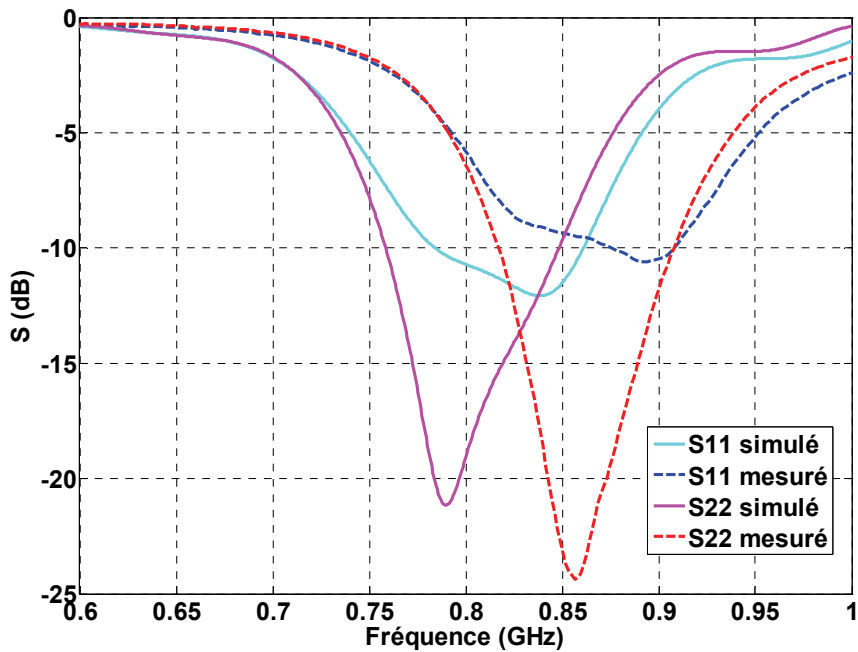
La réalisation du circuit imprimé a été faite au sein du laboratoire au moyen d'une machine à graver de la société LPKF S100. Pour le reste le ruban métallique replié a été réalisé avec ruban adhésif métallique découpé aux bonnes dimensions.

La mesure du prototype a été réalisée dans la Stargate SG24 du site d'ANOVO. Les résultats de ces mesures seront présentés dans le paragraphe suivant.

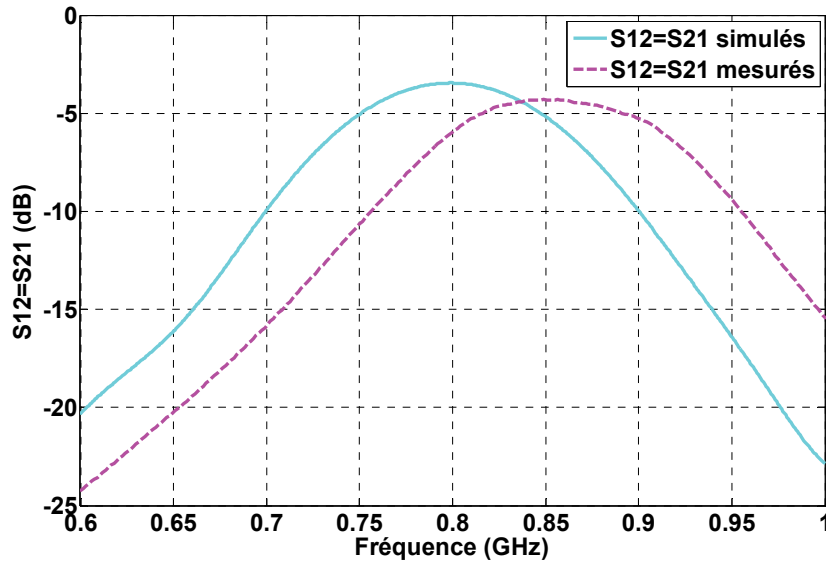
IV.2.2 - Comparaison des résultats mesurés et simulés - Analyse

IV.2.2.1 - Comparaison des paramètres S mesurés et simulés

Dans un premier temps les paramètres S de l'antenne ont été mesurés, ils sont représentés et comparés avec ceux obtenus en simulation comme le montre la Figure 20.



(a)



(b)

Figure 20 : Paramètres S_{11} et S_{22} mesurés et simulés (a) et paramètres $S_{12}=S_{21}$ mesurés et simulés (b)

Un décalage fréquentiel d'environ 50 MHz est observé entre les différents paramètres S mesurés et simulés. Ce décalage fréquentiel peut s'expliquer par la présence d'un gap d'air entre le ruban métallique entourant le matériau et le matériau. Le paragraphe suivant se consacrera à cette analyse.

IV.2.2.2 - Analyse du décalage fréquentiel obtenu

Une rétro-simulation présentant un gap d'air entre le ruban métallique et le matériau comme le présente la Figure 21 a été réalisée.

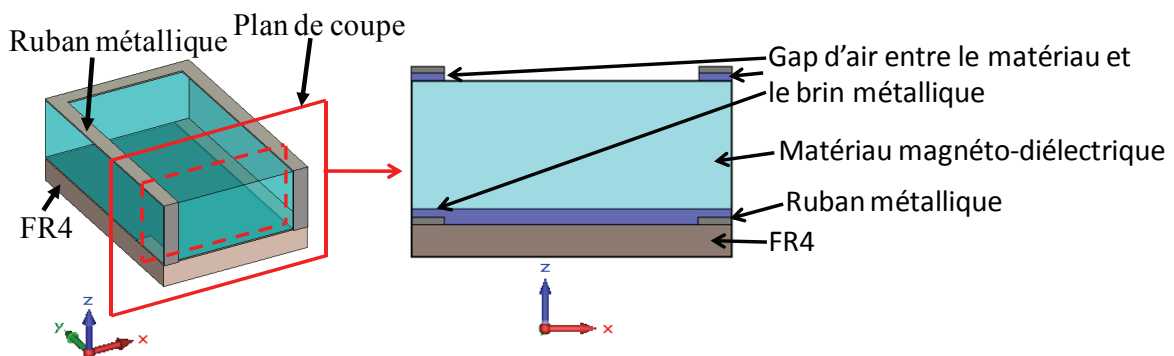


Figure 21 : Gap d'air entre le ruban métallique et le matériau

Tout comme dans le cas du chapitre précédent, il est nécessaire de mailler correctement ce gap d'air. Un mauvais maillage le rendrait invisible pour le simulateur. Après un paramétrage sur l'épaisseur du gap d'air, les paramètres S mesurés et simulés présentent

une très bonne adéquation lorsque l'épaisseur de ce gap est égale à 100 μm comme le montre la Figure 22.

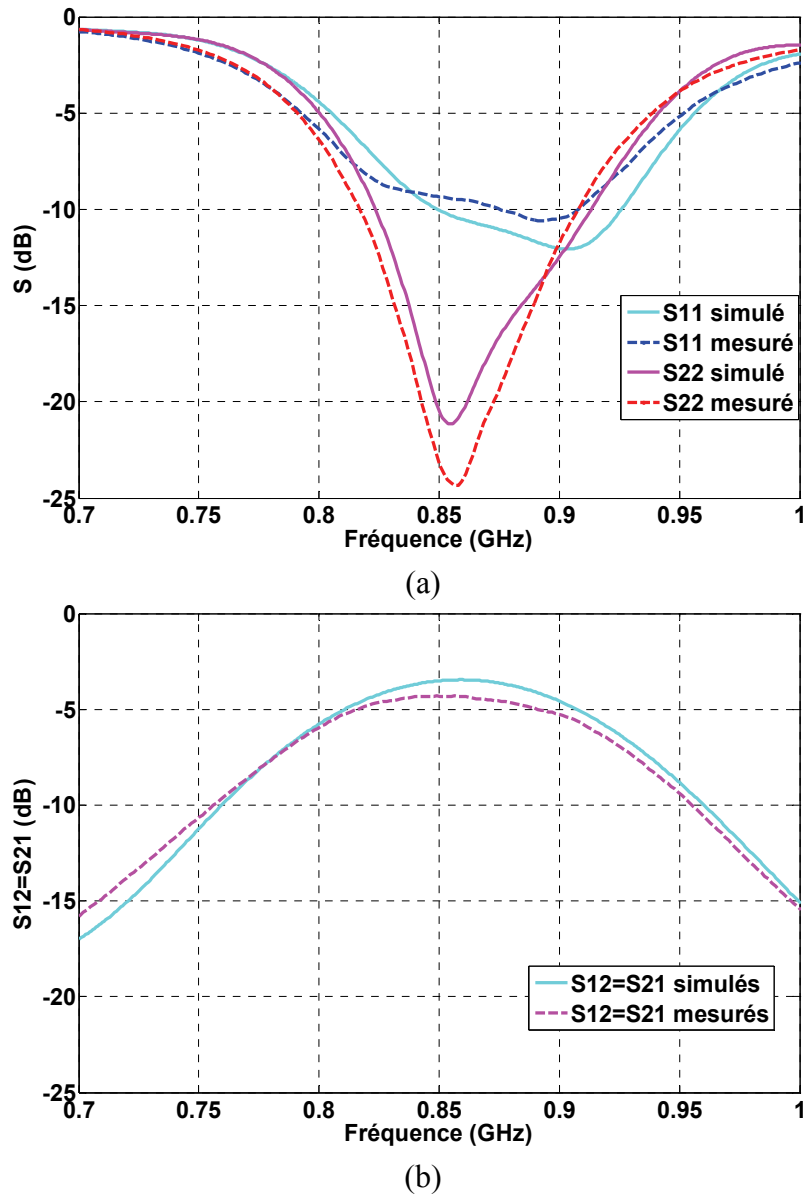


Figure 22 : Paramètres S_{11} et S_{22} mesurés et rétro-simulés (a) et paramètres $S_{12}=S_{21}$ mesurés et rétro-simulés (b)

Ainsi, tous les résultats issus d'une simulation présentés par la suite prendront donc en compte ce gap d'air de 100 μm .

IV.2.2.3 - Comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés

Les diagrammes de rayonnement ont également été caractérisés dans la Stargate SG24. Le Tableau 3 montre les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés à 830 MHz pour

chaque accès dans les plans $\varphi=0^\circ$, $\varphi=90^\circ$ et $\theta=90^\circ$ c'est à dire respectivement dans les plans xOz, yOz et xOy (plan du plan de masse) comme le montre la Figure 23.

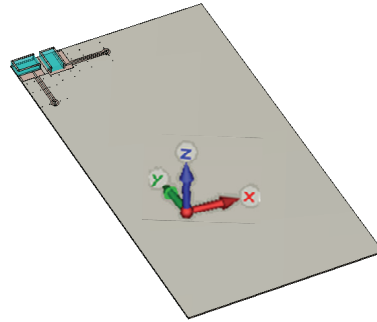


Figure 23 : Structure étudiée et directions des axes du repère

En rouge sont représentés les diagrammes de rayonnement simulés et en bleu les diagrammes de rayonnement mesurés.

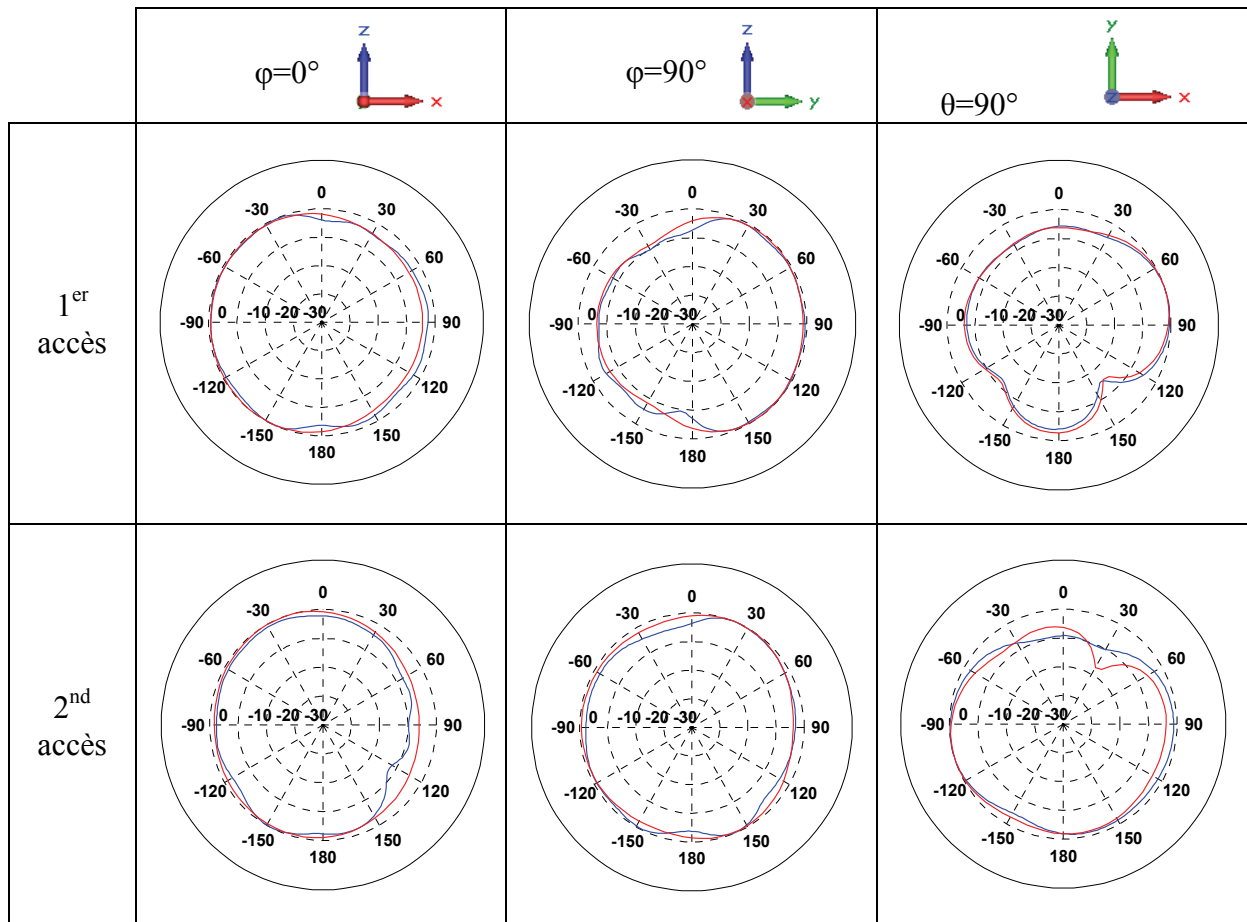


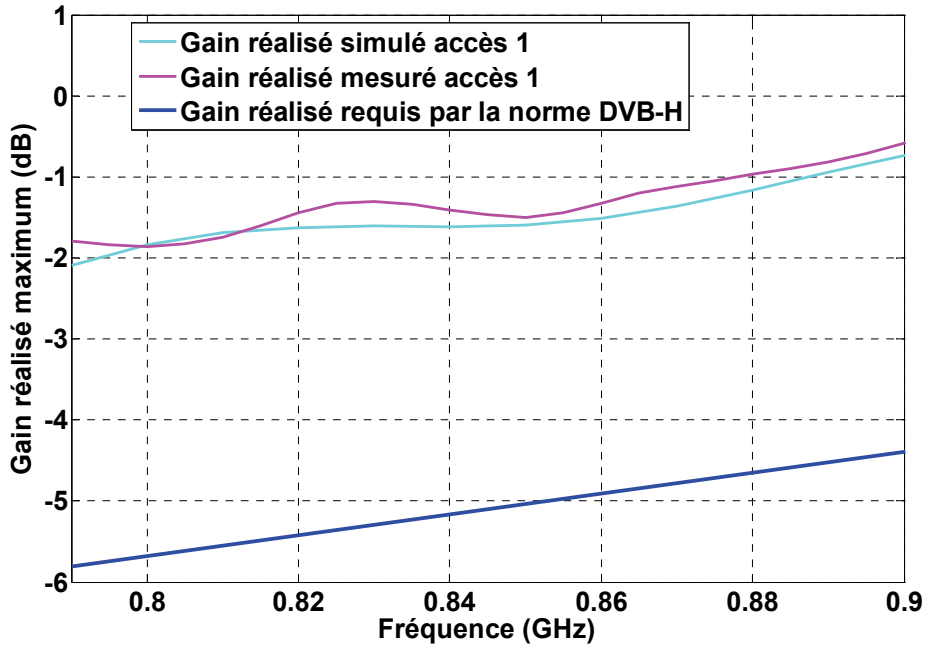
Tableau 3 : Diagrammes de rayonnement simulés (rouge) et mesurés (bleu)

Nous pouvons constater que selon le port excité les diagrammes de rayonnement sont différents sur la bande d'adaptation. Le diagramme de rayonnement semble donc être reconfiguré sur la bande d'adaptation, bien qu'il soit nécessaire de valider cela par le calcul du coefficient de corrélation, ce qui fera l'objet d'un paragraphe suivant.

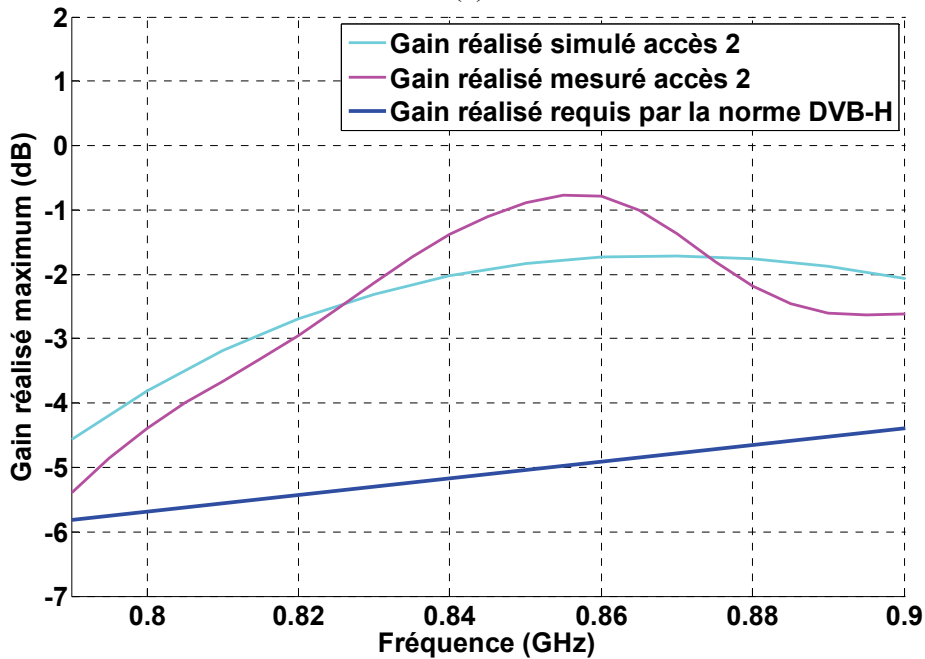
Maintenant que les diagrammes de rayonnement ont été montrés, les deux paragraphes suivants compareront respectivement les gains réalisés et les efficacités totales sur chaque accès.

IV.2.2.4 - Comparaison du gain réalisé et de l'efficacité totale en simulation et en mesure

La Figure 24 présente les gains réalisés simulés et mesurés pour chaque accès.



(a)



(b)

Figure 24 : Gains réalisés maximums mesurés et simulés pour l'accès 1(a) et pour l'accès 2 (b)

Plusieurs choses sont à remarquer :

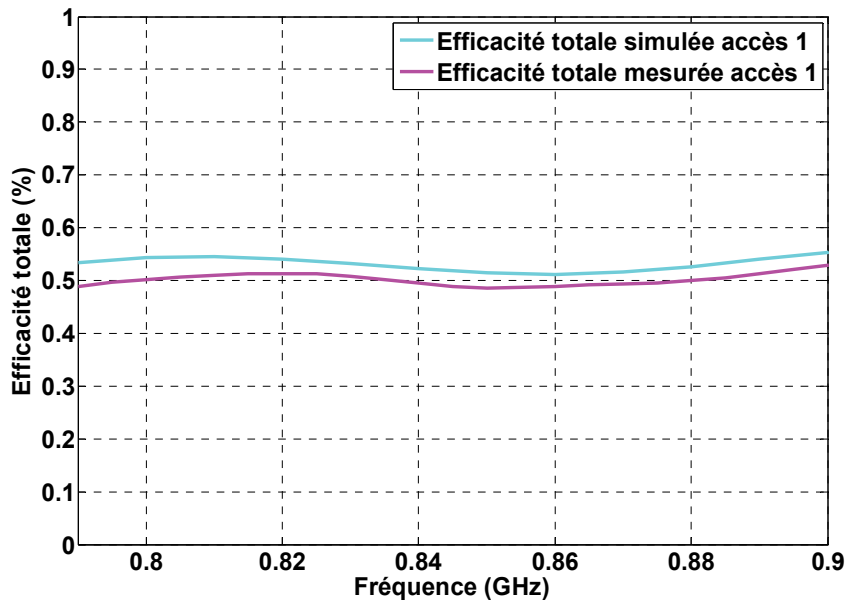
-Les gains réalisés mesuré et simulé pour l'accès 1 sont en bonne adéquation aux incertitudes (égales à 0.8 dB) de la chambre anéchoïde près.

-Les gains réalisés mesuré et simulé pour l'accès 2 présentent une différence d'environ 1 dB autour de 850 MHz. Il faut alors revenir au S22 pour trouver l'explication. Le S22 mesuré à 850 MHz est inférieur au S22 simulé à cette même fréquence, cela explique cette différence entre les gains réalisés mesuré et simulé.

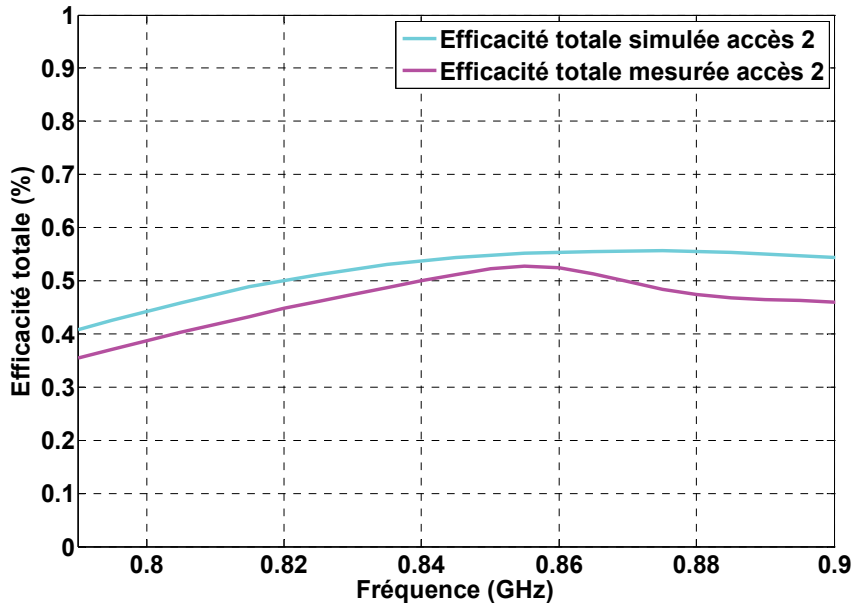
-Les gains réalisés maximums ne sont pas identiques selon le port excité. L'explication de ces résultats est identique à celle du chapitre précédent c'est-à-dire que la dimension du plan de masse vue par chaque élément rayonnant n'est pas la même ce qui engendre une déformation du diagramme de rayonnement et donc un gain réalisé différent.

-Quel que soit le port excité, le gain réalisé maximum reste toujours supérieur au gain réalisé maximum requis par la norme DVB-H sur tout le haut de cette bande malgré le décalage fréquentiel.

La Figure 25 présente les efficacités totales simulées et mesurées pour chaque accès. Il est à noter que lorsqu'un accès est excité, l'autre est sur 50Ω.



(a)



(b)

Figure 25 : Efficacités totales mesurées et simulées pour l'accès 1 (a) et pour l'accès 2 (b)

Il existe une bonne adéquation entre les mesures et les simulations. Comme dans le cas du gain réalisé, nous constatons une hausse de l'efficacité totale autour de 850 MHz pour l'accès 2.

IV.2.2.5 - Analyse de l'influence des dimensions du plan de masse

Le projet NAOMI vise un terminal mobile de type tablette, ce paragraphe est dédié à voir si un tel système antenne pourrait être intégré dans un terminal mobile de type téléphone portable ou smartphone. La Figure 26 représente les courants surfaciques présents dans la structure antenne lorsque le premier accès est excité.

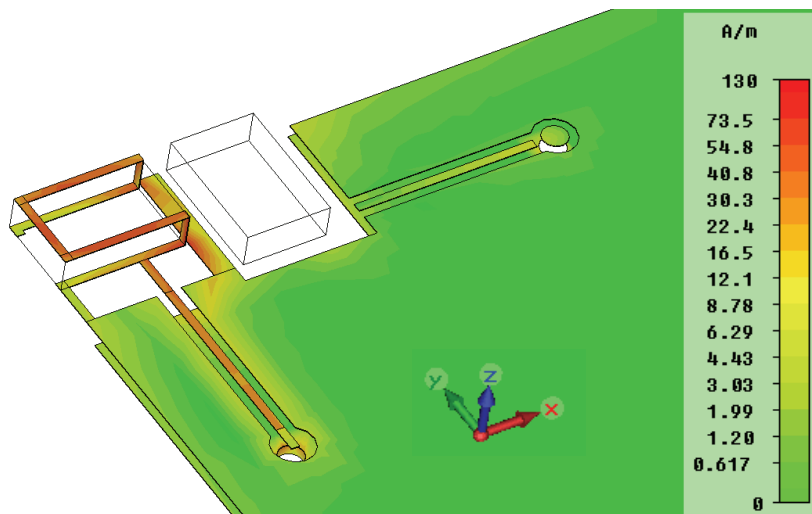


Figure 26 : Courants surfaciques dans la structure antenne lorsque le premier accès est excité

Les courants surfaciques sont concentrés sur le ruban métallique. La Figure 27 représente uniquement les courants surfaciques sur la carte PCB. Afin d’avoir une meilleure visibilité, la dynamique de l’échelle est différente de la précédente.

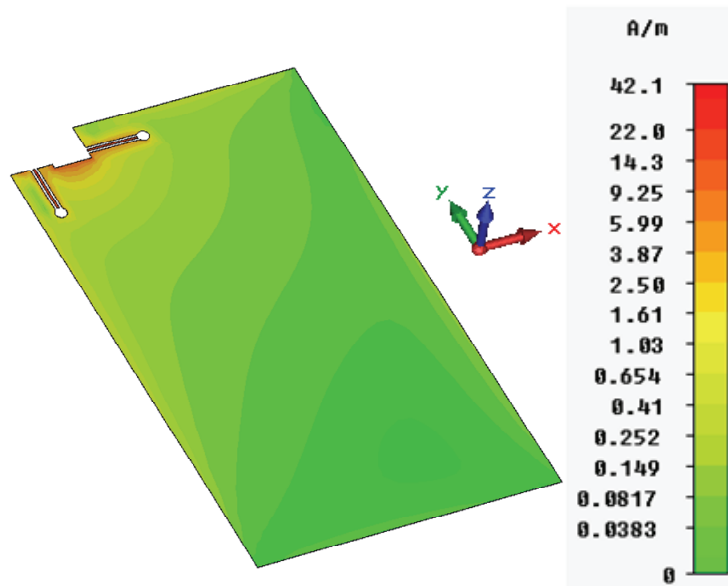


Figure 27 : Courants surfaciques sur la carte PCB lorsque le premier accès est excité

Nous constatons que même sur la carte PCB, les courants sont majoritairement concentrés vers l’élément résonant. Le plan de masse participe néanmoins au rayonnement mais il peut être réduit sans pour autant influencer l’adaptation de l’antenne comme le montre la Figure 28. Le diagramme de rayonnement sera déformé par rapport à précédemment et le gain réalisé se verra changé comme nous le constatons Figure 29.

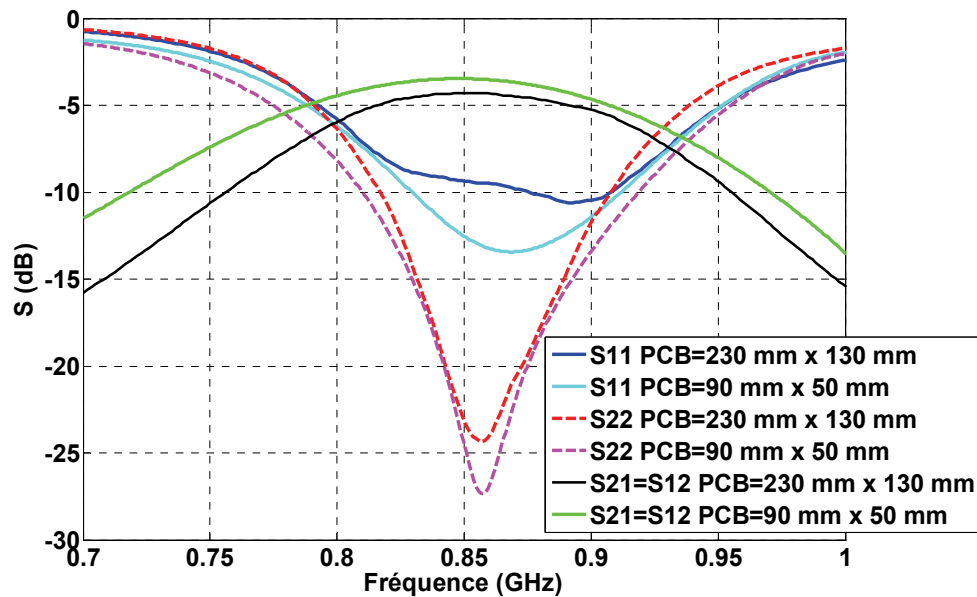


Figure 28 : Paramètres S pour différentes tailles de PCB

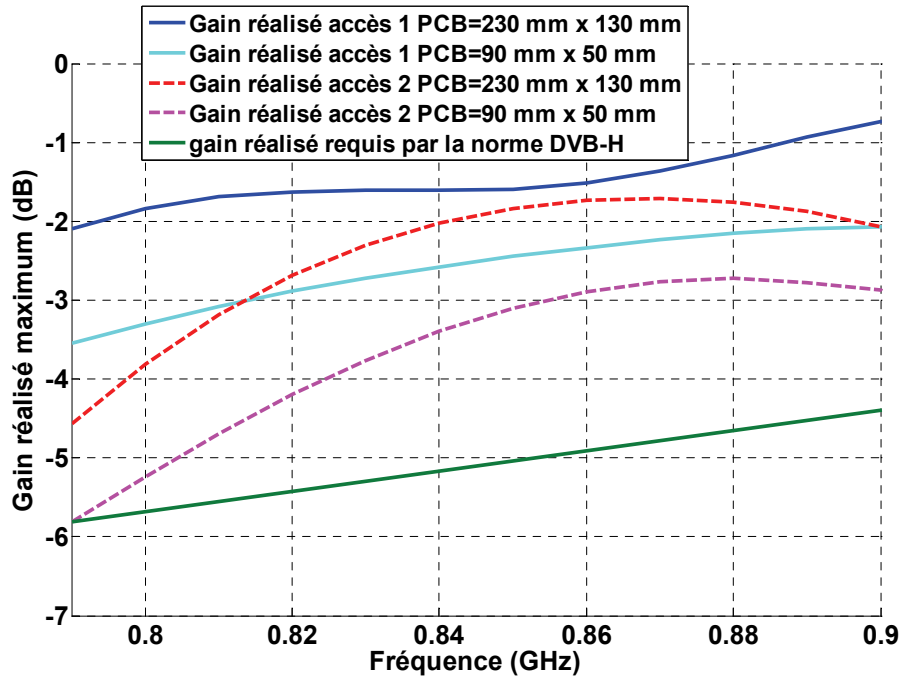


Figure 29 : Gains réalisés maximums pour différentes tailles de PCB

Ainsi, l'antenne reste adaptée sur la même bande de fréquence pour les deux accès. Le couplage augmente avec la diminution de la taille du plan de masse, impliquant une baisse du gain réalisé maximum. Nous constatons que des dimensions de 90 mm x 50 mm de la carte PCB représentent la taille minimale. En dessous de ces dimensions, le gain réalisé sur l'accès 2 ne satisferait plus la norme DVB-H.

IV.2.3 - Performances en diversité

Comme dans le chapitre précédent et comme évoqué dans le premier chapitre, les performances évaluées ici seront le coefficient de corrélation d'enveloppe et le gain de diversité effectif.

IV.2.3.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe

La Figure 30 présente le coefficient de corrélation d'enveloppe calculé d'après les paramètres S (équation 1).

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (1)$$

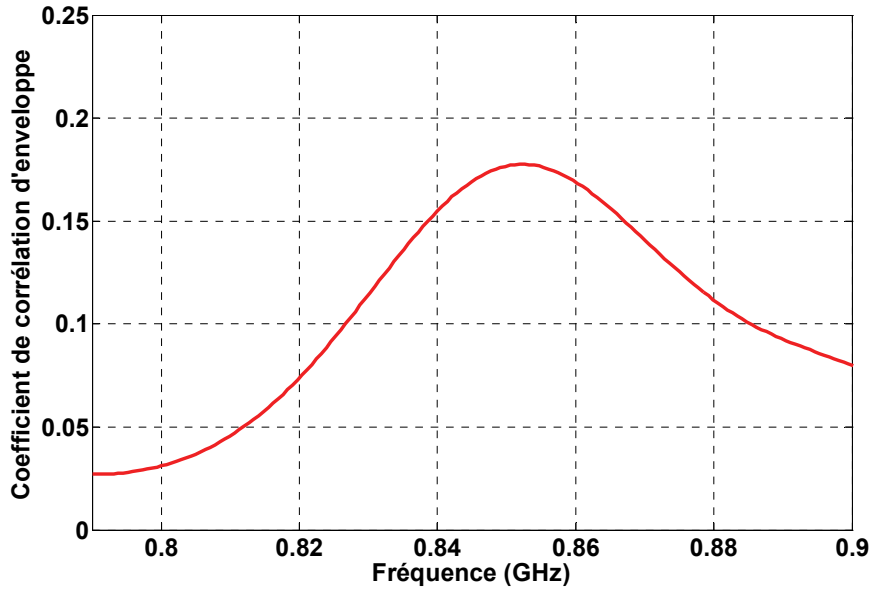


Figure 30 : Coefficient de corrélation d'enveloppe sur la bande d'adaptation

Le coefficient de corrélation d'enveloppe atteint un maximum de 0.18, le diagramme de rayonnement est donc reconfiguré sur la bande. Notons que le maximum du coefficient de corrélation est atteint là où le couplage est le plus important, ce qui est logique en analysant l'équation 1.

IV.2.3.2 - Gain de diversité effectif en canal isotrope

La densité de probabilité cumulée a été calculée d'après les puissances reçues par chaque antenne. Sa variation en fonction des seuils normalisés par rapport à la puissance reçue par l'antenne de référence à 835 MHz est représentée Figure 31.

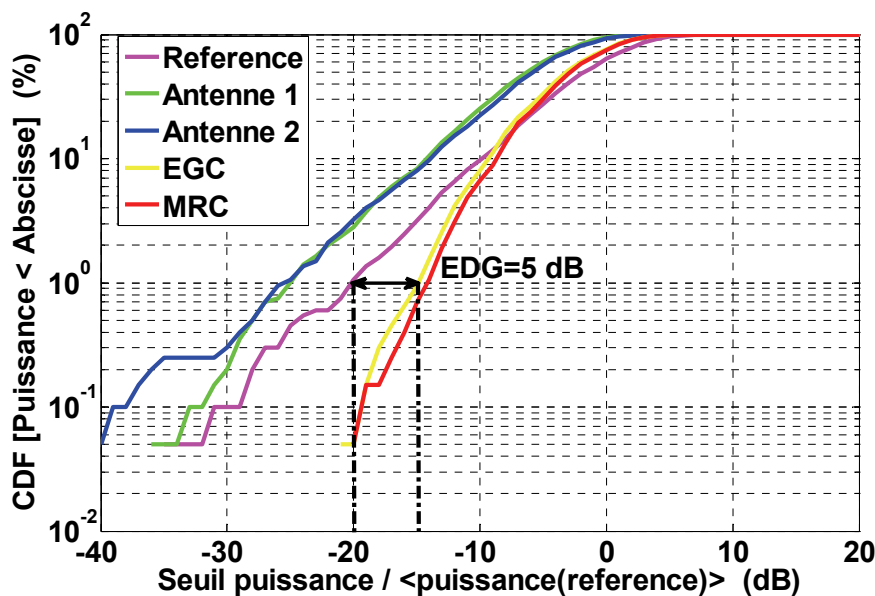


Figure 31 : Gain de diversité effectif à 835 MHz

L'antenne de référence prise est une antenne dipôle. Il est à noter que le gain de diversité aurait pu être calculé en prenant pour référence une des deux antennes conçue ici. Pour cela, il aurait fallu réaliser le système antennaire à un seul résonateur diélectrique présenté en début de chapitre pour s'affranchir du couplage.

Les courbes des antennes 1 et 2 ne suivent pas la courbe de l'antenne de référence car ces antennes sont couplées et donc moins efficaces que l'antenne dipôle de référence.

Le gain de diversité est de 5 dB en prenant pour référence une antenne dipôle de dimensions beaucoup plus élevées que les dimensions globales des deux antennes présentées ici.

V - Conclusion

Une première partie a montré l'apport d'un matériau magnéto-diélectrique dans le cas d'une antenne patch. En effet, une étude complète a été réalisée dans le but d'analyser l'influence du caractère magnétique et des pertes du matériau utilisé pour une antenne patch. A l'issue de cette étude, l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique s'est vue intéressante pour l'augmentation de la bande passante de l'antenne. De plus, les pertes magnétiques détériorent moins l'efficacité totale de l'antenne que les pertes diélectriques. L'utilisation d'un tel matériau s'est donc vue très avantageuse dans le cas d'une antenne patch.

C'est pourquoi une seconde partie s'est consacrée à l'étude d'une antenne de type IFA à base d'un matériau magnéto-diélectrique fabriqué au LabSticc. Dans un but de réduire les dimensions globales de l'antenne, le monopôle constituant l'antenne a été replié autour du matériau. Après une optimisation judicieuse des différents paramètres influençant la fréquence de résonance et le facteur de qualité, une antenne possédant des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/25 \times \lambda_0/38 \times \lambda_0/94$ à 800 MHz pour une bande passante de 7.12% à -6 dB permettant ainsi de couvrir le haut de la bande DVB-H a été conçue et réalisée. Une étude sur l'apport d'un matériau magnéto-diélectrique a également été réalisée sur cette antenne. Nous avons constaté l'augmentation de la bande passante puisque celle-ci passe de 2.3% dans le cas d'un matériau diélectrique sans perte à 3.3% pour le matériau magnéto-diélectrique sans perte.

Finalement deux antennes ont été intégrées sur une carte PCB de dimensions définies par le projet NAOMI. Cette structure antennaire permet de couvrir le haut de la bande DVB-H avec des gains réalisés maximums satisfaisant la norme aussi bien en simulation qu'en mesure. L'étude de la même structure antennaire intégrée sur un PCB dont les dimensions sont celles d'un téléphone portable a montré que la norme DVB-H était encore satisfaite en

termes d'adaptation et de gain réalisé. L'étude en diversité a mis en évidence la décorrélation des diagrammes de rayonnement et un gain de diversité égal à 5 dB en prenant une antenne dipôle pour référence.

Tous ces résultats nous ont conduits à étudier ce même type d'antenne avec une valeur ajoutée qui serait l'accordabilité en fréquence. Pour cela, une diode varactor sera intégrée afin de balayer un spectre fréquentiel plus large. Cette étude fera l'objet du cinquième chapitre.

VI - Bibliographie du chapitre 4

- [1] Ferrero, F.; Chevalier, A.; Ribero, J.M.; Staraj, R.; Mattei, J.L.; Queffelec, P.; , "Influence of a magneto-dielectric resonator on DVB-H antenna performances," *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on* , vol., no., pp.2156-2159, 11-15 April 2011
- [2] Niamien, C.; Collardey, S.; Sharaiha, A.; Mahdjoubi, K.; , "Surface wave loss and material loss in printed antennas over magneto-dielectric materials," *Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM), 2010 14th International Symposium on* , vol., no., pp.1-4, 5-8 July 2010
- [3] Niamien, C.; Collardey, S.; Mahdjoubi, K.; , "Printed antennas over lossy magneto-dielectric substrates," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on* , vol., no., pp.1-3, 12-16 April 2010
- [4] Niamien, C.; Collardey, S.; Sharaiha, A.; Mahdjoubi, K.; , "Ultra-miniature UHF antenna using magneto-dielectric material," *Electronics Letters* , vol.47, no.5, pp.300 -301, March 3 2011
- [5] Niamien, C.; Collardey, S.; Sharaiha, A.; Mahdjoubi, K.; , "Compact Expressions for Efficiency and Bandwidth of Patch Antennas Over Lossy Magneto-Dielectric Materials," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.10, no., pp.63-66, 2011
- [6] R.C. Hansen et M. Burke, "Antenna with magnetodielectrics" , *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol.26, n°2, pp75-78, juillet 2000
- [7] D. Souriou; J-L. Mattei; A. Chevalier; P. Queffelec; , "Influential parameters on electromagnetic properties of nickel-zinc ferrites for antenna miniaturization," *J. Appl. Phys.* 107, 09A518, 2010
- [8] A. Thakur; A. Chevalier; J-L. Mattei ; P. Queffelec ; , "Low-loss spinel nanoferrite with matching permeability and permittivity in the ultrahigh frequency range," *J. Appl. Phys.* 108, 014301, 2010
- [9] A. Thakur, A. Chevalier, J.-L. Mattei, and P. Queffélec, "Low-loss Magnetodielectric Spinel-ferrite Based Ceramic with Constant Permeability and Permittivity in the UHF Range", Intermag Conference 2009, Sacramento, USA, May 2009
- [10] D. Souriou, J. L. Mattei, A. Chevalier, and P. Quéffélec, "Influential parameters on magnetic properties of Nickel Zinc ferrites for antenna miniaturisation", *Journal of Applied Physics*, à paraître, May 2010

Chapitre V

ANTENNE ACTIVE A BASE DE MATERIAUX MAGNETO-DIELECTRIQUES

I - INTRODUCTION	163
II - INTEGRATION D'UNE DIODE VARACTOR AU SEIN D'UN ELEMENT RAYONNANT ..	163
<i>II.1 - Caractérisation de la diode varactor</i>	<i>164</i>
II.1.1 - Détermination du modèle équivalent de la diode.....	166
II.1.2 - Intégration du fichier touchstone de la diode dans le simulateur	167
<i>II.2 - Etude et conception d'une antenne basique utilisant une diode varactor – Validation de la méthode de simulation par la mesure</i>	<i>168</i>
III - METHODE DE CONCEPTION D'UNE ANTENNE ACTIVE A BASE D'UN MATERIAU MAGNETO-DIELECTRIQUE – PERFORMANCES DE LA STRUCTURE ANTENNAIRE	172
<i>III.1 - Méthode de conception et performances simulées</i>	<i>172</i>
III.1.1 - Conception de la structure antennaire.....	172
III.1.2 - Performances simulées	174
III.1.2.1 - Paramètres S11.....	174
III.1.2.2 - Gain réalisé maximum	176
III.1.3 - Reconfiguration du diagramme de rayonnement.....	177
IV - PRESENTATION DU PROTOTYPE – PERFORMANCES MESUREES	179
<i>IV.1 - Présentation du prototype</i>	<i>179</i>
<i>IV.2 - Performances du système antennaire en mesure.....</i>	<i>180</i>
IV.2.1 - Mesure des paramètres S.....	180
IV.2.2 - Diagrammes de rayonnement.....	182
IV.2.3 - Gain réalisé maximum et efficacité totale	184
IV.2.4 - Performances en diversité	187
IV.2.4.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe.....	187
IV.2.4.2 - Gain de diversité effectif en canal isotrope.....	188
V - INTEGRATION DU SYSTEME ANTENNAIRE AU SEIN DU TERMINAL MOBILE – PERFORMANCES.....	189
<i>V.1 - Intégration du système antennaire au sein du terminal mobile</i>	<i>190</i>
<i>V.2 - Présentation du démonstrateur final - Performances</i>	<i>192</i>
V.2.1 - Présentation du démonstrateur final	192
V.2.2 - Performances du démonstrateur	194
VI - CONCLUSION	196
VII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 5	198

I - Introduction

Le chapitre précédent a montré une antenne à base d'un matériau magnéto-diélectrique fonctionnant sur le haut de la bande DVB-H. L'utilisation d'un tel matériau a permis d'obtenir une antenne large bande avec une compacité avérée. La littérature et le deuxième chapitre ont montré les limites entre la compacité obtenue et la couverture de l'intégralité de la bande DVB-H allant de 470 MHz à 862 MHz représentant 59% de bande passante. Un avantage de la bande DVB-H est qu'elle est divisée en 69 canaux de 8 MHz et il n'est pas nécessaire de couvrir l'intégralité de la bande en même temps, seule la couverture du canal utile est suffisante [1-4]. L'intégration d'un élément actif peut permettre la couverture de plusieurs bandes de fréquence [5-6]. Il est possible de changer la fréquence de fonctionnement d'une antenne en changeant sa longueur électrique. L'analyse de la littérature présentée dans le premier chapitre a montré que l'utilisation d'une diode varactor permettait le balayage fréquentiel de toute une bande de fréquence. Cependant, nous avons également vu que l'utilisation d'une diode varactor devenait de plus en plus problématique en basses fréquences.

L'idée dans ce chapitre est de concevoir une antenne agile en fréquence basée sur la structure antennaire magnéto-diélectrique large bande du chapitre précédent. Pour cela, elle sera chargée par une diode varactor. Une première partie s'intéressera à l'intégration d'une diode varactor au sein d'un élément rayonnant et aux méthodes de simulations associées. Dans ce cadre, une diode varactor a été caractérisée et ensuite intégrée dans le simulateur électromagnétique. La validation de cette étude est effectuée par la mesure d'une antenne active de référence.

Une fois la méthode validée, un paragraphe s'intéressera à l'intégration de la diode varactor précédemment caractérisée au sein d'une antenne dont la structure sera basée sur celle du chapitre précédent. Enfin, nous nous intéresserons à l'intégration de cette structure antennaire sur le démonstrateur du récepteur DVB-H développé au cours du projet NAOMI.

II - Intégration d'une diode varactor au sein d'un élément rayonnant

L'intégration d'une diode varactor au sein d'un élément rayonnant nécessite de prendre en compte ses caractéristiques intrinsèques lors de la simulation électromagnétique.

La diode varactor que nous avons choisie a une variation de capacité annoncée par le constructeur comprise entre 0.2 pF et 2 pF pour une tension de polarisation variant respectivement de 22V à 2V comme le présente la Figure 1.

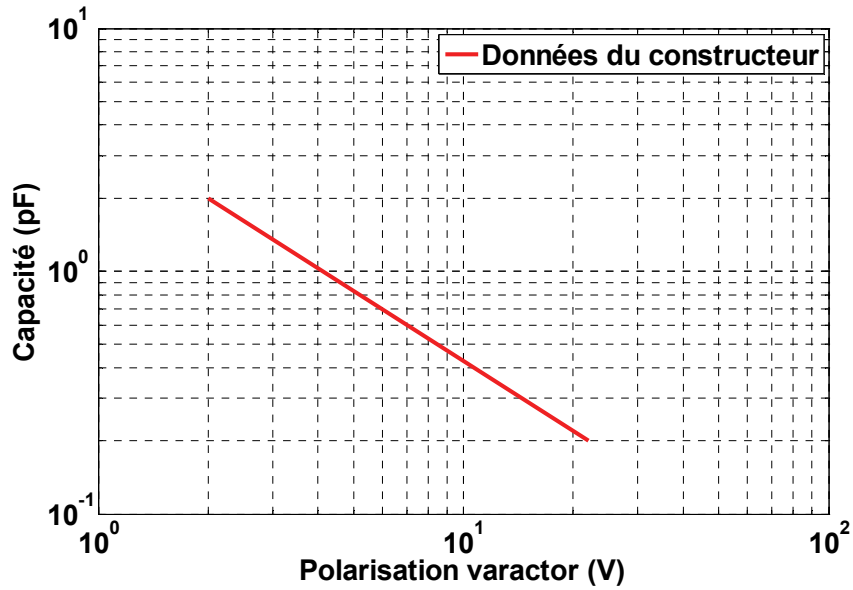


Figure 1 : Variation de la capacité en fonction de la polarisation donnée par le constructeur

II.1 - Caractérisation de la diode varactor

Afin de prédire plus précisément les résultats de mesure d'une antenne active intégrant une diode varactor, il est préférable de commencer par caractériser cette diode. En effet, les données du constructeur concernant les diodes varactor sont fournies pour des fréquences de fonctionnement de quelques MHz. Dans le cas de la diode varactor que nous avons choisie, la plage de variation de capacité, le facteur de qualité de la diode (permettant le calcul de la résistance série de la diode) et la capacité du boîtier sont donnés à 1 MHz. L'utilisation de ces valeurs dans le simulateur pourrait engendrer des erreurs sur les résultats de simulation. C'est pourquoi, afin de mieux appréhender les résultats électromagnétiques de l'antenne aux fréquences souhaitées, la diode varactor a été caractérisée en paramètres S pour plusieurs points de polarisation. Pour cela, la diode a été soudée sur une ligne microruban présentant une impédance de 50Ω comme le montre la Figure 2.

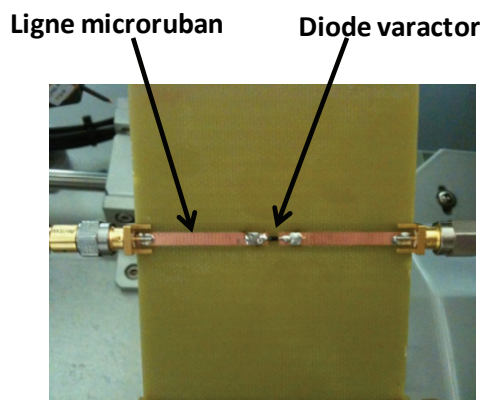


Figure 2 : Diode varactor soudée sur une ligne microruban

Afin de remonter aux paramètres S de la diode, il est nécessaire d'effectuer une opération de de-embedding qui consiste à changer le plan de référence de la mesure afin de la ramener dans le plan de la diode. Pour ce faire, nous avons réalisé un kit d'étalonnage TRL (through-reflect-line) [7-8] comme le montre la Figure 3 dans la bande [400 MHz – 1 GHz].

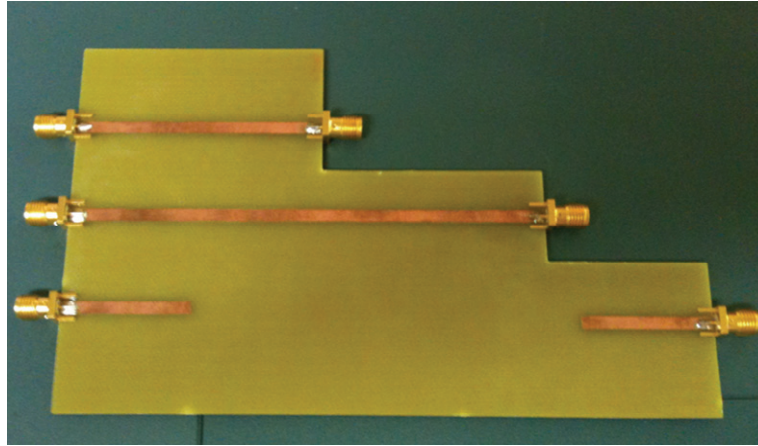


Figure 3 : Kit d'étalonnage TRL

L'analyseur présente un algorithme interne qui permet d'après cet étalonnage TRL de ramener la référence du plan du connecteur au plan de la diode. Ceci est bien entendu possible uniquement si les différentes lignes de ce kit ont été correctement dimensionnées dans la bande de fréquence de mesure à savoir [400 MHz – 1 GHz].

L'analyseur étant maintenant bien étalonné, les mesures présentées Figure 4 permettent d'obtenir les paramètres S de la diode (donc dans les plans de la diode).

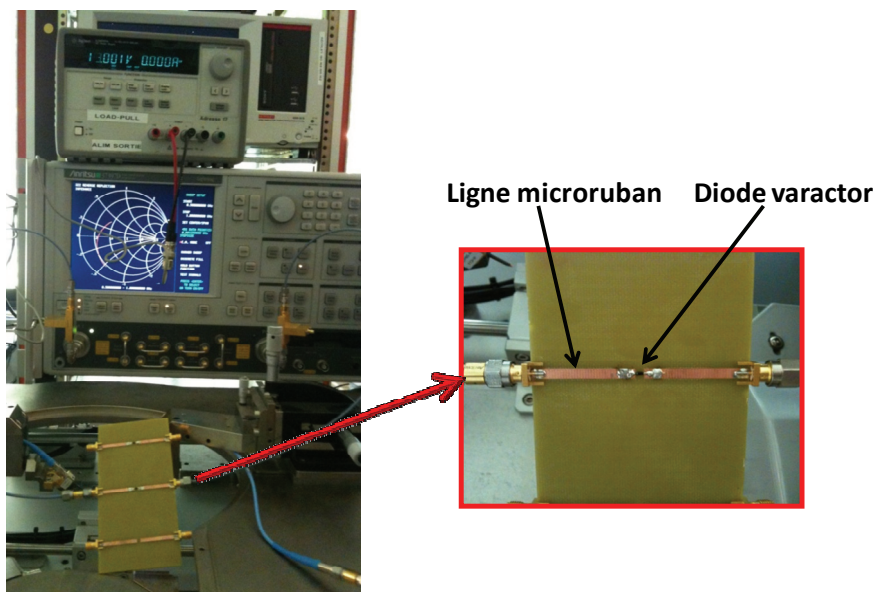


Figure 4 : Mesure des paramètres S de la diode varactor

Les paramètres S de la diode étant connus, deux approches sont possibles pour la prise en compte de celle-ci lors des simulations électromagnétiques :

-La première est de déterminer le modèle équivalent de la diode et de l'intégrer dans le simulateur électromagnétique.

-La seconde est d'intégrer directement le fichier touchstone des paramètres S mesurés de la diode dans le simulateur électromagnétique, CST Microwave Studio.

Ces deux possibilités ont été explorées et vont être présentées. Nous verrons les limites et les précisions de chacune d'entre elles, ce qui déterminera notre choix.

II.1.1 - Détermination du modèle équivalent de la diode

Nous supposons que le modèle linéaire de la diode varactor est composé de quatre éléments localisés comme l'illustre la Figure 5.

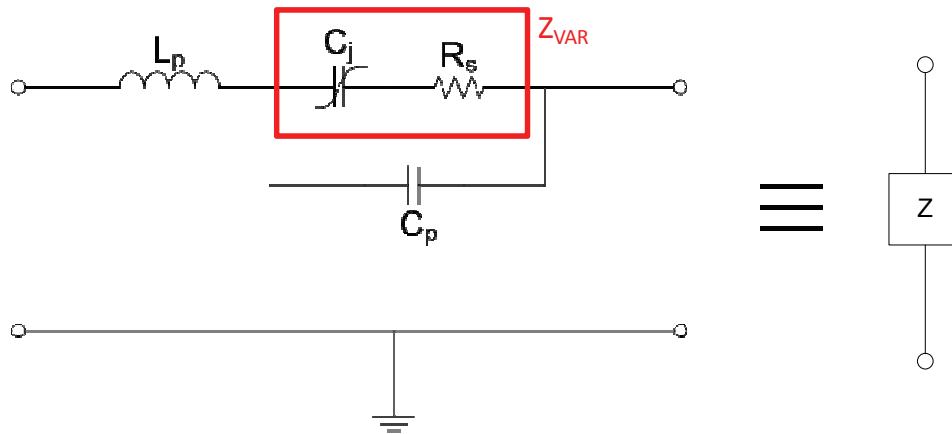


Figure 5 : Modèle de la diode varactor

La diode varactor est un dipôle dont l'impédance sera notée Z. A ce titre, cela conduit aux relations suivantes :

$$S_{11} = S_{22}$$

$$S_{12} = S_{21}$$

Avec :

$$S_{11} = \frac{Z}{Z + 2Z_0}$$

$$S_{21} = \frac{2Z}{Z + 2Z_0}$$

Et Z_0 l'impédance de référence de l'analyseur, soit 50Ω .

Nous pouvons donc déduire l'impédance de la diode varactor en fonction de la fréquence à l'aide des quatre équations suivantes :

$$Z = 2Z_0 \cdot \frac{S_{11}}{1 - S_{11}} = 2Z_0 \cdot \frac{S_{22}}{1 - S_{22}} = 2Z_0 \cdot \frac{1 - S_{21}}{S_{21}} = 2Z_0 \cdot \frac{1 - S_{12}}{S_{12}}$$

Disposant de l'impédance de la diode pour toutes les fréquences et toutes les polarisations mesurées, il est possible d'extraire les valeurs de C_j et R_s du modèle sous certaines conditions.

Les valeurs de C_j et R_s peuvent être déterminées d'après les mesures de l'impédance de la diode Z et en prenant les valeurs des paramètres L_p et C_p fournies par le constructeur. En effet, en considérant Z_{VAR} , l'impédance intrinsèque de la diode varactor, c'est-à-dire C_j en série avec R_s et avec la connaissance de Z nous obtenons :

$$Z_{VAR} = \frac{Z - jL_p\omega}{1 - C_p L_p \omega^2 - jZC_p\omega}$$

De plus, cette impédance correspondant à C_j en série avec R_s , nous pouvons déduire :

$$R_s = \Re(Z_{VAR})$$

$$C_j = \frac{-1}{\Im(Z_{VAR})\omega}$$

Il est alors possible de déterminer les valeurs de C_j et R_s pour chaque polarisation de la diode varactor et de les insérer dans CST Microwave Studio. Si la topologie du modèle est correcte, les valeurs des éléments localisés (L_p et C_p) étant indépendantes de la fréquence, il est possible de calculer une fonction d'erreur pour chaque couple $\{C_p, L_p\}$ qui doit être négligeable si les valeurs de C_p et L_p sont correctes.

II.1.2 - Intégration du fichier touchstone de la diode dans le simulateur

Une autre possibilité est d'intégrer directement le fichier touchstone dans la partie circuit du simulateur CST Microwave Studio comme le présente la Figure 6.

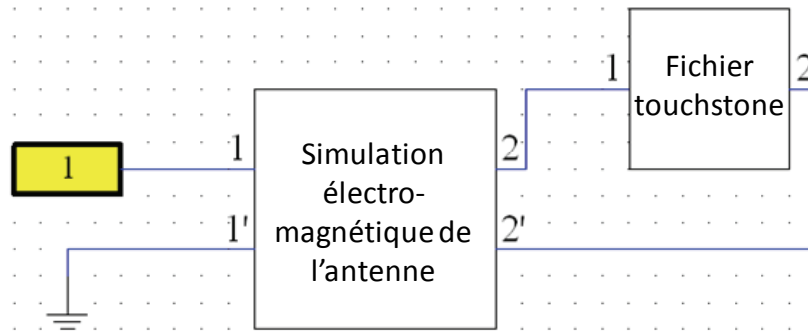


Figure 6 : Intégration du fichier touchstone de la diode dans CST Microwave Studio

Dans le cas présenté Figure 6, l'antenne est dans un premier temps simulée avec le simulateur électromagnétique de CST Microwave Studio. Il est ensuite possible d'insérer le fichier touchstone de la mesure de la diode varactor à son emplacement. Le simulateur n'a plus qu'à chaîner les différents paramètres S. Disposant d'un fichier touchstone pour chaque valeur de polarisation mesurée de la diode, il est possible d'insérer chacun de ces fichiers dans le simulateur et d'obtenir les paramètres S11 de l'antenne active pour chaque polarisation sans avoir besoin de simuler de nouveau l'antenne sous le simulateur électromagnétique.

Les résultats sont donc très rapides à obtenir. De plus, les paramètres S mesurés prennent en compte tous les paramètres de la diode (même les paramètres liés au boîtier tels que L_p et C_p).

Pour toutes ces raisons, notre choix s'est tourné vers cette seconde méthode.

Afin de la valider, le paragraphe suivant montrera la comparaison de résultats simulés avec cette méthode avec des résultats de mesure d'une antenne active simple et dont la réalisation est relativement basique.

II.2 - Etude et conception d'une antenne basique utilisant une diode varactor – Validation de la méthode de simulation par la mesure

Afin de valider l'intégration des fichiers touchstone issus de la mesure de la diode varactor dans la simulation électromagnétique, ce paragraphe étudiera une antenne imprimée de type IFA dont l'élément rayonnant est chargé par la diode varactor précédemment mesurée. Cette antenne est imprimée sur du substrat FR4 d'épaisseur 1.6mm, elle est excitée par une ligne microruban présentant une impédance de 50Ω elle-même excitée par un câble coaxial comme le montre la Figure 7.

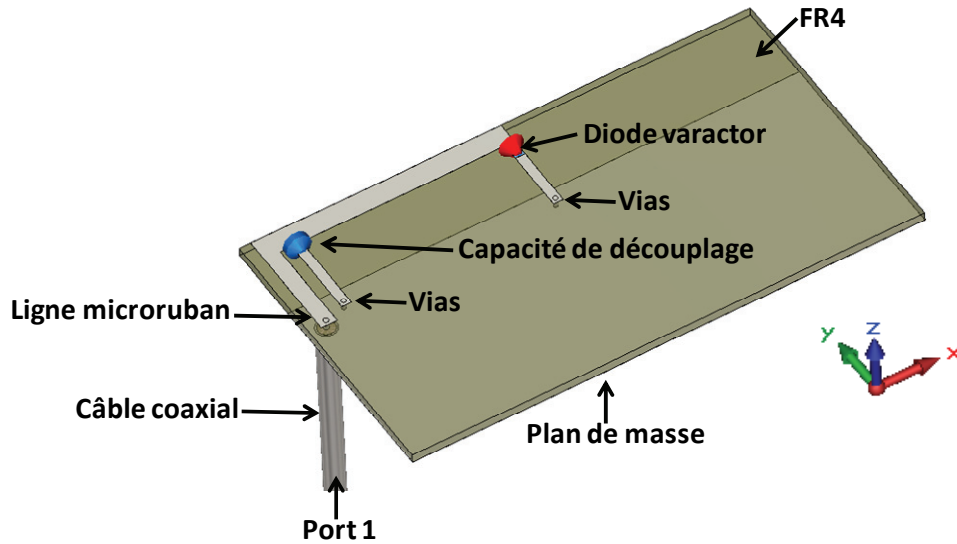


Figure 7 : Antenne IFA classique intégrant une diode varactor

Afin de polariser la diode, la tension continue est amenée par un té de polarisation. La capacité de découplage est choisie égale à 100 pF afin qu'elle soit équivalente à un court-circuit aux fréquences considérées et à un circuit ouvert en continu. Les dimensions de l'élément rayonnant ont été choisies pour que l'antenne fonctionne sur la bande DVB-H afin de valider la méthode dans la bande de fréquence de travail.

La Figure 7 montre la simulation réalisée en insérant les fichiers touchstone issus de la mesure de la diode. Les paramètres S_{11} simulés et obtenus pour différentes polarisations de la diode varactor sont présentés Figure 8.

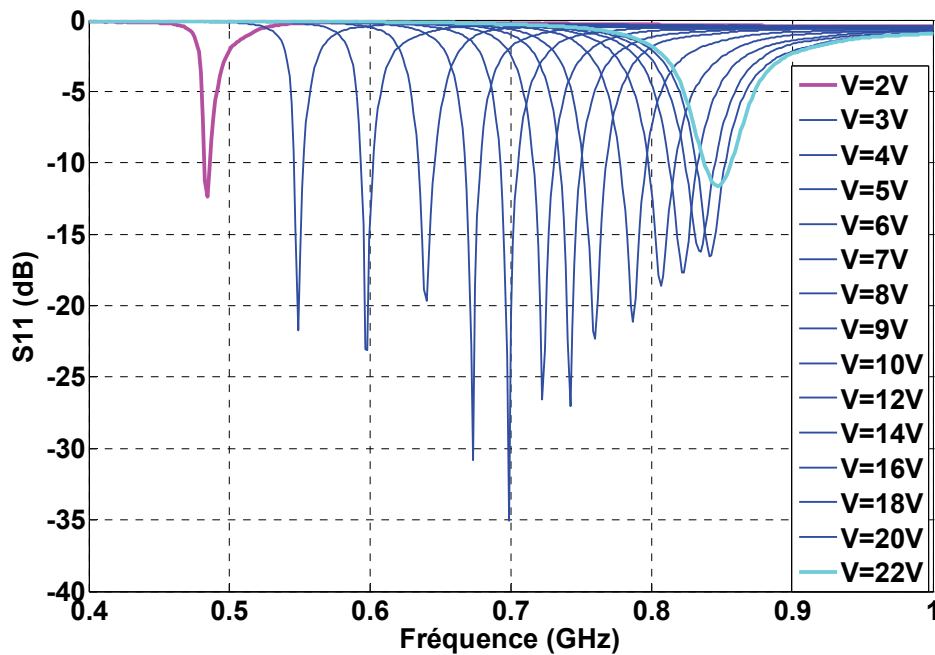


Figure 8 : Paramètres S_{11} simulés en fonction de la polarisation de la diode varactor

Il est maintenant nécessaire de vérifier ces résultats en mesure. Pour cela, un prototype a été réalisé, il est présenté Figure 9.

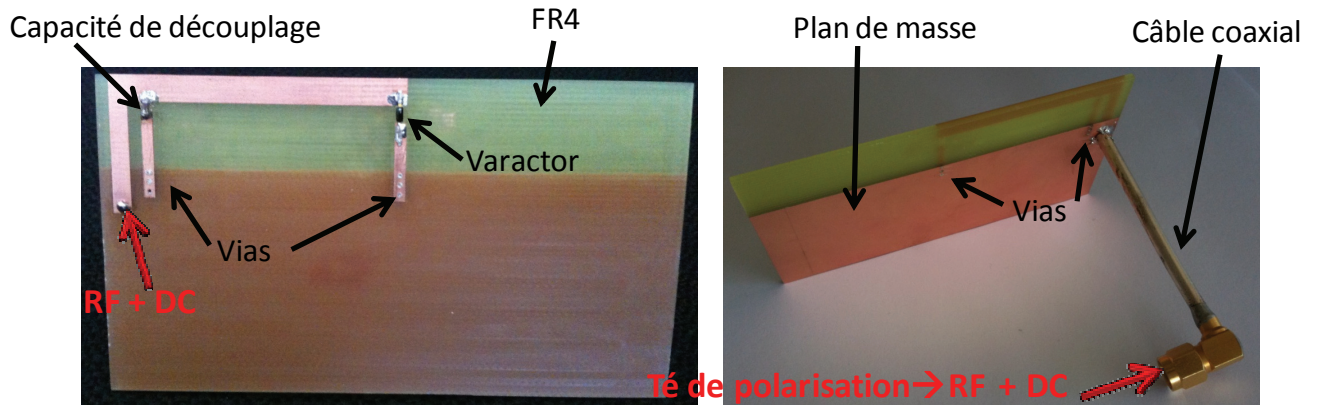


Figure 9 : Prototype réalisé de l'antenne IFA

Tout comme dans la simulation une capacité de découplage de 100 pF a été soudée. Un té de polarisation vient alimenter cette antenne et le paramètre S11 est mesuré pour différentes polarisations de la diode. La Figure 10 présente ces différents paramètres S.

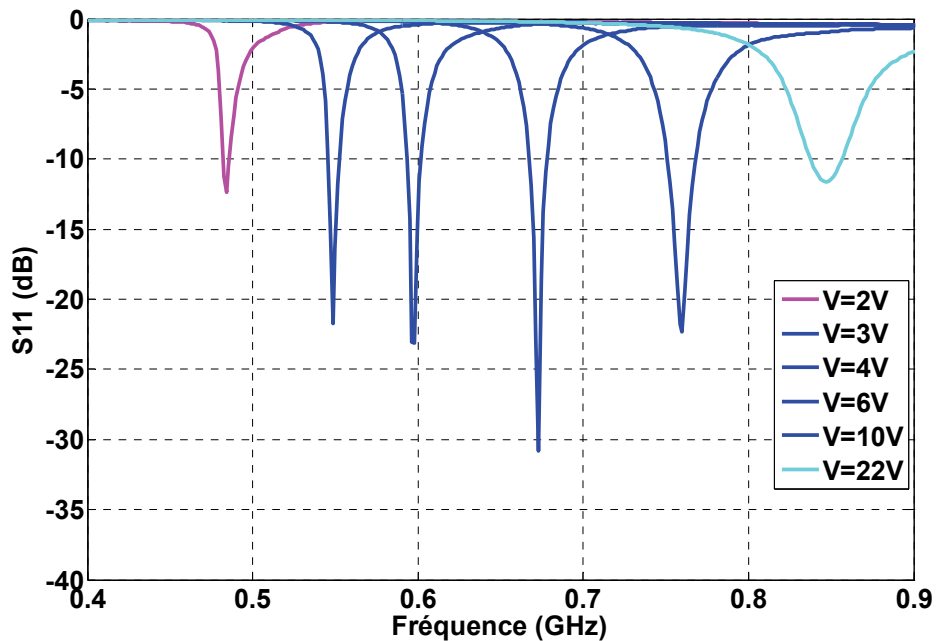


Figure 10 : Paramètres S11 mesurés en fonction de la polarisation de la diode varactor

Afin de comparer la mesure et la simulation, la Figure 11 présente les paramètres S11 mesurés et simulés pour différentes polarisations de la diode. Cette figure présente également les résultats simulés de l'antenne avec à la place de la diode varactor un élément localisé représentant une capacité dont nous faisons varier la valeur selon les données du constructeur présentées Figure 1.

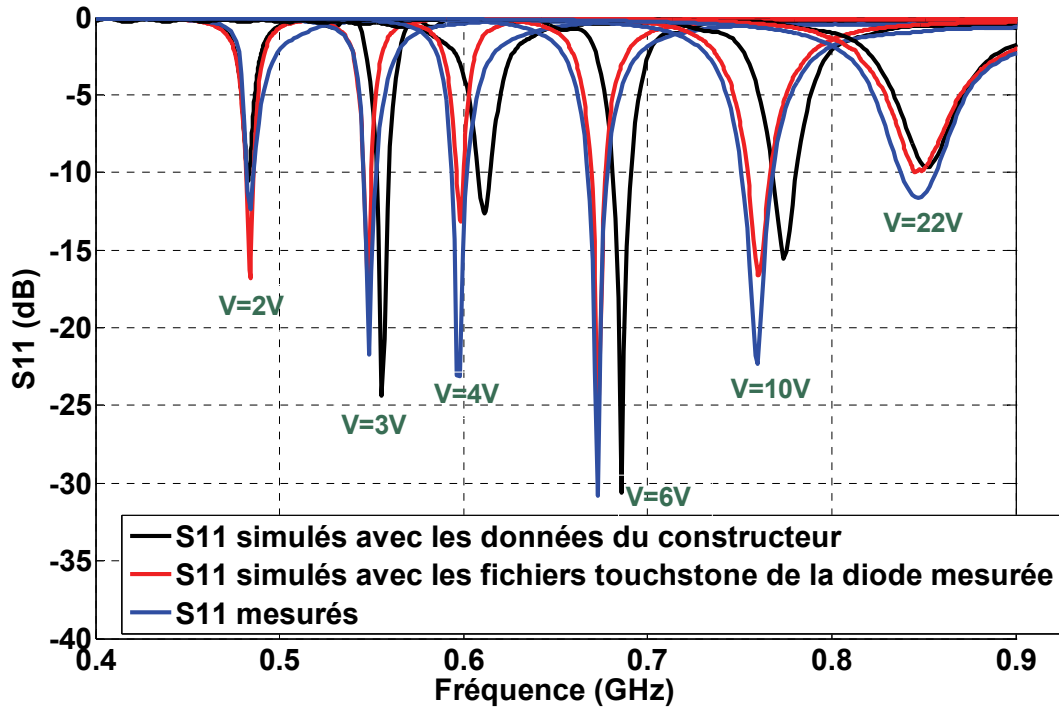


Figure 11 : Comparaison entre les paramètres S_{11} simulés avec les données du constructeur de la diode varactor, les paramètres S_{11} simulés avec les fichiers issus de la mesure de la diode et les paramètres S_{11} mesurés

Les courbes les plus proches des courbes des paramètres S_{11} mesurés sont celles qui ont été simulées avec les fichiers touchstone issus de la mesure de la diode.

Afin de mieux visualiser la comparaison, nous pouvons nous intéresser au cas où la polarisation de la diode varactor est égale à 6V comme le présente la Figure 12.

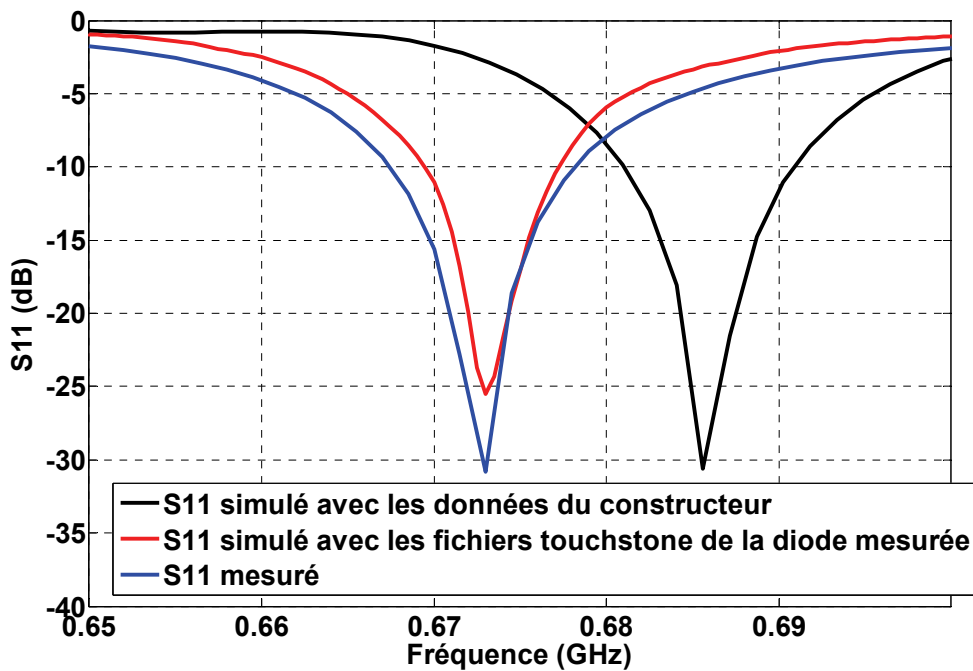


Figure 12 : Comparaison dans le cas d'une seule polarisation

Nous pouvons constater que les courbes des paramètres S11 mesurés et simulés avec les fichiers issus de nos mesures sont en bonne adéquation. Cependant, le S11 résultant de la simulation avec les données du constructeur de la diode varactor n'est pas très éloigné de la réalité. L'utilisation de ces données peut donc dans un premier temps permettre de se faire une idée sur les résultats mesurés.

Ainsi, avant la réalisation d'une antenne intégrant une diode varactor, la mesure et la caractérisation de celle-ci est préférable et permet de prédire de manière plus précise les résultats de mesure.

Nous pouvons maintenant nous intéresser à la conception d'une structure antennaire plus complexe intégrant cette même diode varactor.

III - Méthode de conception d'une antenne active à base d'un matériau magnéto-diélectrique – Performances de la structure antennaire

L'antenne développée dans cette partie est basée sur le même principe que l'antenne du chapitre quatre. Sa valeur ajoutée est qu'elle intègre une diode varactor lui permettant de balayer un spectre fréquentiel beaucoup plus large. Une première partie montrera la conception de cette antenne puis ses performances en simulation seront présentées. Un des objectifs étant de reconfigurer le diagramme de rayonnement nous verrons à l'issue de la présentation des résultats comment intégrer un second élément rayonnant afin d'appliquer les techniques de diversité.

III.1 - Méthode de conception et performances simulées

III.1.1 - Conception de la structure antennaire

L'antenne présentée est constituée d'un ruban métallique chargé par la diode varactor précédemment caractérisée. Sa structure est présentée Figure 13.

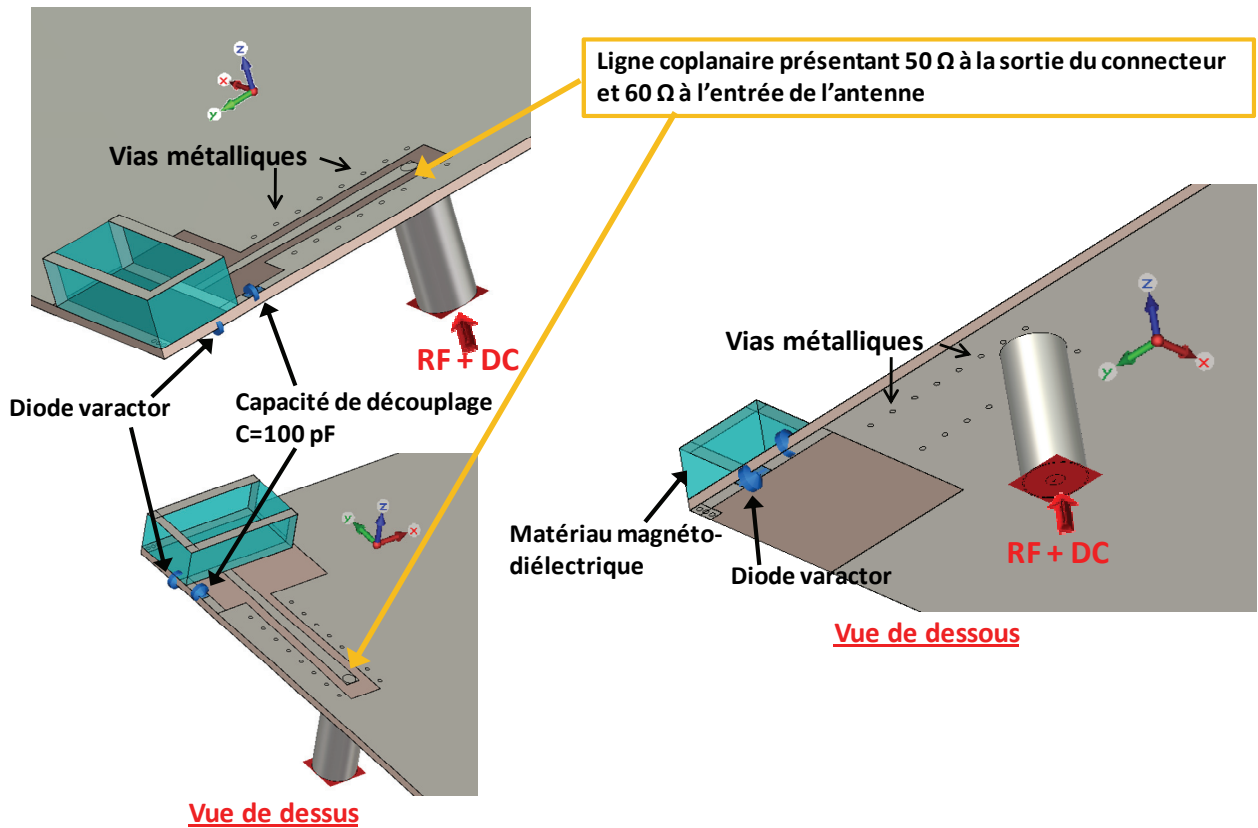


Figure 13 : Structure antennaire à base d'un matériau magnéto-diélectrique intégrant une diode varactor

Le matériau utilisé est le même matériau magnéto-diélectrique que celui utilisé dans le chapitre précédent. Le ruban métallique étant chargé par la diode varactor, l'ajout de cet élément capacitif nous oblige à ré-optimiser toutes les dimensions présentées dans le chapitre quatre. Nous aboutissons finalement à une antenne dont les dimensions sont mentionnées ci-dessous :

- Les dimensions du matériau sont égales à 11 mm x 7 mm x 3.5 mm soit $\lambda_0/49 \times \lambda_0/91 \times \lambda_0/160$ à 470 MHz

- La surface démétallisée, c'est-à-dire la surface allouée au système antennaire est égale à 13.5 mm x 12 mm soit $\lambda_0/47 \times \lambda_0/53$ à 470 MHz.

L'impédance d'entrée est présentée Figure 14 pour trois valeurs différentes de polarisations de la diode varactor.

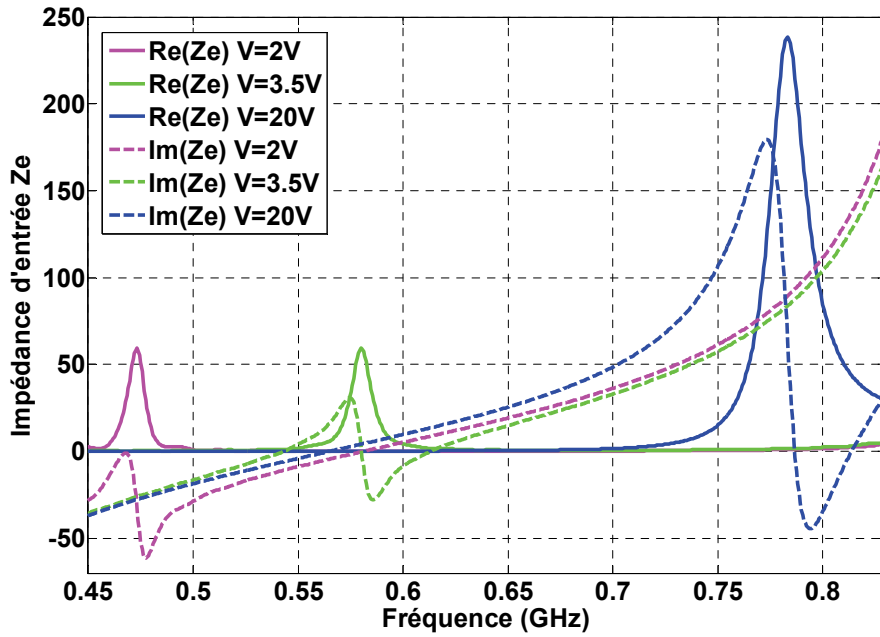


Figure 14 : Impédance d'entrée de l'antenne

La détermination du paramètre S_{11} d'après l'impédance d'entrée selon l'équation 1 montre que l'antenne est mieux adaptée sur la bande globale lorsque $Z_0=60\Omega$.

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

C'est pourquoi la ligne coplanaire d'excitation est biseautée. Elle présente ainsi une impédance de 50Ω à la sortie de la sonde coaxiale et 60Ω à l'entrée de l'antenne.

La méthode décrite dans le paragraphe précédent a été utilisée pour optimiser les différents paramètres de l'antenne. De plus, le chapitre quatre avait montré un décalage de 6% entre les fréquences d'adaptation mesurées et simulées dû à un gap d'air évalué à $100\ \mu\text{m}$ entre le ruban métallique et le matériau. Afin de mieux corrélérer les résultats de simulation et de mesure, la simulation prend en compte ce gap d'air.

III.1.2 - Performances simulées

III.1.2.1 - Paramètres S_{11}

Les paramètres S_{11} obtenus pour différentes valeurs de polarisations de la diode sont présentés Figure 15.

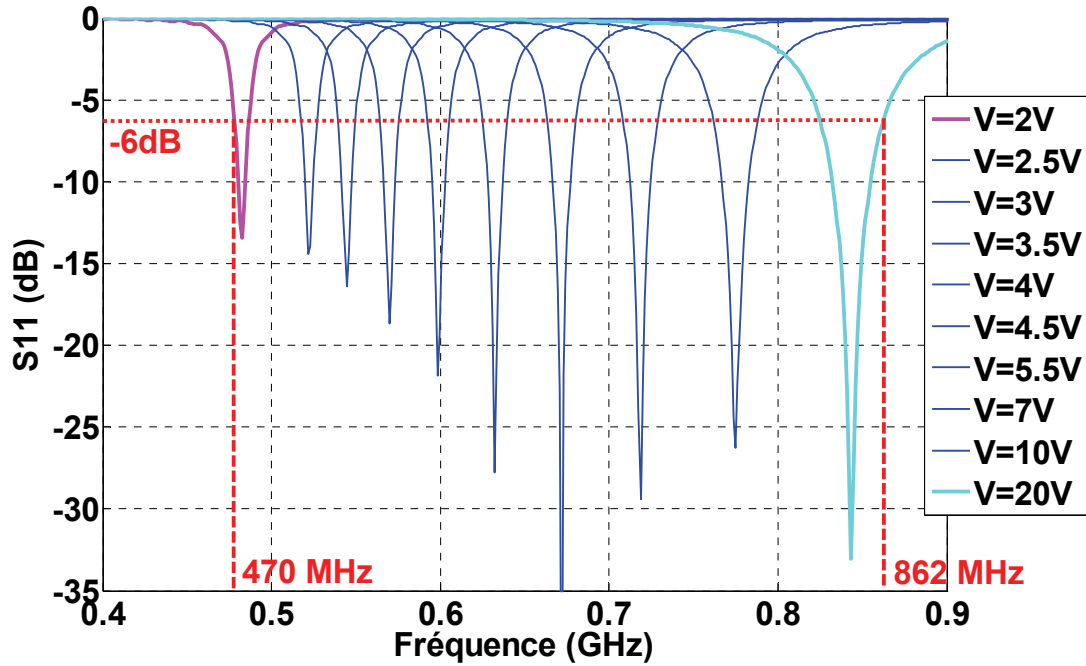


Figure 15 : Paramètres S_{11} simulés en fonction de la polarisation de la diode varactor

Les différents paramètres S_{11} montrent que cette antenne couvre la bande [470 MHz – 862 MHz]. Rappelons que la bande DVB-H se divise en canaux de 8 MHz. Afin de vérifier si l’antenne est conforme à cette norme, nous pouvons étudier le cas le plus défavorable en terme de bande passante (Figure 16) à savoir le cas où $V=2V$.

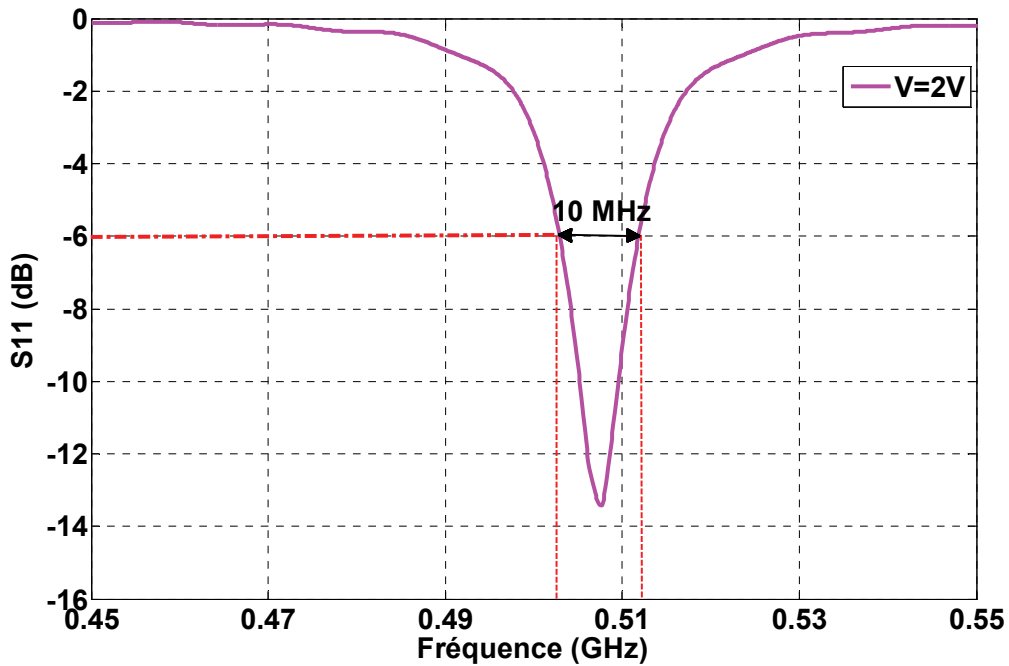


Figure 16 : Paramètre S_{11} pour $V=2V$

Ainsi même dans le cas le plus défavorable, l'antenne est adaptée sur une bande de 10 MHz à -6 dB. Cette antenne est donc convenable en termes de bandes passantes instantanées et de balayage de spectre fréquentiel puisque l'intégralité de la bande DVB-H est couverte.

Concernant la norme DVB-H, un autre point à vérifier concerne le gain réalisé maximum de l'antenne.

III.1.2.2 - Gain réalisé maximum

La Figure 17 représente le gain réalisé simulé sur chaque bande d'adaptation c'est à dire pour les différentes valeurs de polarisation de la diode varactor.

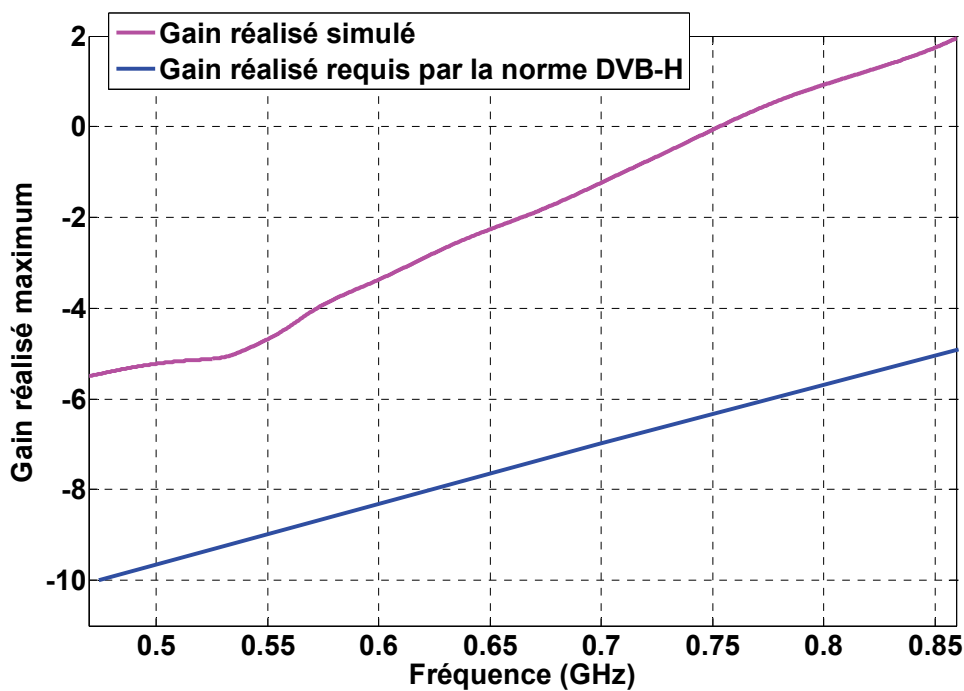


Figure 17 : Gain réalisé maximum simulé

Notons que ce gain prend en compte l'ensemble des pertes puisqu'il est issu d'une simulation intégrant les valeurs mesurées de la diode varactor. Les pertes du matériau, de la capacité de découplage, des connecteurs et du substrat ont également été prises en compte. Cette figure montre que le gain réalisé simulé est toujours supérieur à celui défini par la norme DVB-H sur l'intégralité de la bande DVB-H.

Un des objectifs du projet NAOMI est de reconfigurer le diagramme de rayonnement. Cette reconfiguration a été obtenue dans les chapitres trois et quatre en intégrant un second élément rayonnant de manière orthogonale au premier. En effet, le gain réalisé permettait de

tolérer des pertes par couplage, d'où la possibilité d'intégrer un second élément à proximité. Dans le cas présenté ici, nous constatons que le gain réalisé maximum ne pourrait pas tolérer un couplage entre éléments. La reconfiguration du diagramme de rayonnement se fera donc en intégrant un second élément à l'autre extrémité de la carte PCB.

III.1.3 - Reconfiguration du diagramme de rayonnement

Une seconde antenne est donc intégrée à l'autre extrémité de la carte PCB comme le montre la Figure 18.

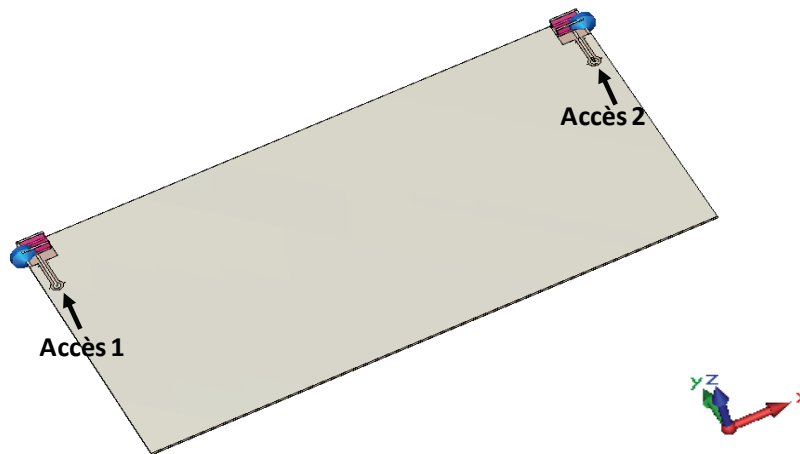


Figure 18 : Intégration de deux antennes de part et d'autre du plan de masse

L'étude présentée concernant la reconfiguration du diagramme de rayonnement ne se fera qu'à une seule valeur de polarisation de la diode choisie à 7V. Les paramètres S sont présentés Figure 19.

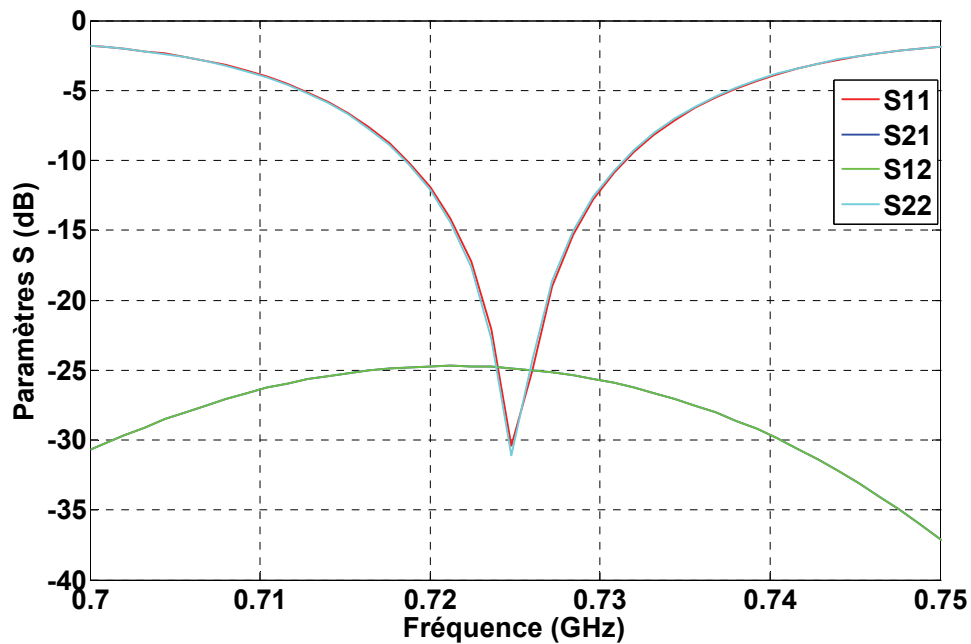


Figure 19 : Paramètres S pour $V=7V$

Ainsi, cette structure antennaire présente les mêmes bandes d'adaptation pour chaque accès excité. En ce qui concerne le couplage, les paramètres $S_{12}=S_{21}$ sont inférieurs à -25 dB, ce qui montre un faible couplage entre les antennes. Cela se confirme en regardant le gain réalisé maximum (Figure 20) sur l'ensemble de la bande. Il est quasiment identique à celui de l'antenne seule. Les pertes par couplage sont donc négligeables.

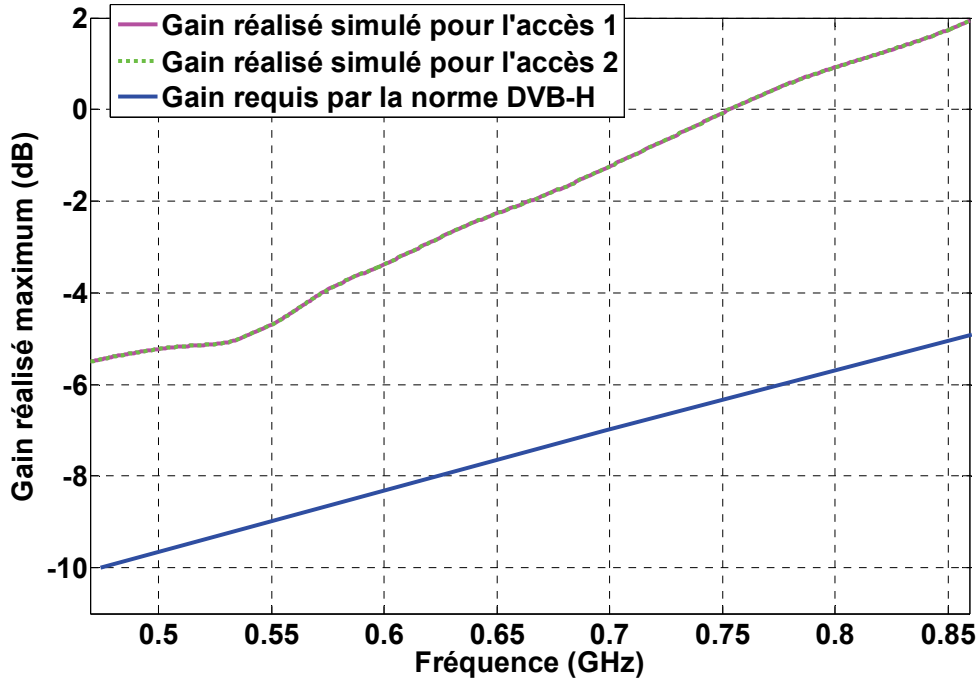


Figure 20 : Gains réalisés maximums pour les deux accès

Les courbes des gains réalisés maximums pour les accès 1 et 2 sont confondues. De plus, ces gains réalisés maximums satisfont la norme DVB-H. Dans ce cas, le diagramme de rayonnement est reconfiguré comme le montrent les diagrammes de rayonnement Figure 21 avec un coefficient de corrélation inférieur à 5.10^{-3}

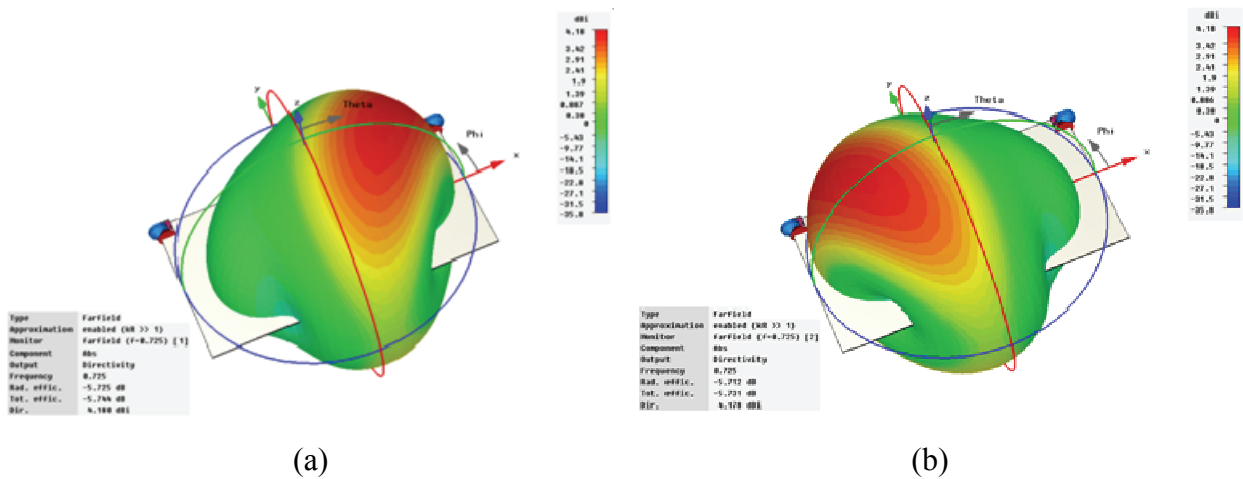


Figure 21 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne 1 (a) et de l'antenne 2 (b)

Les résultats présentés sur la Figure 21 sont obtenus à 725 MHz pour $V=7V$. La conclusion sur la reconfiguration du diagramme de rayonnement est vraie pour toutes les polarisations de la diode allant de 2V à 22V.

Ainsi cette étude simulateur montre que cette structure antennaire satisfait tous les points requis par la norme DVB-H. De plus, il est possible d'intégrer deux de ces antennes au sein d'une même carte PCB afin de reconfigurer le diagramme de rayonnement. Un prototype peut alors être réalisé. La prochaine partie présentera ce prototype avec ses performances mesurées.

IV - Présentation du prototype – Performances mesurées

IV.1 - Présentation du prototype

Le prototype réalisé est présenté Figure 22. Les matériaux magnéto-diélectriques ont été réalisés et fournis par le LabSticc. Chaque élément rayonnant est alimenté par une ligne coplanaire elle-même alimentée par une sonde coaxiale. Cette ligne présente une impédance de 50Ω à la sortie du connecteur et une impédance de 60Ω à l'entrée de l'antenne.

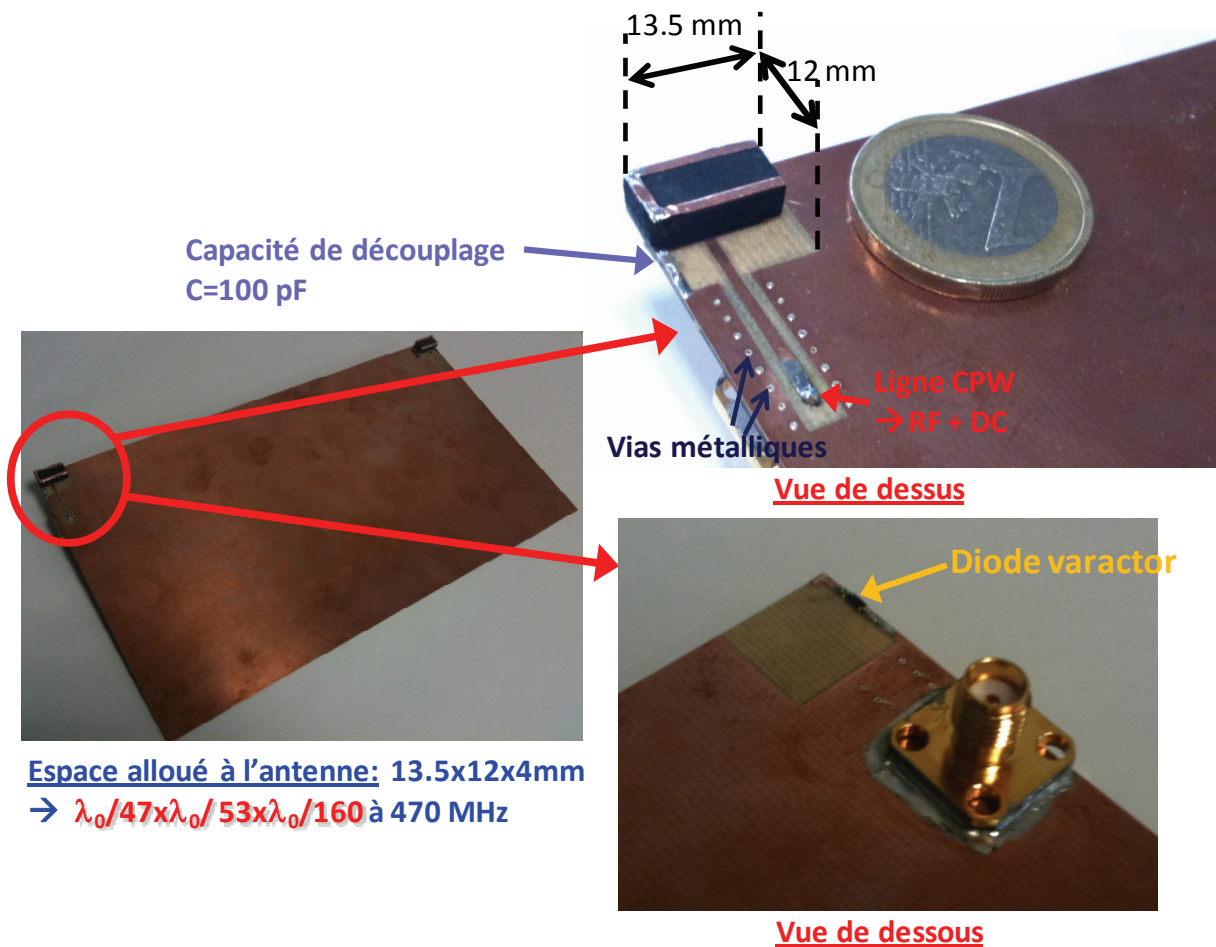


Figure 22 : Prototype réalisé de l'antenne

Finalement les dimensions allouées à une antenne sont égales à 13.5 mm x 12 mm x 4 mm soit $\lambda_0/47 \times \lambda_0/53 \times \lambda_0/160$ à 470 MHz et le PCB intègre deux éléments rayonnants de part et d'autre du plan de masse. Derrière le connecteur coaxial, un té de polarisation vient s'ajouter afin de polariser la diode varactor comme le montre la Figure 23.

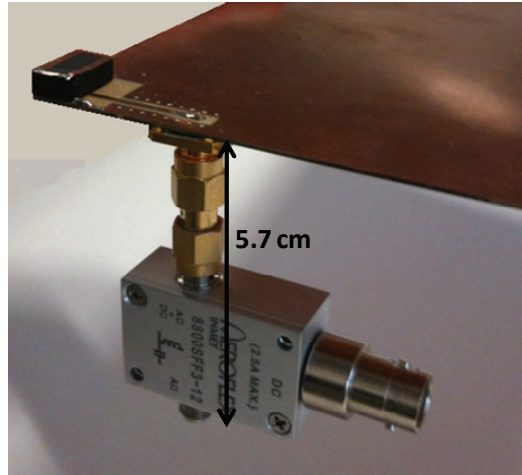


Figure 23 : Mesure de l'antenne à l'aide d'un té de polarisation

IV.2 - Performances du système antenne en mesure

IV.2.1 - Mesure des paramètres S

Dans un premier temps les paramètres S de l'antenne sont mesurés. Ils sont représentés et comparés avec ceux obtenus en simulation. La Figure 24 et la Figure 25 présentent respectivement les paramètres S_{11} simulés et mesurés. Rappelons que la simulation prend en compte un gap d'air estimé à 100 μm lors de la réalisation du prototype précédent. De plus, la structure étant parfaitement symétrique, les paramètres S_{22} sont donc quasiment identiques aussi bien en simulation qu'en mesure. C'est pourquoi, seuls les paramètres S_{11} sont présentés.

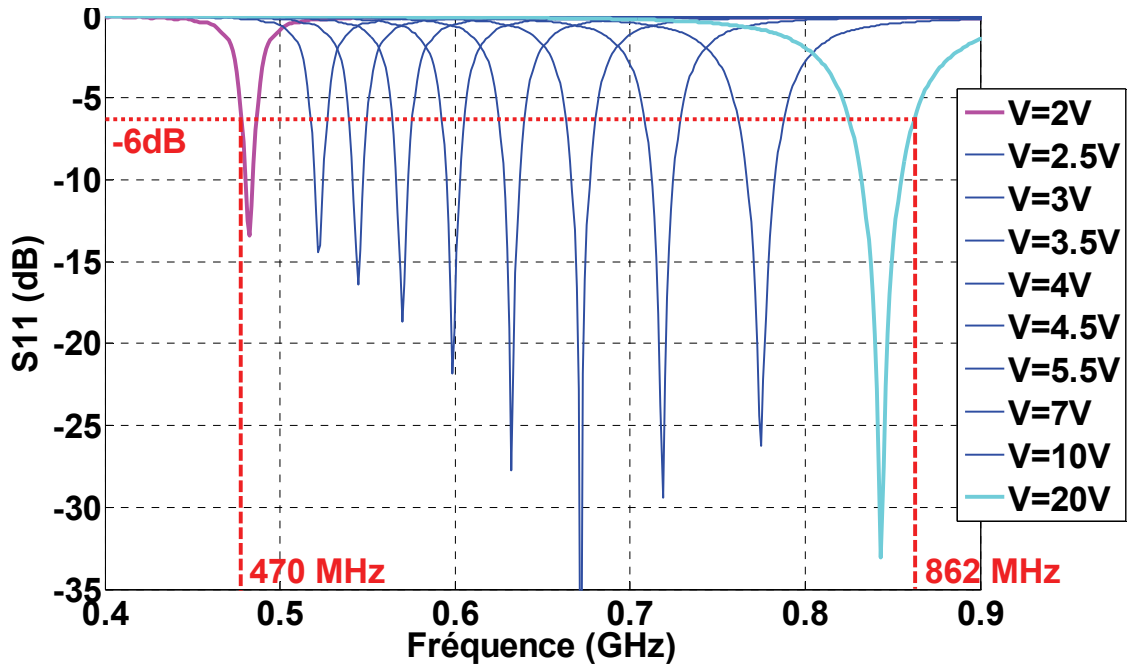


Figure 24 : Paramètres S_{11} simulés en fonction de la polarisation de la diode varactor

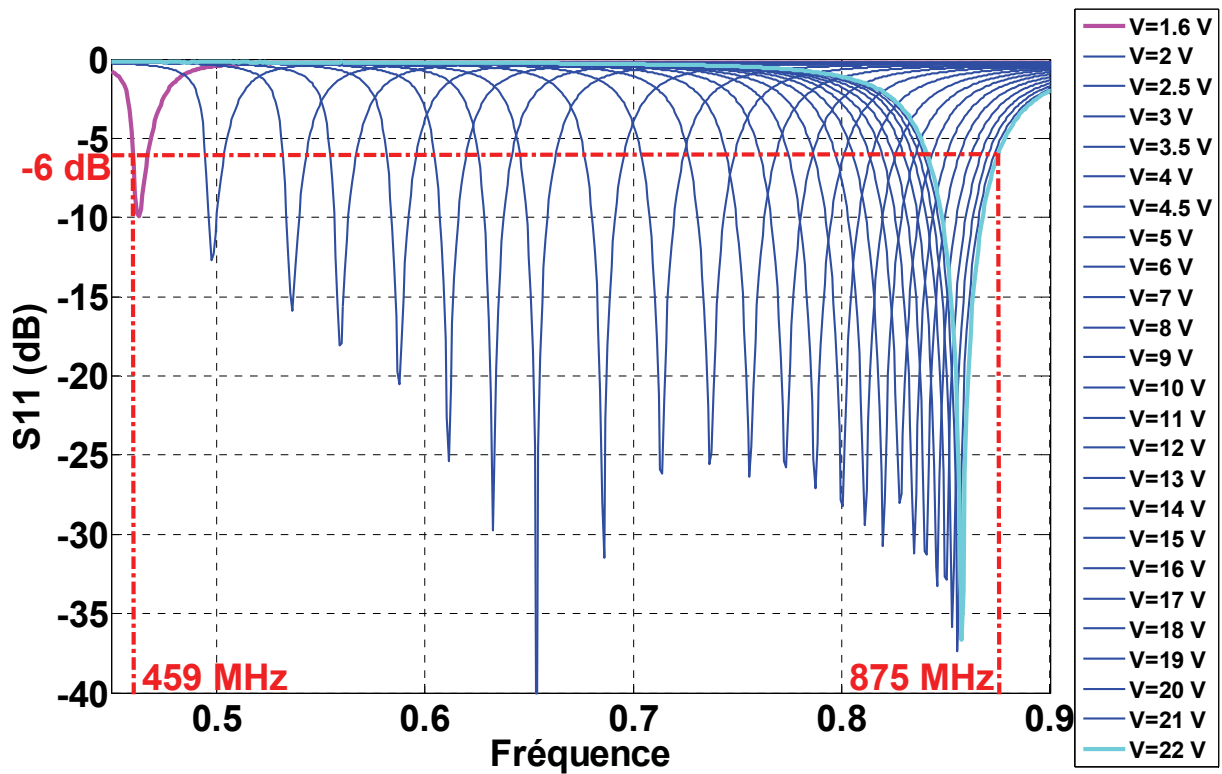


Figure 25 : Paramètres S_{11} mesurés en fonction de la polarisation de la diode varactor

La mesure et la simulation sont en très bonne adéquation. La variation de la valeur de la capacité de la diode varactor étant à décroissance exponentielle, le balayage fréquentiel est beaucoup plus sensible sur le bas de la bande DVB-H.

IV.2.2 - Diagrammes de rayonnement

Les caractérisations électromagnétiques ont été faites dans la chambre anéchoïde basée au sein du laboratoire Xlim comme le montre la Figure 26.

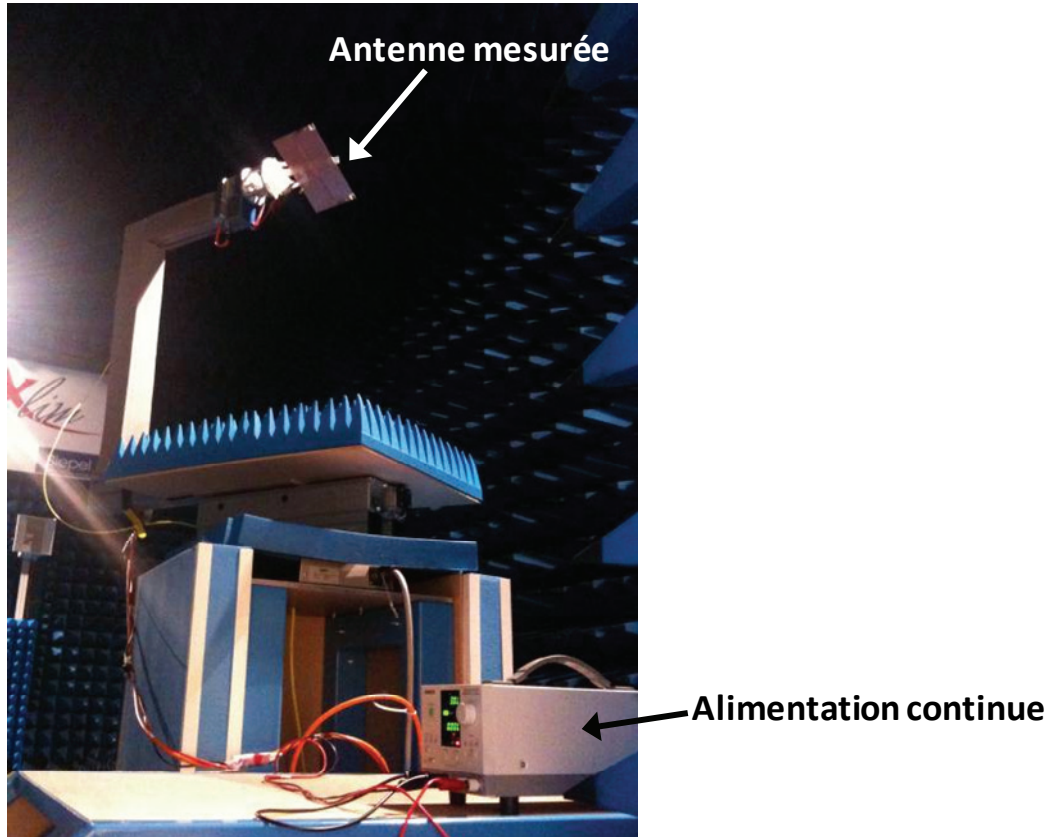


Figure 26 : Mesure de l'antenne dans la chambre anéchoïde

L'antenne est mesurée en réception, car la diode ne supporte pas une puissance RF supérieure à -7 dBm. Elle est alimentée par un té de polarisation sur lequel est branchée l'alimentation continue. Elle a été mesurée pour quatre valeurs de polarisation différentes à savoir $V=3V$, $V=4V$, $V=10V$ et $V=20V$.

Dans le but d'être concis, le Tableau 1 présente les diagrammes de rayonnement aux deux valeurs extrémales de la polarisation à savoir $V=3V$ et $V=20V$ pour l'antenne 1. La Figure 27 présente la configuration finale de l'antenne avec les directions des axes du repère.

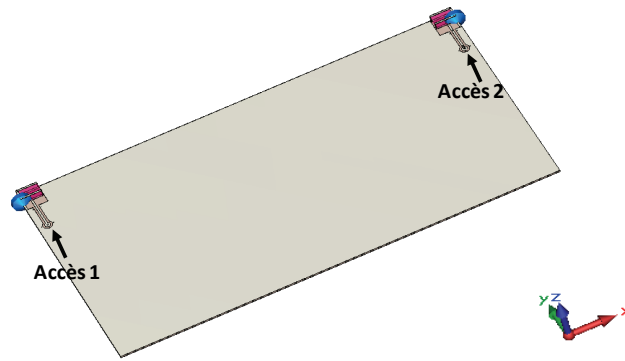


Figure 27 : Structure étudiée et directions des axes du repère

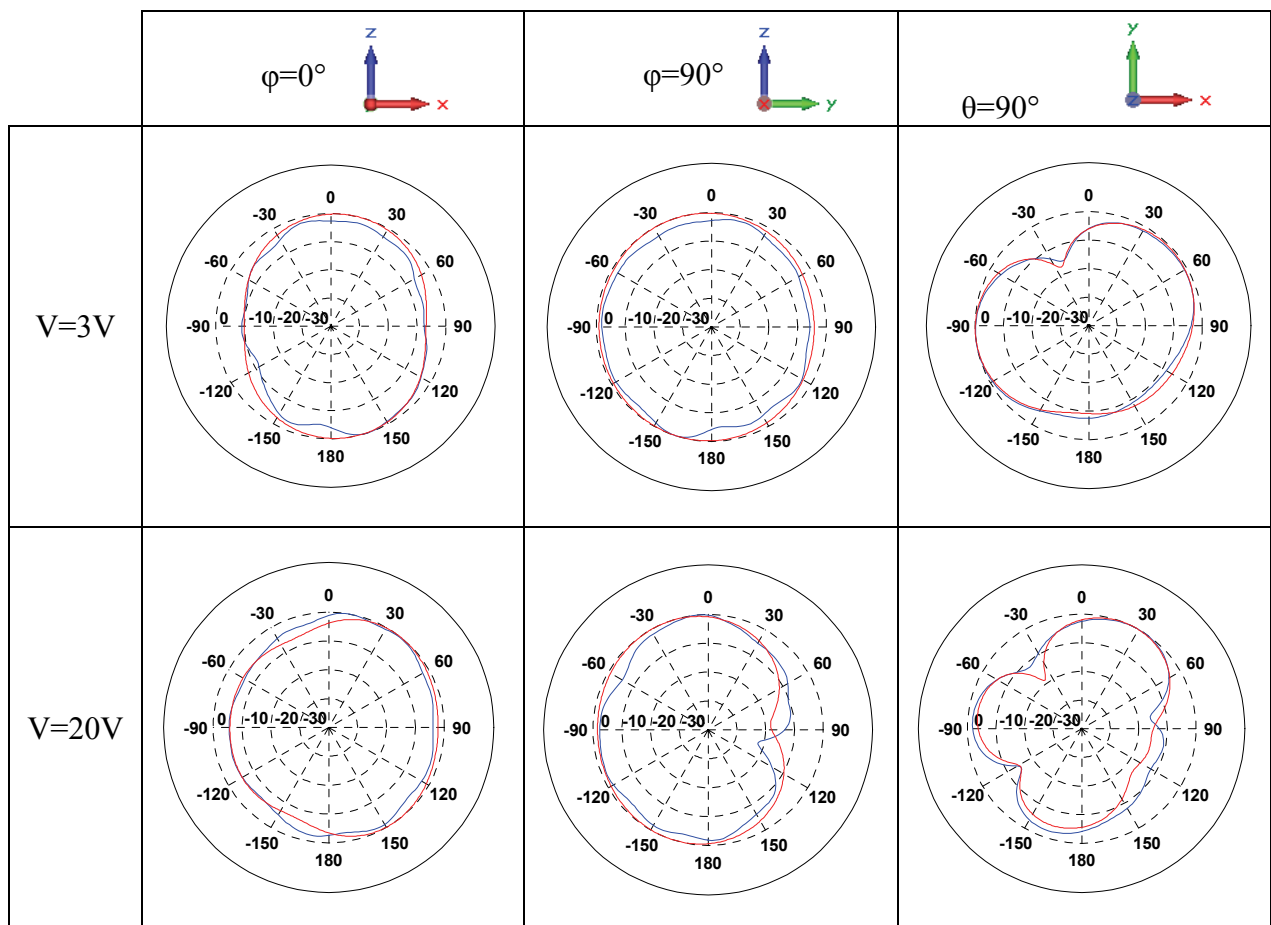


Tableau 1 : Diagrammes de rayonnement simulés (rouge) et mesurés (bleu)

Ces diagrammes de rayonnement mesurés sont en bonne adéquation avec la simulation. Les oscillations proviennent du support sur lequel cette antenne est mesurée ainsi qu'à la présence d'un grand nombre de câbles (due à la polarisation de la diode).

Les diagrammes de rayonnement étant normalisés, les valeurs des gains réalisés ne peuvent pas être connues d'après ces diagrammes. Le paragraphe suivant s'intéressera donc à montrer les valeurs des gains réalisés maximums et de l'efficacité totale.

IV.2.3 - Gain réalisé maximum et efficacité totale

Afin de vérifier les performances antennaires sur une large bande de fréquence, ces différentes caractérisations ont été faites pour quatre polarisations de la diode à savoir $V=3V$, $V=4V$, $V=10V$ et $V=20V$. Dans un premier temps, la Figure 28(a), (b), (c) et (d) présente les différents S_{11} mesurés pour chacune de ces polarisations ainsi que les gains réalisés maximum mesurés correspondants.

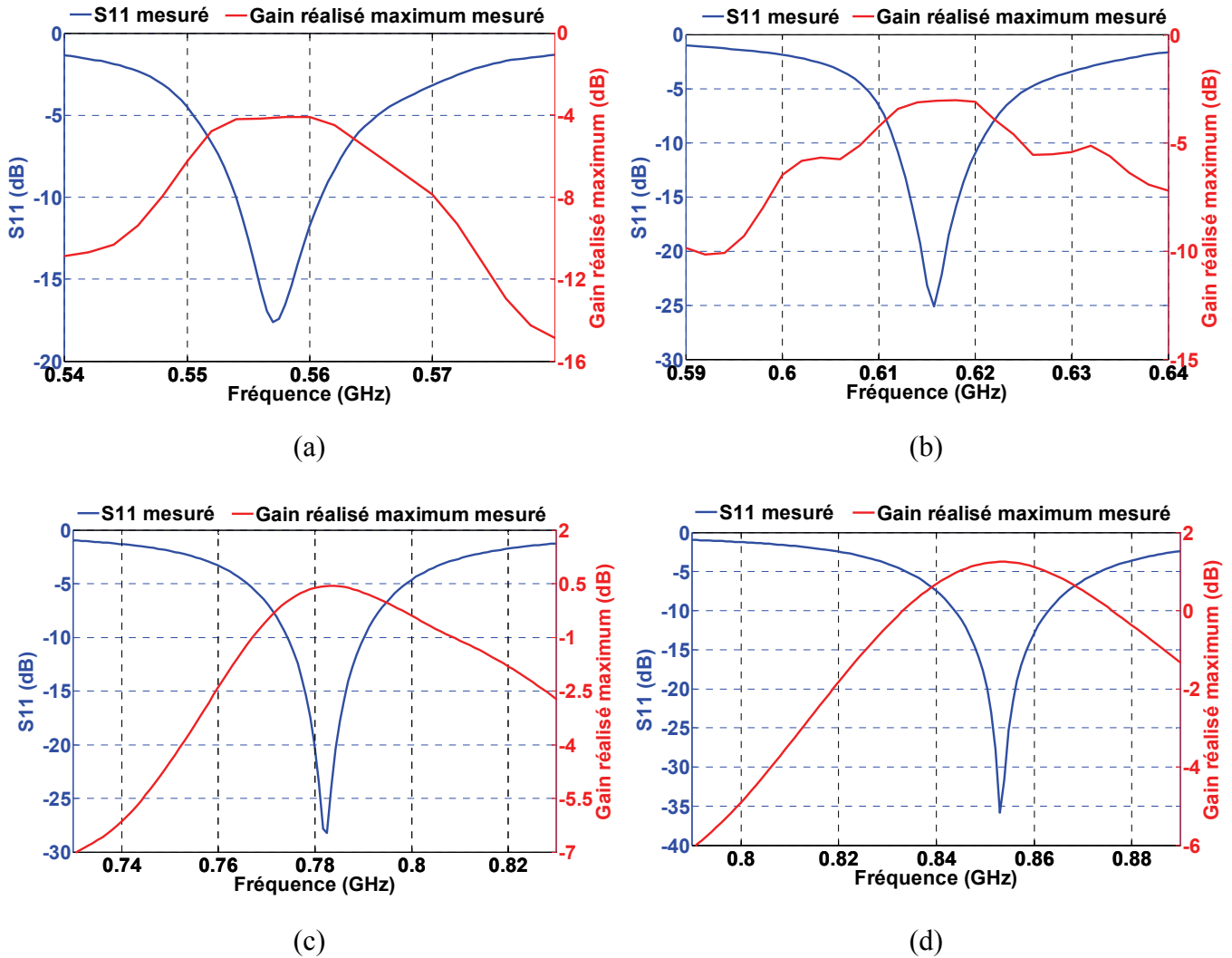
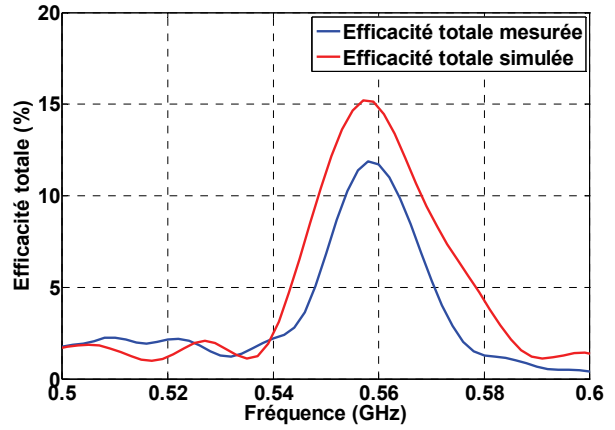
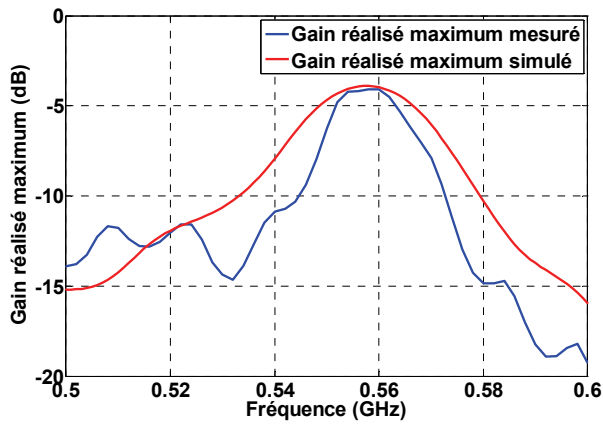
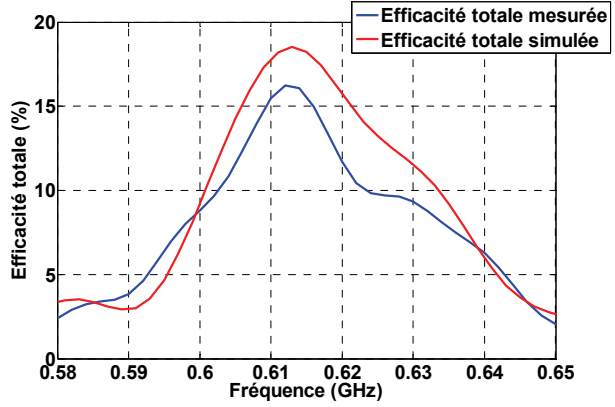
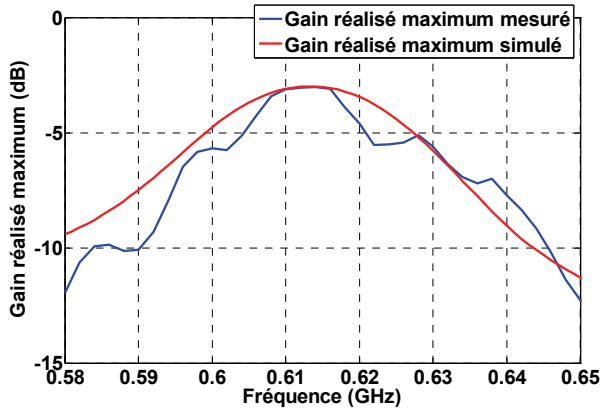


Figure 28 : S_{11} mesuré et le gain réalisé maximum mesuré correspondant à $V=3V$ (a), $V=4V$ (b), $V=10V$ (c) et $V=20V$ (d)

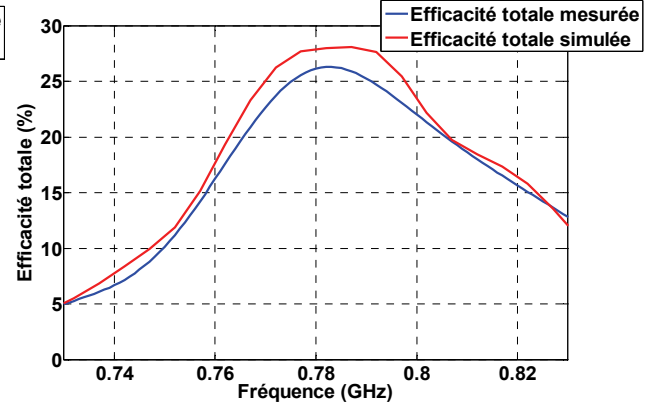
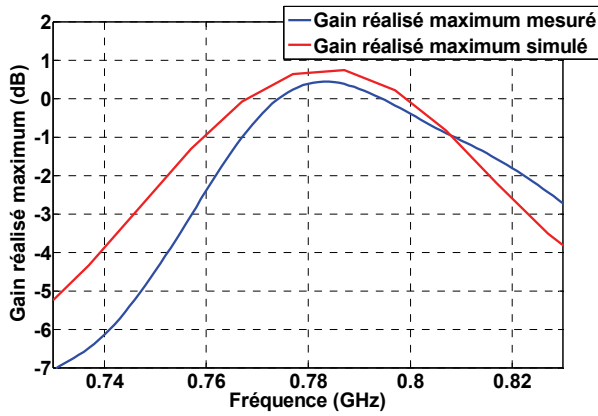
Les différentes bandes de fonctionnement étant identifiées, la Figure 29(a), (b), (c) et (d) représente les comparaisons entre les gains réalisés maximums et les efficacités totales mesurés et simulés pour ces quatre polarisations.



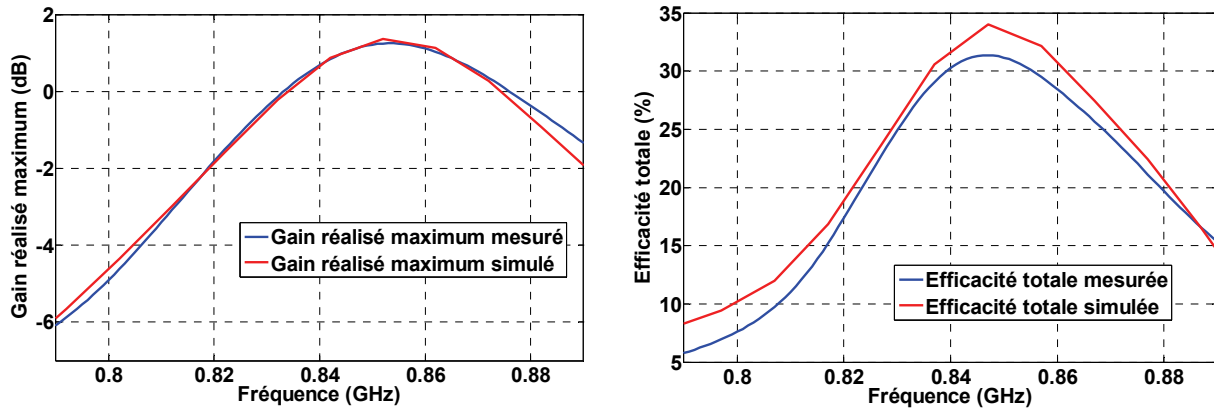
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 29 : Comparaison entre mesure et simulation du gain réalisé maximum et de l'efficacité totale à $V=3V$ (a), $V=4V$ (b), $V=10V$ (c) et $V=20V$ (d)

Plusieurs choses sont à noter :

- Pour le haut de la bande DVB-H, il y a une bonne adéquation entre les mesures et les simulations.

- Les déformations observées sur le gain réalisé maximum pour $V=3V$ et $V=4V$ sont principalement dues au support de l'antenne. Cependant, chaque maximum du gain réalisé maximum mesuré correspond à celui prévu par la simulation.

- L'efficacité est faible en bas de bande due aux pertes de la diode.

- En bas de la bande DVB-H, le gain réalisé maximum mesuré est égal à -4dB. Il semble donc répondre aux exigences définies par la norme DVB-H. Pour confirmer cela, la Figure 30 représente, par interpolation et extrapolation des résultats précédemment montrés, l'allure du gain réalisé maximum.

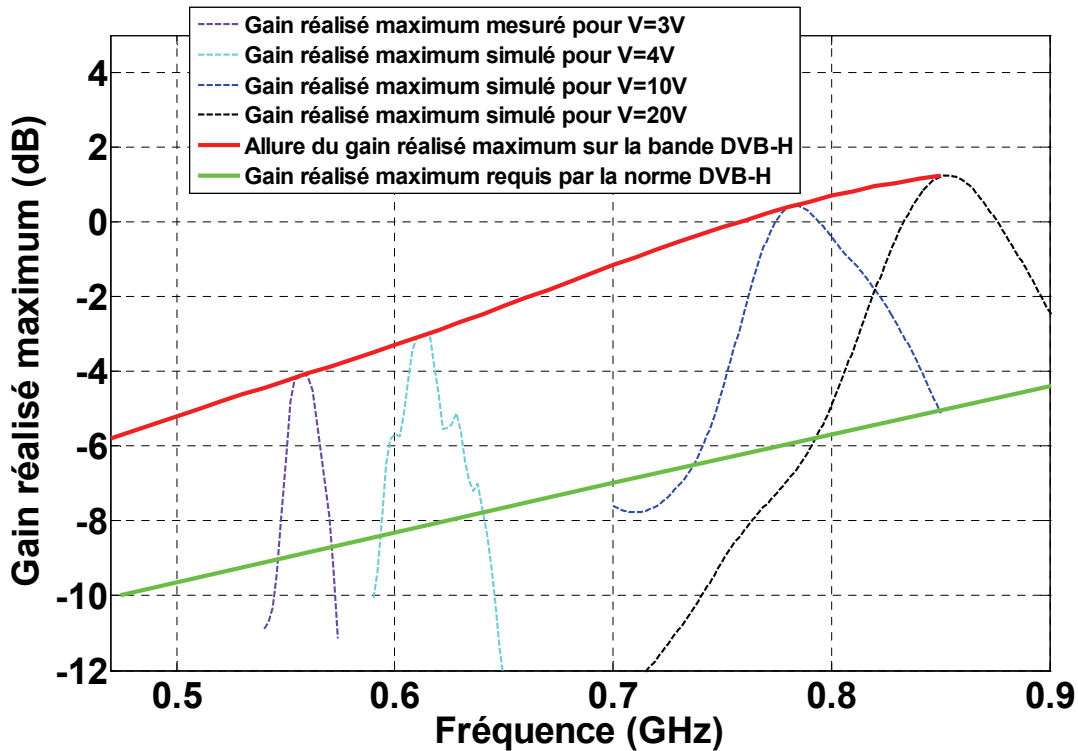


Figure 30 : Allure du gain réalisé maximum mesuré pour chaque bande d'adaptation

Nous constatons que l'allure du gain réalisé maximum mesuré est toujours supérieure au gain réalisé maximum requis par la norme DVB-H.

Cette antenne est donc conforme à la norme DVB-H. Ces études électromagnétiques étant maintenant réalisées, nous pouvons étudier l'apport de l'intégration d'une seconde antenne sur la carte PCB et étudier ses performances en diversité.

IV.2.4 - Performances en diversité

Comme dans le chapitre précédent et comme évoqué dans le premier chapitre, les performances évaluées ici seront le coefficient de corrélation d'enveloppe et le gain de diversité effectif. Dans le cas présenté dans ce chapitre, un grand nombre de résultats pourrait être montré car l'antenne balaie un large spectre fréquentiel. Afin d'être concis, nous nous sommes restreints à ne faire ces études en diversité qu'à une seule polarisation V=10V.

IV.2.4.1 - Coefficient de corrélation d'enveloppe

La Figure 31 présente le coefficient de corrélation d'enveloppe calculé d'après les paramètres S (équation 2) pour V=10V.

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (2)$$

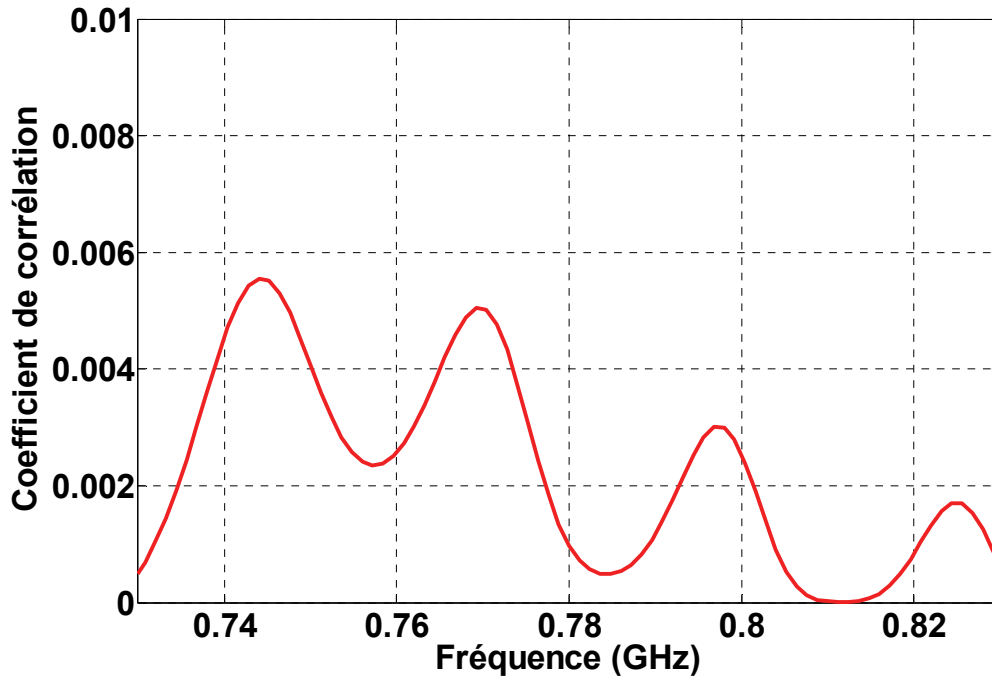


Figure 31 : Coefficient de corrélation d'enveloppe pour $V=10V$

Le coefficient de corrélation d'enveloppe atteint un maximum de 6.10^{-3} , le diagramme de rayonnement est donc reconfiguré sur la bande. Notons que la valeur du coefficient de corrélation est faible car les antennes sont de part et d'autre du plan de masse

IV.2.4.2 - Gain de diversité effectif en canal isotrope

La densité de probabilité cumulée a été calculée d'après les puissances reçues par chaque antenne. Sa variation en fonction des seuils normalisés par rapport à la puissance reçue par l'antenne de référence à 785 MHz est représentée Figure 32.

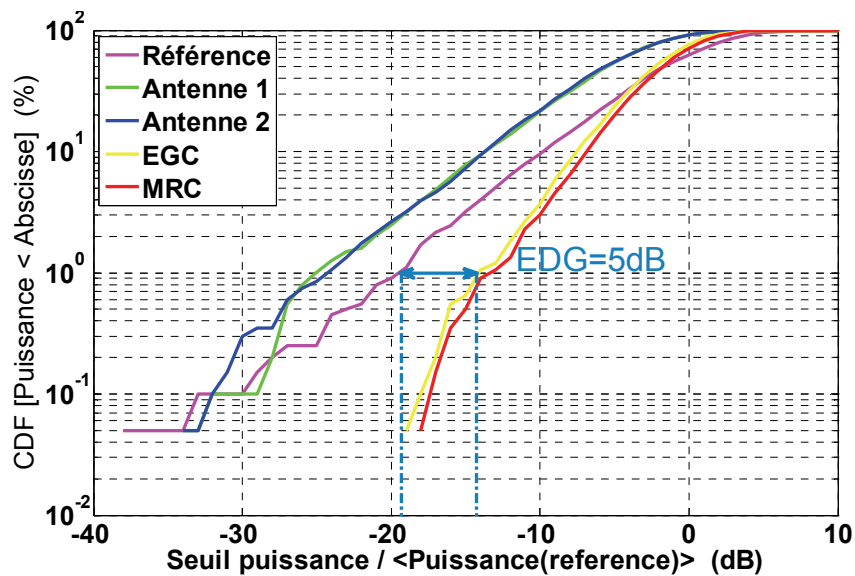


Figure 32 : Gain de diversité effectif à 785 MHz

L'antenne de référence prise est une antenne dipôle. Les courbes des antennes 1 et 2 ne suivent pas la courbe de l'antenne de référence car ces antennes ont des efficacités beaucoup plus faibles que l'antenne dipôle de référence.

Le gain de diversité effectif est de 5 dB en prenant pour référence une antenne dipôle de dimensions beaucoup plus élevées que les dimensions globales des deux antennes présentées ici.

Ainsi cette antenne couvre l'intégralité de la bande DVB-H avec un minimum de 8MHz de bande passante instantanée tout en restant ultra miniature puisque les dimensions allouées à une antenne sont de l'ordre de $\lambda_0/47 \times \lambda_0/53 \times \lambda_0/160$ à 470 MHz. Le gain réalisé maximum est supérieur à celui requis par la norme DVB-H sur l'intégralité de la bande. Cependant, l'efficacité reste faible et dans le cas d'une application plus exigeante en termes d'efficacité et de gain réalisé, cette antenne ne pourrait pas convenir.

Le fait d'avoir intégré deux antennes de part et d'autre de la carte PCB nous a permis d'obtenir un gain de diversité de 5 dB avec un antenne dipôle prise comme antenne de référence.

Tous ces nombreux avantages nous ont conduits à vouloir intégrer cette structure antennaire au sein du démonstrateur du projet NAOMI. La prochaine partie détaillera cette intégration.

V - Intégration du système antennaire au sein du terminal mobile – Performances

Comme nous avons pu le constater précédemment, la mesure nécessitait l'ajout d'un té de polarisation derrière le connecteur coaxial. Dans l'objectif d'intégrer le système antennaire au sein d'un terminal mobile, il est nécessaire d'adapter la solution proposée précédemment au cahier des charges fourni par le constructeur du démonstrateur, en terme d'une part de dimensions allouées au système antennaire et d'autre part en termes d'alimentations RF et DC.

Un premier paragraphe détaillera l'intégration de l'antenne au sein du PCB défini par le projet NAOMI et notamment l'intégration et la conception en CMS (composants montés en surface) du té de polarisation. Finalement la structure sera présentée et mesurée in situ c'est-à-dire intégrée dans le terminal mobile visé par le projet NAOMI.

V.1 - Intégration du système antenne au sein du terminal mobile

Le cahier des charges du démonstrateur proposait plusieurs solutions pour l'implémentation des alimentations RF et continues. Celles qui ont été choisies sont représentées Figure 33.

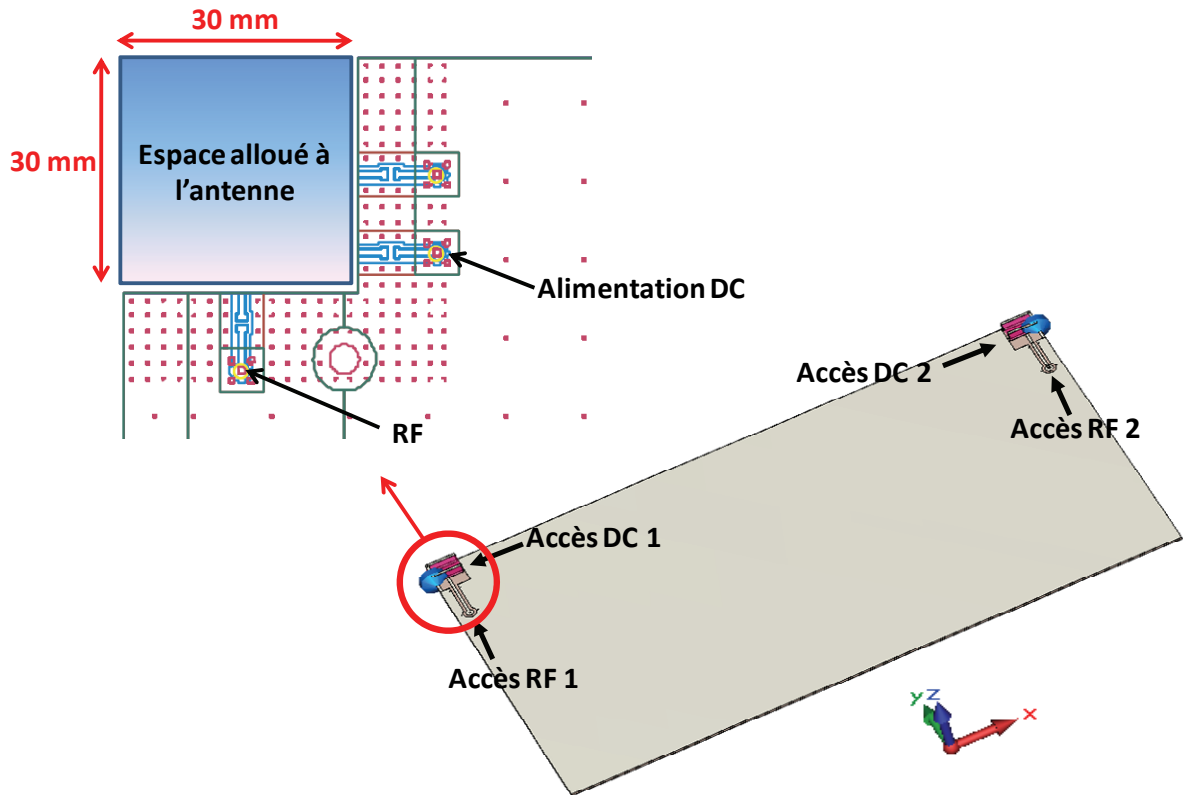


Figure 33 : Cahier des charges du démonstrateur et accès RF et DC choisis

L'espace alloué au système antenne est de 30mm x 30mm. L'antenne à intégrer étudiée dans la première partie était alimentée par un té de polarisation. Celui-ci doit désormais être intégré dans cet espace alloué à l'antenne. Afin de mieux appréhender l'intégration de celui-ci, un té de polarisation a été simulé sous ADS (Advanced Design System) puis il a été réalisé en CMS comme le montre la Figure 34.

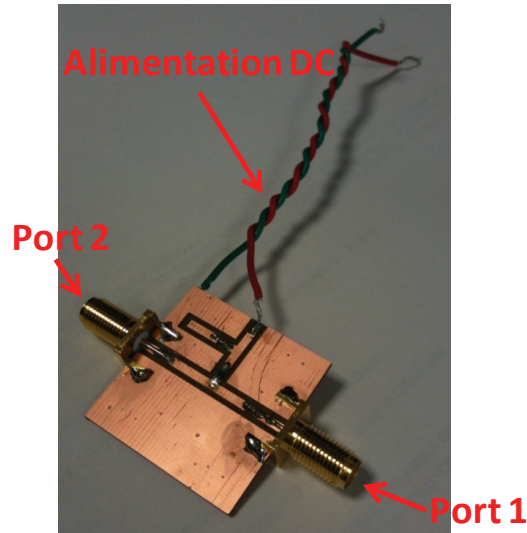


Figure 34 : Té de polarisation en CMS

Dans un premier temps, afin de connaître ses pertes d'insertion il a été caractérisé en transmission avec une tension continue, la Figure 35 montre des pertes d'environ 0.1 dB sur la bande DVB-H. Ces résultats sont vrais quelle que soit la tension continue appliquée.

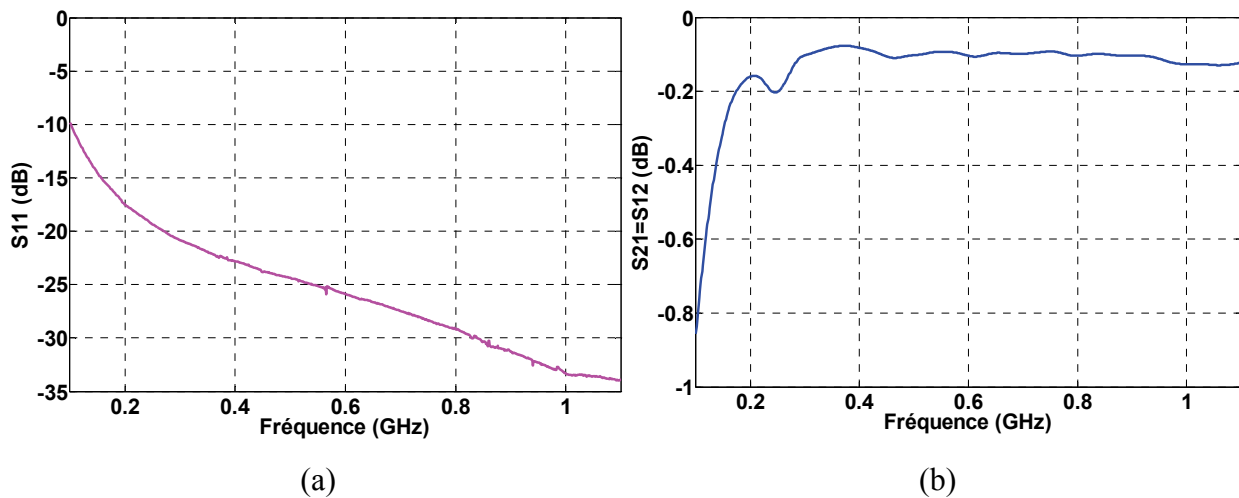


Figure 35 : Paramètres S_{11} (a) et $S_{21}=S_{12}$ (b) du té de polarisation

Puis afin de vérifier l'isolation entre la tension continue et la RF, un troisième connecteur a été ajouté à la place de l'alimentation continue (Figure 36(a)), et les $S_{31}=S_{13}$ ont été mesurés (Figure 36(b)).

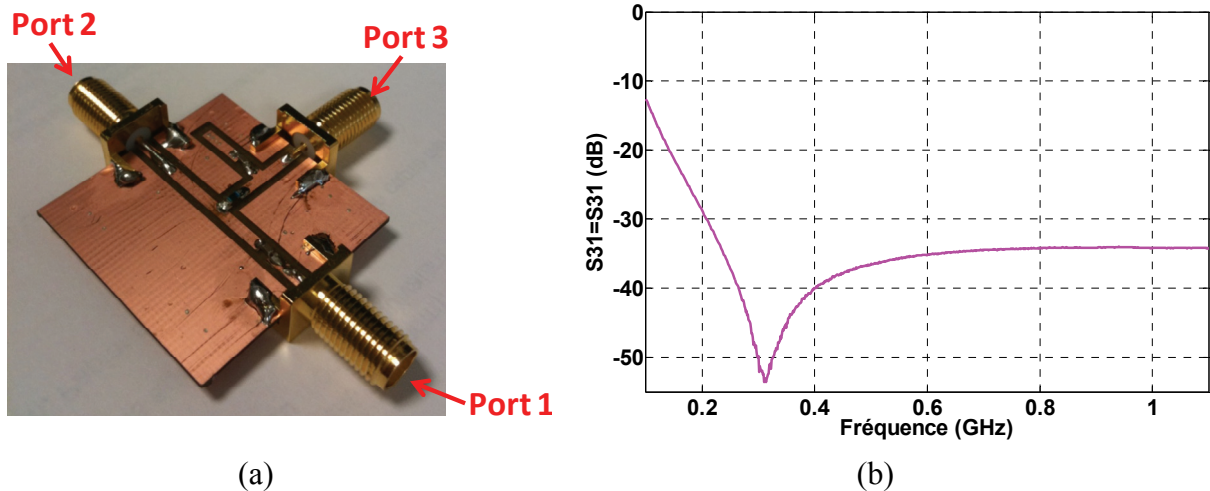


Figure 36 : Ajout d'un connecteur SMA (port 3) sur l'accès DC du té de polarisation (a) et paramètres $S_{31}=S_{13}$ du té de polarisation (b)

Nous constatons que sur la bande DVB-H $S_{31} < -30$ dB, la tension continue et la voie RF sont donc bien isolées.

Ce té de polarisation possède donc de très bonnes performances sur la bande DVB-H puisqu'il ne possède que 0.1 dB de perte quelle que soit la tension continue amenée et isole très bien la RF de la tension continue.

Il suffit maintenant d'intégrer ce té de polarisation avant la ligne coplanaire biseautée de la structure antennaire précédente.

V.2 - Présentation du démonstrateur final - Performances

V.2.1 - Présentation du démonstrateur final

Finalement, toutes ces études ont abouti à la conception du démonstrateur final représenté Figure 37. La partie antennaire intègre donc le té de polarisation étudié dans le paragraphe précédent et l'élément rayonnant étudié précédemment dans ce chapitre.

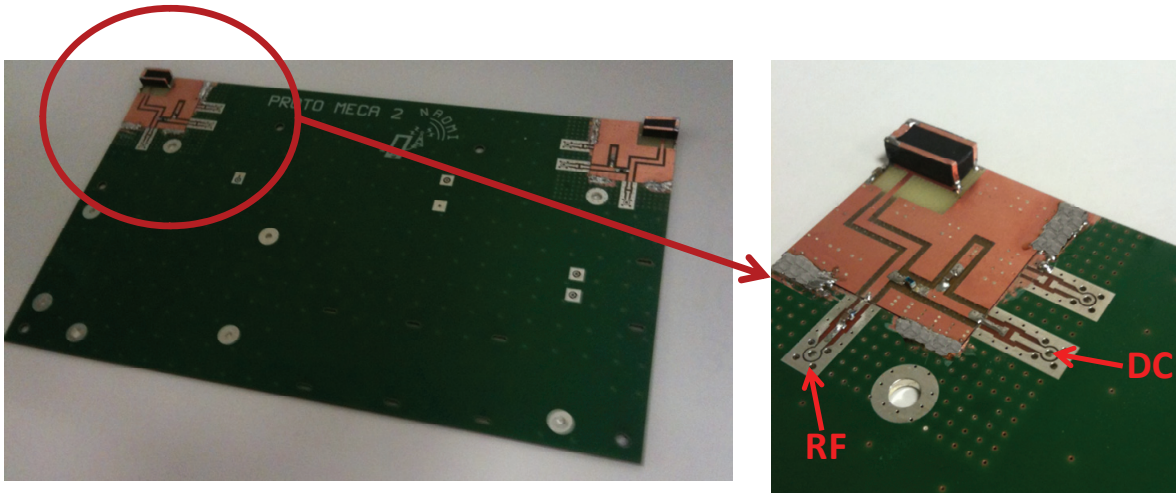


Figure 37 : Système antenne intégré sur le PCB du démonstrateur final

Ce système est alors intégré dans le terminal mobile (Figure 38). Cette figure montre que celui-ci est équipé de tous les éléments nécessaires pour la démonstration (PC, batteries, cartes de régulation de tension et de réception TNT).

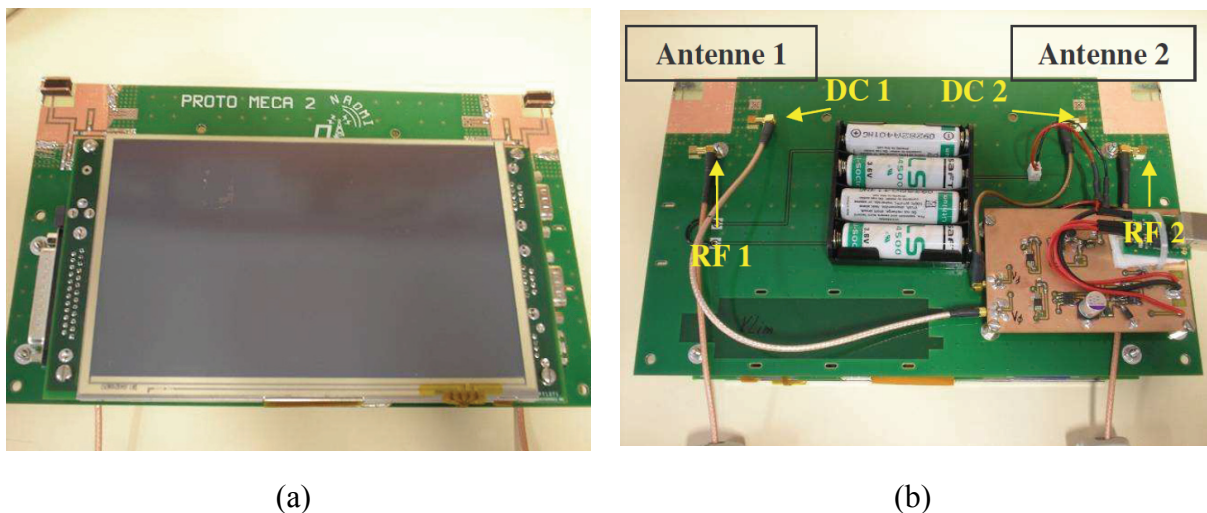


Figure 38 : Intégration de tous les éléments nécessaires pour la démonstration, vue de dessus (a), vue de dessous (b)

Les mesures de l'antenne présentées précédemment montraient des performances électromagnétiques répondant à la norme DVB-H ainsi que de très bonnes performances en diversité. Le té de polarisation joue correctement son rôle sur la bande DVB-H.

Ainsi, les performances avérées de ces deux éléments devraient conduire à des résultats quasiment identiques à ceux présentés dans la première partie de ce chapitre à savoir une antenne conforme à la norme de réception en DVB-H. De plus, en terme d'encombrement, le système antenne composé du té de polarisation et de l'élément rayonnant entre parfaitement dans les conditions fixées par le cahier des charges puisque

celui-ci entre dans la surface allouée au système antennaire de 30 mm x30 mm. Nous allons maintenant étudier ses performances.

V.2.2 - Performances du démonstrateur

Le démonstrateur a été mesuré dans la Stargate SG-24 de la société Satimo basée à Brest (Figure 39).

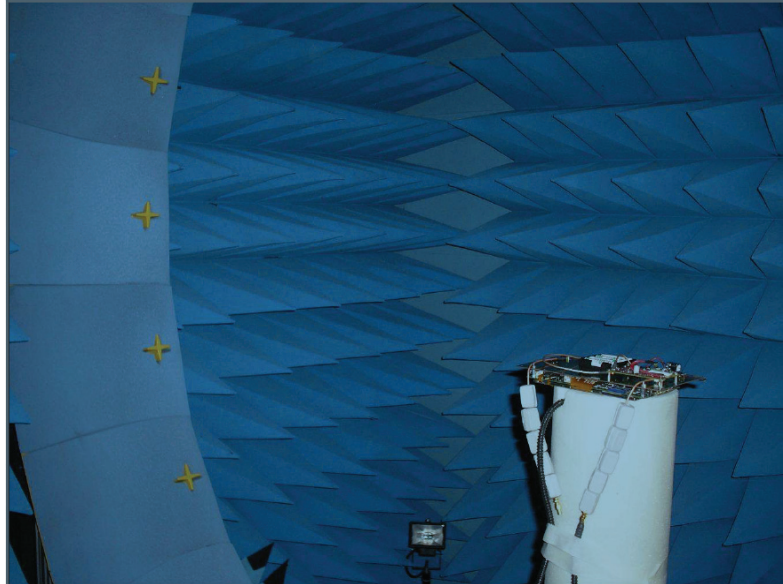


Figure 39 : Mesure du système antennaire dans la Stargate SG-24

Les mesures de l'intégralité du terminal (PC, batteries, cartes de régulation de tension et de réception TNT ...) ont été réalisées en émettant une puissance RF de -8 dBm.

Les paramètres S11 obtenus sont représentés en fonction de la tension de polarisation Figure 40.

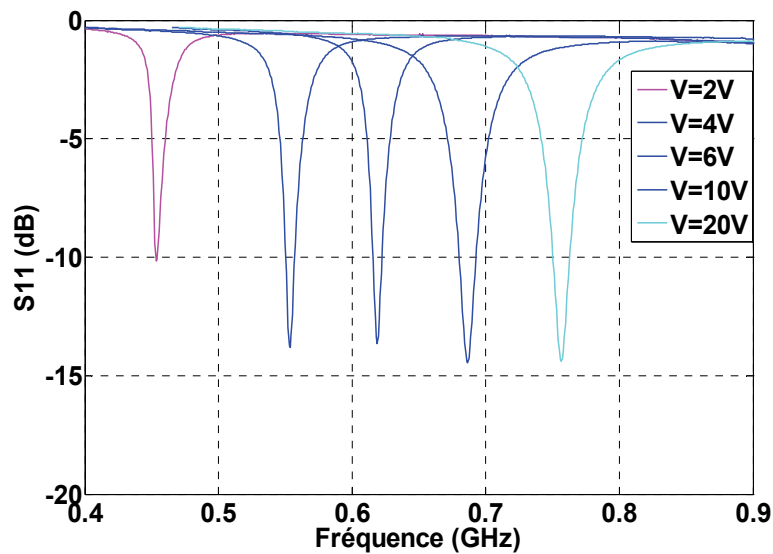


Figure 40 : Paramètres S11 mesurés en fonction de la polarisation de la diode varactor

Les résultats présentés ici viseront 4 canaux de la TNT présentés dans le Tableau 2.

Canal	Fréquence centrale (MHz)
21	474
33	570
45	666
57	762

Tableau 2 : Canaux étudiés

Chaque polarisation est alors réglée pour couvrir chacun de ces canaux. La Figure 41 résume les différents résultats obtenus en termes de directivité, de gain réalisé maximum et d'efficacité totale autour de chaque canal couvert.

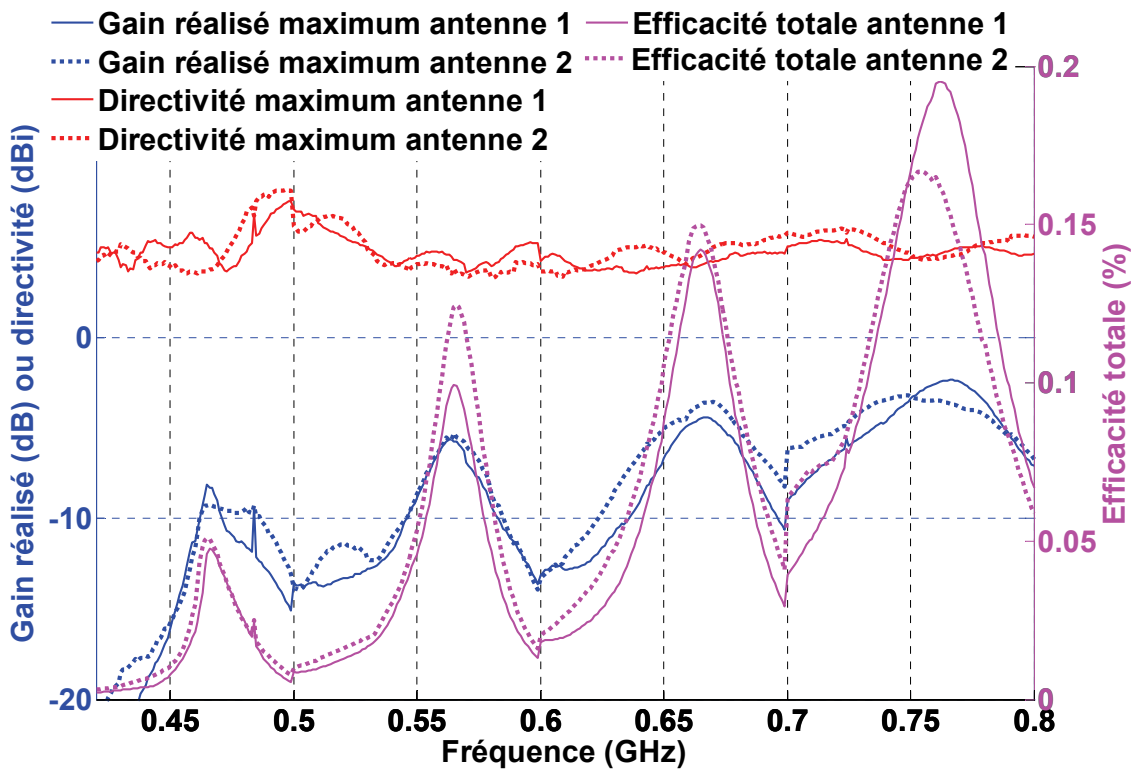


Figure 41 : Directivités, gains réalisés maximums et efficacités mesurés de l'antenne

Si nous ne considérons que le gain réalisé maximum, il est représenté Figure 42.

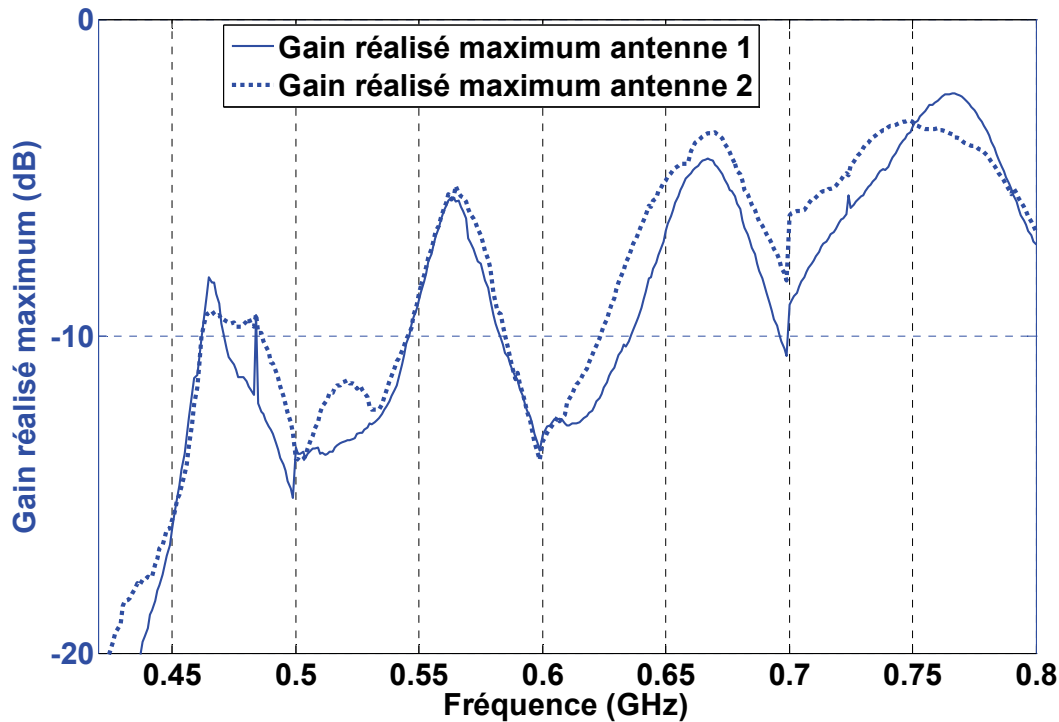


Figure 42 : Gains réalisés maximums mesurés de l'antenne

Ainsi, le démonstrateur est capable de répondre intégralement à la norme DVB-H en termes de couverture de bande et de gain réalisé maximum. De plus, en terme d'encombrement, le système antenne composé du té de polarisation et de l'élément rayonnant entre parfaitement dans les conditions fixées par le cahier des charges puisque celui-ci entre dans la surface allouée au système antenne de 30 mm x30 mm.

VI - Conclusion

Ce chapitre a dans un premier temps décrit la méthodologie mise en œuvre afin de simuler correctement une antenne intégrant une diode varactor. Cette méthode a ensuite été validée par la conception et la mesure d'un prototype d'antenne IFA classique montrant des résultats quasiment similaires à ceux prédit par la simulation.

La méthode étant validée, la partie suivante s'est intéressée à l'intégration de cette même diode varactor au sein d'une structure antenne à base d'un matériau magnéto-diélectrique. La structure de cette antenne est basée sur celle du chapitre précédent. Les performances encourageantes du prototype réalisé de cette dernière antenne nous ont conduits à proposer cette structure et à l'intégrer au sein du démonstrateur défini par le projet NAOMI.

Finalement l'intégration de ce système dans le démonstrateur s'est montrée convaincante puisque l'espace dédié à l'antenne défini par le projet a été respecté. D'autre

part, l'antenne couvre l'intégralité des 69 canaux de la bande DVB-H avec un gain réalisé maximum satisfaisant la norme DVB-H. L'intégration de deux de ces antennes au sein d'une même carte PCB a conduit à reconfigurer le diagramme de rayonnement avec un gain de diversité égal à 5 dB.

Les critères fixés par le projet NAOMI se voient donc intégralement remplis par cette structure antennaire.

VII - Bibliographie du chapitre 5

- [1] Canneva, Florian; Ribero, Jean-Marc; Staraj, Robert; , "Tunable antenna for DVB-H band," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on* , vol., no., pp.1-3, 12-16 April 2010
- [2] Canneva, Florian; Ferrero, Fabien; Ribero, Jean-Marc; Staraj, Robert; , "New reconfigurable small antenna for DVB-H and GPS standard," *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1549-1552, 3-8 July 2011
- [3] Pintos, J.F.; Louzir, A.; Minard, P.; Perraudau, J.; Mattei, J.L.; Souriou, D.; Queffelec, P.; , "Ultra-miniature UHF antenna using magneto-dielectric material," *Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM), 2010 14th International Symposium on* , vol., no., pp.1-4, 5-8 July 2010
- [4] Canneva, F.; Ribero, J.-M.; Staraj, R.; , "Reconfigurable meander antenna for DVB-H band," *Antenna Technology (iWAT), 2010 International Workshop on* , vol., no., pp.1-4, 1-3 March 2010
- [5] Sufyar, S.; Delaveaud, C.; Staraj, R.; , "A frequency agility technique on a miniature omnidirectional antenna," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on* , vol., no., pp.1-4, 12-16 April 2010
- [6] Sufyar, S.; Delaveaud, C.; Staraj, R.; , "Wide frequency reconfigurability on a miniature omnidirectional antenna combining variable capacitance and inductance," *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on* , vol., no., pp.2293-2297, 11-15 April 2011
- [7] Li, Lin Wu, Ke Russer, Peter "On the thru-reflect-line (TRL) numerical calibration and error analysis for parameter extraction of circuit model", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol.16, Iss.5, pp.470, 2006
- [8] Jargon, Jeffrey A.; Marks, Roger B.; , "Two-Tier Multiline TRL for Calibration of Low-Cost Network Analyzers," *ARFTG Conference Digest-Fall, 46th* , vol.28, no., pp.1-8, Nov. 1995

Conclusion générale et
perspectives

Au cours de ce mémoire de thèse, nous nous sommes attachés à présenter les diverses approches relatives à l'étude, à la conception et à la réalisation d'antennes miniatures intégrables au sein d'un terminal mobile. Il s'agissait de s'attaquer au verrou de l'encombrement des antennes et de la coexistence de diverses applications en explorant les potentialités offertes par le développement de matériaux originaux pour leur miniaturisation.

Les principales étapes d'une étude de recherche et de développement appliquée à la conception d'antennes miniatures ont été abordées au cours de ce mémoire.

Tout d'abord, l'étude de la littérature nous a permis de recenser les différentes techniques de miniaturisation classiquement utilisées mais également de présenter plusieurs méthodes permettant de rendre agile en fréquence une antenne. Associé au contexte du projet NAOMI, nous avons mis en avant les potentialités de plusieurs types d'antennes qui se sont articulées autour de cinq chapitres.

Le nombre important de degrés de liberté d'une antenne DRA nous a conduits à étudier la faisabilité d'une telle antenne en termes de miniaturisation et de large bande passante. C'est dans cet objectif qu'une technique de miniaturisation basée sur des études modales a été mise en place. Celle-ci a permis de diminuer les fréquences de résonance des modes d'un résonateur diélectrique sans augmenter ses dimensions. Le second objectif étant d'obtenir une large bande d'adaptation, l'étude modale des deux premiers modes de la cavité a permis de choisir et de positionner de manière judicieuse une sonde coaxiale pour exciter simultanément les deux premiers modes. Finalement, une bande passante de 65% a été obtenue avec une très bonne efficacité permettant à cette antenne de répondre, en termes de performances, à la norme DVB-H. Cette antenne possède des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/7 \times \lambda_0/13 \times \lambda_0/28$ à 470 MHz, elle est donc électriquement petite devant la longueur d'onde. Cependant, en vue de son intégration dans le terminal mobile défini par le projet NAOMI, ses dimensions physiques restent trop importantes et il est nécessaire de les diminuer.

La compacité de l'antenne fut donc le nouvel objectif à atteindre. Cependant, il est bien connu que la diminution de la taille antennaire passe par la diminution de ses performances et notamment de sa bande passante. Nous nous sommes donc dans un premier temps concentrés sur la couverture de la bande haute de la bande DVB-H. De part les degrés de liberté d'une antenne DRA, nous avons également choisi de couvrir les deux bandes supplémentaires proposées par le cahier des charges du projet NAOMI, à savoir les bandes

WiFi et WiMax. La conception d'une antenne hybride dont l'excitation du résonateur était lui-même un élément rayonnant a donc été détaillée. En effet, la ligne d'excitation du résonateur a été d'une part paramétrée pour jouer le rôle de monopôle et ainsi couvrir la première bande souhaitée à savoir 9 canaux de la bande DVB-H couvrant la bande [790 MHz – 862 MHz], et d'autre part elle a permis d'exciter le DRA et de fixer ses fréquences de résonance pour permettre l'adaptation de l'antenne sur la bande WiFi et sur la bande WiMax. Finalement, deux des résonateurs étudiés ont été placés orthogonalement permettant ainsi d'obtenir des diagrammes de rayonnement décorrélés sur les trois bandes d'adaptation avec un gain de diversité effectif de 5 dB, 10 dB et 11 dB respectivement sur le haut de la bande DVB-H, la bande WiFi et la bande WiMax. A l'issue de cette étude, l'idée a été de méandrer davantage le monopôle quart d'onde afin de miniaturiser davantage le système antenne. Cependant, la miniaturisation poussée de ce type d'antenne s'accompagne inévitablement d'une augmentation du facteur de qualité et interdit l'obtention de la bande passante suffisante pour couvrir le haut de la bande DVB-H.

En considérant l'état de l'art, l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique s'est avérée être une bonne alternative. En effet, la littérature montre que l'utilisation d'un tel matériau permettait d'augmenter la bande passante sans diminuer le rapport de miniaturisation. Notre étude s'est donc focalisée sur l'intégration d'un matériau magnéto-diélectrique au sein d'un système antenne. Après avoir montré l'apport d'un tel matériau au sein d'une antenne patch, nous nous sommes intéressés à l'étude d'une antenne de type IFA dont l'élément rayonnant a été replié autour d'un matériau magnéto-diélectrique. Finalement, après une optimisation judicieuse des différents paramètres influençant la fréquence de résonance et le facteur de qualité une antenne possédant des dimensions de l'ordre de $\lambda_0/25 \times \lambda_0/38 \times \lambda_0/94$ à 800 MHz pour une bande passante de 7.12% à -6 dB permettant ainsi de couvrir le haut de la bande DVB-H a été conçue et réalisée. La miniaturisation avérée de cette antenne nous a permis d'intégrer deux de ces antennes sur la carte PCB définie par le projet NAOMI. Le prototype de cette antenne a été réalisé en s'appuyant sur la collaboration entre le laboratoire Xlim et le LabSticc dans le cadre du projet ANR NAOMI. Cette collaboration a notamment permis la fourniture des matériaux magnéto-diélectriques par le LabSticc. Finalement, cette antenne répondait en termes de performances et de dimensions à la norme DVB-H avec un gain de diversité de 5dB. Cependant, cette antenne ne couvre que le haut de la bande DVB-H.

L'examen de la littérature et le deuxième chapitre ont montré les limites entre la compacité obtenue et la couverture de l'intégralité de la bande DVB-H allant de 470 MHz à 862 MHz représentant 59% de bande passante. Un avantage de la bande DVB-H est qu'elle est divisée en 69 canaux de 8 MHz et il n'est pas nécessaire de couvrir l'intégralité de la bande en même temps, seule la couverture du canal utile est suffisante. L'idée du dernier chapitre fut donc de concevoir une antenne accordable en fréquence basée sur la structure antennaire magnéto-diélectrique large bande précédemment présentée. Pour cela, une méthodologie a été mise en œuvre afin de prendre en compte les caractéristiques intrinsèques de la diode lors de la simulation électromagnétique. Cette méthode a ensuite été validée par la conception et la mesure d'une antenne IFA de référence montrant des résultats quasiment similaires à ceux prédits par la simulation. Finalement, l'intégration d'une diode varactor dans la structure antennaire magnéto-diélectrique a été possible. Celle-ci permet le balayage d'une large plage de fréquence au détriment de l'efficacité totale due aux pertes intrinsèques de la diode. Finalement, le balayage de l'intégralité de la bande DVB-H est obtenu avec un volume de l'ordre de $\lambda_0/47 \times \lambda_0/53 \times \lambda_0/160$ à 470 MHz dédié au système antennaire. Ces performances encourageantes nous ont conduits à proposer cette structure et à l'intégrer au sein du démonstrateur défini par le projet NAOMI. L'intégration de ce système dans le démonstrateur s'est montrée convaincante puisque l'espace dédié à l'antenne défini par le projet a été respecté. D'autre part, la mesure du système antennaire in situ, c'est-à-dire dans le terminal mobile équipé de tous les éléments nécessaires pour la démonstration (PC, batteries, cartes de régulation de tension et de réception TNT) montre que l'antenne couvre l'intégralité des 69 canaux de la bande DVB-H avec un gain réalisé maximum satisfaisant la norme DVB-H. L'intégration de deux de ces antennes au sein d'une même carte PCB montre la décorrélation des diagrammes de rayonnement avec un gain de diversité égal à 5 dB. Les critères fixés par le projet NAOMI se voient donc intégralement remplis par cette dernière structure antennaire. Il est cependant à noter que l'intégration d'une telle diode varactor n'est possible qu'en réception puisque la puissance supportée par celle-ci rend son utilisation impossible en émission.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées :

- La création d'une structure originale d'antenne DRA possédant des modes dégénérés aux fréquences souhaitées. Chaque mode serait excité indépendamment permettant de reconfigurer le diagramme de rayonnement avec un seul élément.

- La caractérisation de l'apport de la diversité en environnement réel et la comparaison de ces performances par rapport aux antennes actuelles du commerce.
- L'utilisation de la diode varactor est possible dans ce cas bien précis de la réception de la télévision numérique terrestre. En effet, la diode ne supporterait pas les puissances RF injectées lors d'une émission. Dans le cas de la conception d'une antenne émettrice accordable en fréquence, il faudrait envisager une solution qui serait en rupture avec les solutions actuelles. Celle-ci pourra passer par la conception conjointe d'un circuit actif implémentable sur un objet communicant et d'une antenne miniature.

Annexes

Annexe 1

PARAMETRES CARACTERISTIQUES D'UNE ANTENNE

Divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes [1-5]. Ces paramètres peuvent être classés en deux grands groupes. Le premier caractérise l'antenne considérée en tant qu'élément de circuit électrique et le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne. La plupart de ces caractéristiques sont définies à partir de la notion de puissance (absorbée ou rayonnée). Cette annexe récapitule les principales caractéristiques utilisées dans ce manuscrit.

I - Caractéristiques électriques d'une antenne

Ces paramètres sont liés à la définition électrique de l'antenne au sein du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et, ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation mais nous ne définirons que les trois principaux : l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire, présentés par l'antenne dans le plan de référence choisi.

I.1 - Impédance d'entrée

En émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'aérien peut être représenté par un dipôle d'impédance d'entrée complexe : $Z_e(f) = R_e(f) + j X_e(f)$, "chargeant" la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance interne : $Z_s(f) = R_s(f) + j X_s(f)$ (Figure 1).

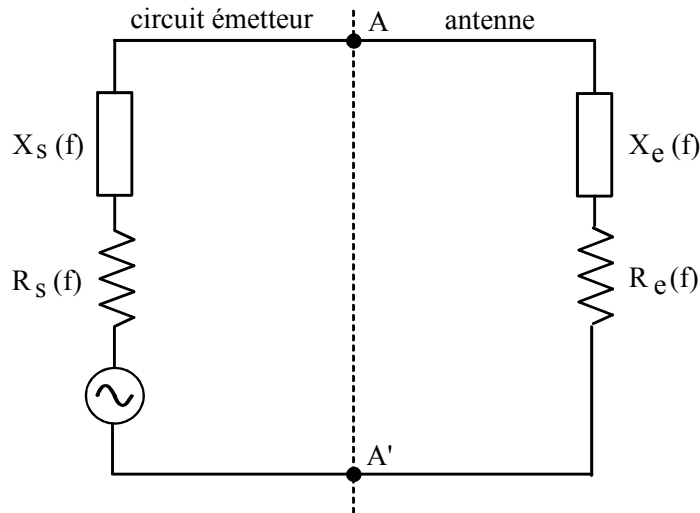


Figure 1 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission ((A, A') : plan de référence)

La partie réelle de l'impédance d'entrée $R_e(f)$ caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet Joule, onde de surface, hystérésis diélectrique, etc.). La partie imaginaire $X_e(f)$, d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne [1].

I.2 - Coefficient de réflexion et ROS

Dans le plan de référence introduit précédemment, la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion (en tension ou champ) ρ . Ce coefficient est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation classique :

$$\rho = \frac{Z_e - R_0}{Z_e + R_0} \quad (1)$$

Avec R_0 l'impédance de normalisation (égale à 50Ω en technologie microonde)

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

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

$$ROS = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = s \quad (2)$$

Le terme de TOS (Taux d'Onde Stationnaire) peut être utilisé à la place de ROS.

II - Caractéristiques de rayonnement d'une antenne

Les notions évoquées dans ce paragraphe sont utilisées pour caractériser le champ rayonné à grande distance de l'antenne dans tout l'espace. La plupart de ces notions sont définies pour l'antenne considérée en émission ou en réception, en vertu du théorème de réciprocité.

II.1 - Notion de plan de coupe

Pour permettre une caractérisation complète, les caractéristiques de rayonnement devraient être généralement présentées sous la forme d'un graphique en trois dimensions paramétré en fonction de la direction. Toutefois, pour une meilleure visualisation des diagrammes, ceux-ci sont présentés de préférence en série de plans de coupe particuliers fournissant suffisamment d'informations sur le rayonnement [2]. La Figure 2 montre une vue partielle de la sphère fictive sur laquelle sont évaluées les composantes de champs électriques servant à caractériser le rayonnement d'un aérien.

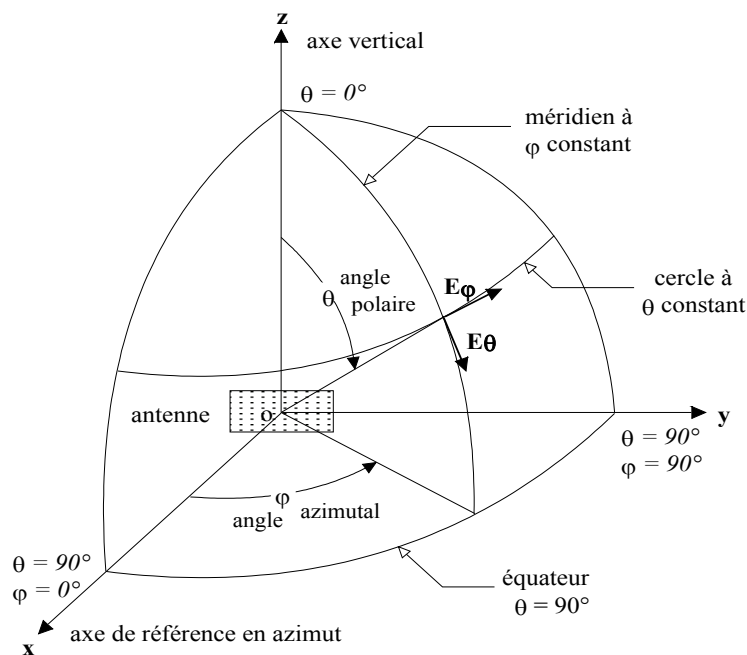


Figure 2 : Définition des coordonnées pour les tracés de diagramme

La quantité à représenter étant vectorielle, chacune des intensités des composantes de champ électrique est typiquement montrée en fonction de la direction considérée. A titre d'exemple, supposons qu'une antenne soit polarisée verticalement avec un lobe de rayonnement principal dans la direction Ox, comme montré sur la Figure 3.

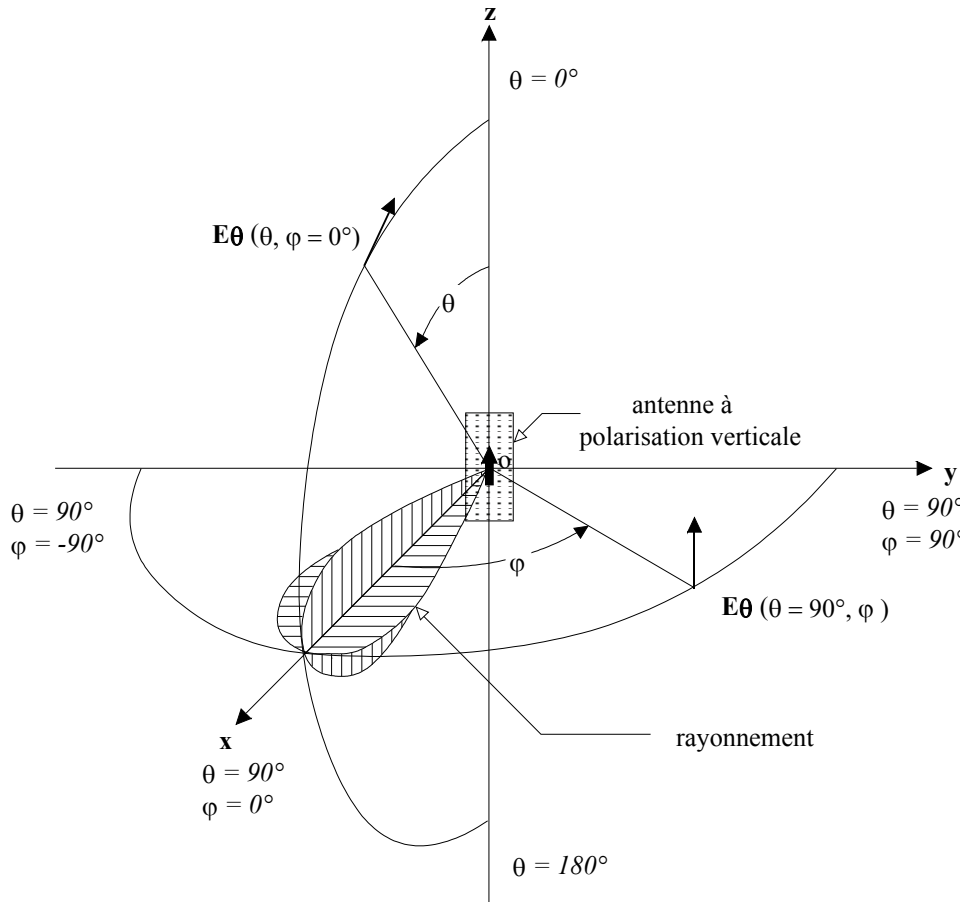


Figure 3 : Plans de coupe caractérisant le rayonnement d'une antenne à polarisation verticale

Sur cette figure, le plan xOy est le plan horizontal. Deux plans de coupe sont suffisants pour caractériser le rayonnement. Dans le plan xOy ($\theta = 90^\circ$), la composante verticale E_θ du champ électrique est tracé en fonction de l'angle d'azimut φ . Ce diagramme est généralement appelé diagramme du plan H et peut se désigner par $E_\theta(\theta = 90^\circ, \varphi)$. Dans le plan xOz ($\varphi = 0^\circ$), la composante E_θ de champ électrique est mesurée en fonction de l'angle polaire θ . Ce diagramme est classiquement appelé diagramme du plan E et peut se désigner par $E_\theta(\theta, \varphi = 0^\circ)$. Ces diagrammes coupant le lobe principal de rayonnement en deux plans perpendiculaires entre eux, ils fournissent suffisamment d'informations pour caractériser complètement le rayonnement.

Si l'antenne est polarisée horizontalement, avec un lobe principal de rayonnement dans la direction Ox , les diagrammes sont évalués en fonction des angles θ et φ dans les mêmes plans que pour l'antenne à polarisation verticale, mais où la composante de champ considérée est désormais la composante selon φ (horizontale). Les diagrammes significatifs sont alors identifiés par $E_\varphi(\theta = 90^\circ, \varphi)$ et par $E_\varphi(\theta, \varphi = 0^\circ)$.

Cependant, dans le cas le plus général, les antennes présentent rarement une seule polarisation de champ. Si bien que pour l'antenne à lobe principal orienté selon l'axe Ox, l'observation des deux polarisations nécessite d'évaluer chacune des composantes de champ dans les deux plans.

Les diagrammes de rayonnement en champ ou en puissance sont classiquement tracés en valeur absolue ou relative. Ils sont également présentés sous forme de rapport exprimé en décibels et normalisé, soit par rapport à l'intensité maximale du champ dans une direction donnée, soit par rapport à un niveau de référence. Ce type de présentation est particulièrement usité car adapté au tracé de courbes présentant des variations de grandes amplitudes, comme c'est le cas des champs électromagnétiques issus d'antenne.

Parmi les différentes formes de diagramme, le rayonnement isotrope apparaît singulier et est souvent pris comme référence pour caractériser les autres diagrammes. Un rayonnement isotrope présente une densité de puissance par unité d'angle solide, appelée aussi intensité de rayonnement, égale quelle que soit la direction considérée.

II.2 - Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne s'obtient à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide.

A grande distance r d'une antenne supposée à l'origine du système de référence, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans une direction (θ, φ) , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide ψ est alors une grandeur indépendante de r , reliée au champ électrique (en régime harmonique) par la relation :

$$\psi(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \varphi)|^2 r^2 \quad (3)$$

Avec η l'impédance d'onde dans le vide (120Ω).

Pour une meilleure interprétation des courbes, la densité de puissance rayonnée est souvent normalisée par rapport à sa plus grande valeur. Ainsi, en désignant par (θ_0, φ_0) la direction du maximum de cette densité, la formule (4) normalisée à 1 représente, par définition, le diagramme de rayonnement de l'antenne.

$$d(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\psi(\theta_0, \varphi_0)} \quad (4)$$

II.3 - Gains

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

D'une façon générale, la fonction de gain, qui décrit la variation de puissance rayonnée en fonction de l'angle pour une antenne localisée à l'origine du référentiel, est définie par la relation (5).

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{P}{4\pi}} \quad (5)$$

Avec $\psi(\theta, \varphi)$ la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) et P la puissance de référence.

Selon le choix de la puissance de normalisation P, trois définitions du gain sont communément utilisées (Figure 4)

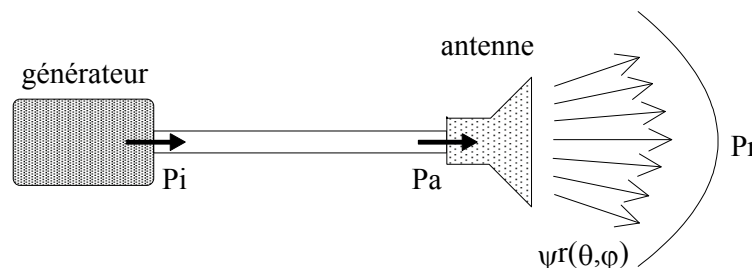


Figure 4 : Puissance de référence

Avec P_i : Puissance incidente

P_a : Puissance acceptée par l'antenne

P_r : Puissance totale rayonnée

$$P_r = \iint_{4\pi} \psi(\theta, \varphi) d\Omega \quad (6)$$

Avec $d\Omega$ l'angle solide élémentaire dans la direction (θ, φ) .

- Si $P = P_a$ (puissance acceptée par l'antenne) :

$$G_a(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{P_a}{4\pi}} = G_{\text{int rinsèque}} \quad (7)$$

$G_a(\theta, \varphi)$ ou $G_{\text{intrinsèque}}$ représente le gain intrinsèque de l'antenne et correspond à la définition de gain fournie précédemment. Cette définition ne prend pas en compte les pertes par désadaptation. Elle mesure les pertes de l'antenne autres que le rayonnement. Cette définition montre, en outre, que des antennes à fort gain possèdent un lobe de rayonnement d'amplitude importante mais de largeur étroite et des lobes secondaires de faibles amplitudes.

- Si $P=P_r$ (puissance totale rayonnée par l'antenne) :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi}} \quad (8)$$

$D(\theta, \varphi)$ est appelée la directivité. Cette grandeur caractérise l'antenne seule et mesure sa capacité à concentrer l'énergie dans une direction donnée, sans tenir compte d'aucune perte.

- Si $P=P_i$ (puissance incidente) :

$$G_r(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{P_i}{4\pi}} \quad (9)$$

$G_r(\theta, \varphi)$ est appelée gain réalisé. Sa valeur prend en compte l'ensemble des pertes de l'antenne, désadaptation comprise.

Ces trois définitions de gain sont liées entre elles. Notamment, le gain réalisé est identique au gain de l'antenne, sous réserve que celle-ci soit parfaitement adaptée. De même, pour une antenne sans pertes, le gain et la directivité sont des grandeurs identiques. La Figure 5 permet d'obtenir aisément les relations entre ces gains (10).

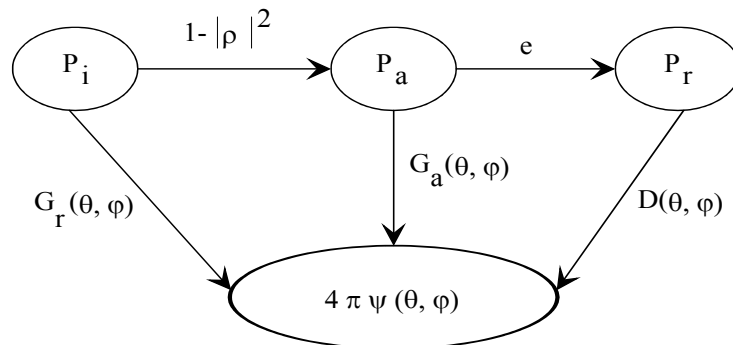


Figure 5 : Correspondance entre les paramètres de gain

$$G_r(\theta, \varphi) = (1 - |\rho|^2)G_a(\theta, \varphi) = e(1 - |\rho|^2)D(\theta, \varphi) \quad (10)$$

Avec e l'efficacité de rayonnement de l'antenne définie telle que $e = \frac{P_r}{P_a}$

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

$$G(\theta, \varphi)|_{dB} = 10 \log(G(\theta, \varphi)) \quad (11)$$

III - Bande passante

Un des rôles d'un aérien est de transmettre fidèlement les informations contenues dans une certaine bande de fréquences. Aussi, par analogie avec un filtre passe-bande, introduit-on la notion de bande passante d'une antenne. Toutefois, divers paramètres (gain, polarisation, adaptation, etc.) peuvent être retenus comme critères, chacun conduisant à une définition différente de la bande passante.

En pratique, selon le type d'application de l'aérien, certaines de ces grandeurs seront plus caractéristiques que d'autres. En particulier pour les antennes fonctionnant au voisinage de résonances parallèles à fort coefficient de qualité, l'adaptation en puissance de l'aérien semble être le critère le plus limitatif [4]. Dans ce cas, la bande passante d'une antenne est définie comme l'excursion de fréquence pour laquelle le taux d'onde stationnaire est inférieur à une valeur donnée.

IV - Bibliographie de l'annexe 1

- [1] E. ROUBINE - J.Ch. BOLOMEY, *"Introduction générale"*, Antennes, tome 1, Masson, Paris, France, 1978, pp. 16-17 et pp. 106-107
- [2] J.D. Kraus *"Antennas"* Mc Graw-Hill book company, New York, USA, 1950
- [3] E.A. WOLFF, *"Antenna analysis"*, John Wiley & Sons, New York, U.S.A., 1966
- [4] J.R. James, P.S. Hall, C. Wood *"Microstrip antenna theory and design"* Peter Peregrinus Ltd, New York, USA, 1981, pp. 103-109
- [5] Régis CHANTALAT, *"Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisource"*. Thèse de doctorat N° 36-2003, Université de Limoges, novembre 2003

Annexe 2

ETUDE D'UN RESONATEUR DIELECTRIQUE RECTANGULAIRE

Le but de cette annexe est de fournir des informations théoriques utiles à la compréhension du fonctionnement et du design d'une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire [1].

I - Equations des champs

Contrairement au cas des DRA cylindriques, il n'existe pas de modes dégénérés dans un DRA rectangulaire. Les modes dégénérés étant des modes résonant à une même fréquence. Van Bladel [2-3] a établi une classification des modes pour un résonateur diélectrique. Il distingue deux catégories de modes : les modes confinés et les modes non confinés.

Les modes confinés et les modes non confinés vérifient la relation suivante :

$\vec{E} \cdot \vec{n} = 0$ (1) où \vec{E} représente le champ électrique et \vec{n} le vecteur normal à la surface du résonateur. Cette relation implique donc que le champ électrique doit être tangent aux parois du résonateur.

Les modes confinés vérifient de plus la relation :

$\vec{n} \wedge \vec{H} = \vec{0}$ (2) où \vec{H} représente le champ magnétique et \vec{n} le vecteur normal à la surface du résonateur. Cette relation implique donc que le champ magnétique doit être normal aux parois du résonateur.

Les modes confinés n'existent que si la structure est à symétrie de révolution, ainsi, dans le cas d'un résonateur diélectrique rectangulaire, seuls les modes non confinés existent.

Okaya et Barash [4] ont suggéré que les modes d'un résonateur diélectrique rectangulaire pouvaient être divisés en deux types : les modes TE et les modes TM. Cependant, R.K Mongia [5] montre que tous les modes TM prédits par cette théorie ne sont pas vérifiés expérimentalement. Quand un modèle de guide diélectrique est utilisé pour déterminer les modes TM, R.K Mongia montre dans [5] que ces modes ne vérifient pas la relation (2).

Les modes TE sont beaucoup mieux connus, le premier mode TE (mode $TE_{11\delta}$) est d'ailleurs employé dans diverses applications [6]. Les modes TE satisfont bien la relation (2) des modes non confinés. Nous nous intéresserons donc, dans ce paragraphe, aux modes TE.

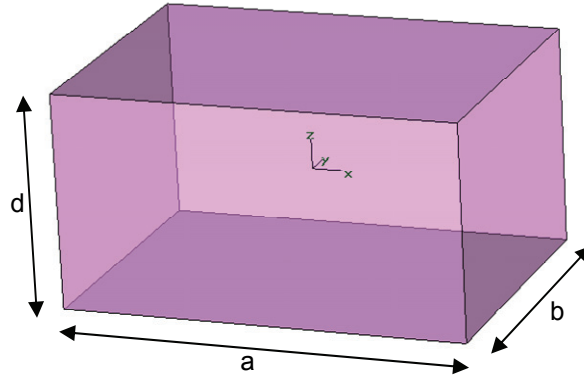


Figure 1 : Résonateur diélectrique rectangulaire isolé

Un résonateur diélectrique rectangulaire présente trois dimensions indépendantes les unes des autres. Les modes TE du résonateur diélectrique peuvent donc apparaître selon les trois directions. En se référant au système de coordonnées montré Figure 1, dans le cas où $a > b > d$, les modes fondamentaux d'un résonateur diélectrique isolé sont, par ordre de fréquence de résonance croissante, du type TE_{111}^z , TE_{111}^y et TE_{111}^x . L'analyse de ces différents modes est similaire. Analysons donc par exemple, le mode TE_{111}^z . Les champs à l'intérieur du résonateur satisfont les relations suivantes [7]:

$$H_z = \frac{k_x^2 + k_y^2}{j\omega\mu_0} A \cos(k_x \cdot x) \cos(k_y \cdot y) \cos(k_z \cdot z)$$

$$H_x = \frac{k_x \cdot k_z}{j\omega\mu_0} A \sin(k_x \cdot x) \cos(k_y \cdot y) \sin(k_z \cdot z)$$

$$H_y = \frac{k_y \cdot k_z}{j\omega\mu_0} A \cos(k_x \cdot x) \sin(k_y \cdot y) \sin(k_z \cdot z)$$

$$E_x = Ak_y \cos(k_x \cdot x) \sin(k_y \cdot y) \sin(k_z \cdot z)$$

$$E_y = -Ak_x \sin(k_x \cdot x) \cos(k_y \cdot y) \cos(k_z \cdot z)$$

$$E_z = 0$$

où A est une constante,

k_x, k_y, k_z sont les nombres d'ondes dans les directions x, y et z .

II - Fréquence de résonance

En appliquant la condition de murs magnétiques parfaits $\vec{E} \cdot \vec{n} = 0$ sur les parois du résonateur en $|x| = a/2$ et $|y| = b/2$, nous obtenons les expressions des nombres d'ondes suivantes :

$$k_x = \frac{\pi}{a}$$

$$k_y = \frac{\pi}{b}$$

En utilisant le modèle des guides diélectriques, nous pouvons également déterminer

$$k_z \tan\left(\frac{k_z a}{2}\right) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_x^2}$$

Les nombres d'ondes vérifient également la relation :

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = k_0^2$$

où k_0 représente le nombre d'onde tel que $k_0 = \frac{\omega_0}{v} = \frac{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}}{c}$ avec f_0 la fréquence de

résonance du mode. D'où la fréquence de résonance $f_0 = \frac{c}{2\pi \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}$.

III - Bibliographie de l'annexe 2

- [1] R.K. Mongia and A. Ittipiboon, "Theoretical and Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antennas", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 45, No. 9, pp. 1348-1356, Sept. 1997.
- [2] Van Bladel, J., "On the Resonances of a Dielectric Resonator of Very High Permittivity," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.23, no.2, pp. 199- 208, Feb 1975
- [3] Van Bladel, J.; , "The Excitation of Dielectric Resonators of Very High Permittivity," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.23, no.2, pp. 208- 217, Feb 1975
- [4] A. K. Okaya and L. F. Barash, "The dielectric microwave resonator", Proc. IRE, vol. 50, pp. 2081-2092, Oct. 1962

- [5] R.K. Mongia and A. Ittipiboon, "Theoretical and Experimental resonant frequencies of Rectangular Dielectric Resonator Antennas", Proc. Inst Elec. Eng., Vol. 139, pp. 98-104, Feb. 1992.
- [6] Iveland, T.D.; , "Dielectric Resonator Filters for Application in Microwave Integrated Circuits," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.19, no.7, pp. 643- 652, Jul 1971
- [7] K.M Luk and K.W Leung, "*Dielectric Resonator Antennas*", Electronic & Electrical Engineering Research Studies

Annexe 3

ETUDE D'UN RESONATEUR DIELECTRIQUE CYLINDRIQUE

Le but de cette annexe est de fournir des informations théoriques utiles à la compréhension du fonctionnement et du design d'une antenne à résonateur diélectrique cylindrique.

I - Equations des champs

Considérons dans un premier temps un DRA cylindrique isolé de rayon a et de hauteur d représenté Figure 1.

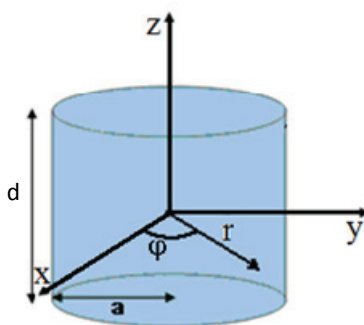


Figure 1 : Résonateur diélectrique cylindrique isolé

Les modes d'un DRA cylindrique isolé peuvent être divisés en 3 catégories : les modes TE ($E_z=0$), les modes TM ($H_z=0$) et les modes hybrides [1-2]. Dans le cas des modes TE et TM, les champs sont à symétrie de révolution c'est à dire qu'ils ne présentent pas de dépendance azimutale. Les modes hybrides au contraire, présentent une dépendance suivant φ .

Dans les modes hybrides, nous distinguons les modes HE à forte ressemblance TM, c'est-à-dire que la composante H_z du champ H est négligeable devant la composante E_z du champ E et les modes EH à forte ressemblance TE, c'est-à-dire que la composante E_z du champ E est négligeable devant la composante H_z du champ H.

Afin de faire une étude analytique et déterminer les fréquences de résonance, nous faisons l'approximation d'avoir des murs magnétiques parfaits sur les parois de la cavité. Ce modèle fournit une bonne approximation dans la prédiction de la fréquence de résonance, cependant, il ne permet pas de prédire les comportements des champs complexes comme les

modes hybrides. Afin d'identifier les variations des champs selon r , φ et z , les indices n , m et p sont utilisés pour caractériser les différents modes. Comme nous l'avons vu précédemment, les modes TE et TM ne présentent pas de variations azimutales, l'indice n ne peut donc qu'être nul pour ces modes. Seuls les modes hybrides présenteront un n non nul. Tous les modes peuvent donc être écrits sous la forme $TE_{0pm+\delta}$, $TM_{0pm+\delta}$, $HE_{npm+\delta}$ et $EH_{npm+\delta}$. Dans le cas d'un DRA cylindrique entier, les indices n , m et p sont des entiers naturels.

n représente le nombre de variations azimutales.

p représente le nombre de variations suivant la direction radiale.

m représente le nombre de variations suivant la direction z .

δ signifie que la hauteur de la cavité est négligeable devant la longueur d'onde.

Le cas du résonateur isolé ne représente pas la réalité. Dans la pratique, le DRA sera posé sur un plan de masse réalisant un support physique à l'antenne et permettant d'amener l'excitation. Nous allons nous intéresser à ce cas plus réaliste.

Considérons le DRA cylindrique posé sur un plan de masse de hauteur d et de rayon a représenté Figure 2.

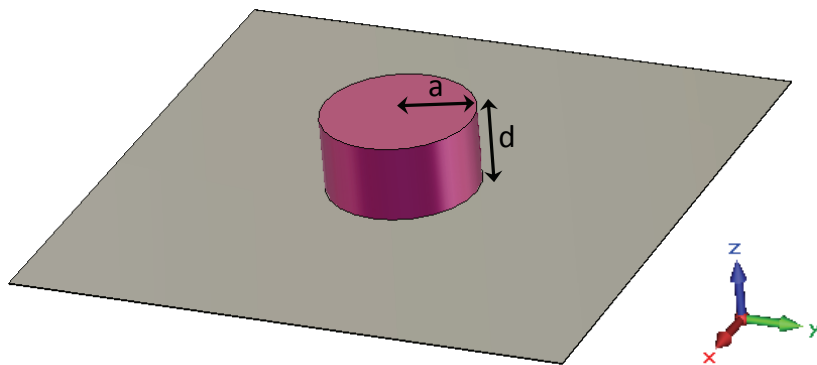


Figure 2 : Antenne DRA cylindrique posée sur un plan de masse

Le mode fondamental est le mode $HE_{11\delta}$, ce mode est à forte ressemblance TM. Au cours de cette étude théorique, nous ferons l'approximation que les modes HE et TM sont équivalents. Le plan horizontal $z=0$ est considéré comme étant un mur électrique parfait et toutes les autres surfaces sont considérées comme étant des murs magnétique parfaits.

En résolvant l'équation de propagation et les équations de Maxwell, nous obtenons les expressions des différentes composantes des champs pour le mode $HE_{11\delta}$ [3] :

$$E_z = AJ_1\left(\frac{X'_{11}}{a}r\right)\cos\varphi\cos\left(\frac{\pi.z}{2d}\right)$$

$$E_\varphi = A\frac{\pi/2d}{(X'_{11}/a)^2}\cdot\frac{1}{r}\cdot J_1\left(\frac{X'_{11}}{a}r\right)\sin\varphi\sin\left(\frac{\pi.z}{2d}\right)$$

$$E_r = -A\frac{\pi/2d}{(X'_{11}/a)}\cdot J_1'\left(\frac{X'_{11}}{a}r\right)\cos\varphi\sin\left(\frac{\pi.z}{2d}\right)$$

$$H_\varphi = -A\frac{j\omega\varepsilon}{(X'_{11}/a)}\cdot J_1''\left(\frac{X'_{11}}{a}r\right)\cos\varphi\cos\left(\frac{\pi.z}{2d}\right)$$

$$H_r = -A\frac{j\omega\varepsilon}{(X'_{11}/a)^2}\cdot\frac{1}{r}\cdot J_1\left(\frac{X'_{11}}{a}r\right)\sin\varphi\cos\left(\frac{\pi.z}{2d}\right)$$

$$H_z = 0$$

Où A est une constante et $X'_{11} = 1.841$ représente le premier zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre 1. $X_{11} = 3.83$ représente le premier zéro de la fonction de Bessel d'ordre 1.

Les expressions des composantes de champ de tous les modes peuvent être déterminées de manière identique.

II - Fréquence de résonance

Nous en déduisons de l'étude précédente les fréquences de résonance des différents modes grâce à la relation : $k_r^2 + k_z^2 = \frac{2\pi f_{nmp}\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}}{c}$ avec $k_r = \frac{X'_{np}}{a}$ pour un mode TM et $k_r = \frac{X_{np}}{a}$ pour un mode TE et $k_z = \frac{(2m+1)\pi}{2d}$.

X_{np} représente le p ième zéro de la fonction de Bessel d'ordre n.

X'_{np} représente le p ième zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre n.

D'où la fréquence de résonance des modes TM_{nmp} (ou HE_{nmp}) :

$$f_{nmp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}}\sqrt{\left(\frac{X'_{np}}{a}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2d}\right)^2} = \frac{c}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}}\sqrt{(X'_{np})^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi a}{2d}\right)^2}$$

Et la fréquence de résonance des modes $TE_{n\pi m}$ (ou $EH_{n\pi m}$) :

$$f_{n\pi m} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{X_{n\pi}}{a}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi}{2d}\right)^2} = \frac{c}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(X_{n\pi}\right)^2 + \left(\frac{(2m+1)\pi.a}{2d}\right)^2}$$

III - Bibliographie de l'annexe 3

- [1] R. K. Mongia and P. Bhartia, "Dielectric Resonator Antennas – A review and General Design Relations for resonant Frequency and Bandwidth", International Journal of Microwave and Millimeter-wave Computer-Aided Engineering, Vol. 4, No. 3, pp. 230-247, Mar. 1994
- [2] Y. Kobayashi and S. Tanaka, "Resonant Modes of a dielectric rod resonator short circuited at both ends by parallel conducting plates", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol. 28, pp. 1077-1085, Oct. 1980
- [3] D. Drossos, Z. Wu and L.E. Davis, "Theoretical and experimental investigation of cylindrical Dielectric Resonator Antennas", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 13, No. 3, pp. 119-123, October 1996

Liste des travaux

LISTE DES TRAVAUX

Publications dans des revues internationales:

L. Huitema, M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, "*Ultrawideband Dielectric Resonator Antenna for DVB-H and GSM Applications*" IEEE Antennas and Wireless Propagation letter, vol. 8, pp. 1021-1027, 2009.

L. Huitema, M. Koubeissi, M. Mouhamadou, E. Arnaud, C. Decroze And T. Monediere, "*Compact and Multiband Dielectric Resonator Antenna with Pattern Diversity for Multi Standard Mobile Handheld Devices*", IEEE Transaction on antennas and propagation, acceptée le 4 Avril 2011.

J.-L. Mattei, L. Huitema, P. Queffelec, J.-F. Pintos, Ph. Minard, A. Sharaiha, B. Jamnier, F. Ferrero, R. Staraj, D. Souriou, A. Thakur, "*Suitability of Ni-Zn Ferrites Ceramics with Controlled Porosity As Granular Substrates for Mobile Handset Miniaturized Antennas*", IEEE Transactions on Magnetics, acceptée le 24 mai 2011

Conférence invitée dans un congrès international:

L. Huitema, M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, "*Overview of two ultra compact antennas using original materials with pattern diversity*", Antenna Technology (iWAT), 2011 International Workshop on, 7-9 March 2011, pp. 50-53

Communications dans des congrès internationaux:

L. Huitema, M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, "*Handheld Dielectric Resonator Antenna for Ultra Wideband Applications*", 2010 IEEE International Workshop on Antenna Technology: iWAT2010: « *Small Antennas and Novel Metamaterials*» March 1-3, 2010, pp. 1-4, Lisbonne, Portugal, **Winner of the best Student Paper prize Award**

L. Huitema, M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, "*Compact and Multiband dielectric Resonator Antenna with Reconfigurable Radiation Pattern*" European Conference on Antennas and Propagation EuCap2010, Session A14 : Reconfigurable antennas 3 : Antennas session – A14-2 - 12-16 April 2010, Barcelona.

L. Huitema, M. Hajj, T. Monédière, D. Souriou, A. Chevalier, J.-L. Mattei, P. Queffelec, "*Overview of Reconfigurable and Compact Antennas Using a Magneto-dielectric Material*", Progress In Electromagnetics Research Symposium, Marrakesh, Morocco, 20-23 March 2011.

L. Huitema, M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, "*A compact and reconfigurable DVB-H antenna for mobile handheld devices*" EuCAP 2011: the 5th European Conference on Antennas and Propagation EuCap 2011, pp 1314-1317, Italy, 11-15 April 2011

Mattei, Jean-Luc; Queffelec, Patrick; Huitema, Laure; Pintos, Jean-François; Minard, Philippe; Sharaiha, Ala; Jamnier, Benjamin; Ferrero, Fabien; Staraj, Robert; Thakur, Atul "*Suitability Of Ni-Zn*

Ferrites Ceramics With Controlled Porosity As Granular Substrates For Mobile Handset Miniaturized Antennas”, Intermag 2011, 25-29 April 2011, Taiwan

Communications dans des congrès nationaux:

L. Huitema, M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere B. Jecko, “*Antenne à résonateur diélectrique large bande pour application aux terminaux mobiles dans la bande UHF V*”, JNM2009, XVIème Journées Nationales Microondes, 27-28-29 Mai 2009, Grenoble.

L. Huitema , M. Koubeissi,C. Decroze, T. Monediere D. Souriou, J-L. Mattei, A. Chevalier, P. Queffelec, “*Chip Antenna utilisant un matériau magnéto-diélectrique fonctionnant dans la bande UHF V*” 11èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux : JCMM 2010 – 31 mars au 2 avril 2010,Brest, **Gagnante au prix du meilleur poster**

L. Huitema, T. Reveyrand, F. Ben Ahmed Daho, M. Koubeissi, C. Decroze, T. Monediere, P. Queffelec, J.L. Mattei, “*Antenne agile en fréquence et en rayonnement utilisant un matériau magnéto-diélectrique*”, 17^{es} Journées Nationales Micro-ondes, BREST 2011 - Conférence : 18-20 mai 2011, Le Quartz Palais des congrès, BREST

Résumé :

Face à la volonté d'intégrer une quantité toujours plus importante de nouveaux services au sein des terminaux mobiles de nouvelle génération et afin de répondre à leurs contraintes d'encombrement, de nouveaux concepts d'antennes intelligentes font l'objet de nombreuses recherches. Le principal objectif est d'offrir de nouveaux services avec une qualité de réception optimale aux abonnés tout en s'inscrivant dans la tendance du marché. L'antenne devra donc être miniature et capable de s'adapter à son environnement, c'est-à-dire à des conditions changeantes en ajustant sa fréquence de travail, sa polarisation ou son diagramme de rayonnement. Deux axes sont explorés dans le cadre de cette thèse. Dans un premier temps, il est nécessaire de s'attaquer au verrou de l'encombrement des antennes et de la coexistence de divers services en explorant les potentialités offertes par le développement de matériaux originaux pour la miniaturisation des antennes. A partir des résultats obtenus, il devient alors possible d'envisager des concepts d'antennes miniatures dont l'objectif est d'introduire des fonctions d'agilité pour adapter les performances de l'antenne à son environnement et à son contexte d'utilisation. Ce mémoire propose de répondre à ces deux objectifs en présentant le développement, la conception et la réalisation de quatre architectures d'antennes miniatures et reconfigurables à base de matériaux innovants.

MINIATURIZED ANTENNA'S DESIGN USING INNOVATIVE MATERIALS FOR MOBILE COMMUNICATION DEVICES

Abstract :

Given the desire to integrate a large number of new services in last generation of mobile handheld devices and in order to drastically decrease their dimensions, new concepts of smart antennas are being considered. The main objective is to offer new services in a trendy mobile handheld with an optimal quality and an improved link budget. The antenna has to be small and in order to improve the reliability of wireless links, the antenna structure must have a frequency tunability, a reconfigurable polarization or radiation pattern. In order to satisfy these objectives, this manuscript focuses on two axes. At first, it is necessary to unlock the constraints on the miniaturization of such antennas to multiple services by studying the potentialities and effectiveness of original materials dedicated to the compliance and optimization of the antenna performances within its environment. Thanks to this study, it is then possible to investigate new concepts of reconfigurable antennas to optimize their performances within their environment. This manuscript is proposing answers to these challenges by detailing the development, the conception and the manufacturing of four different miniature and reconfigurable antenna designs using new kind of materials.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Mots clés :

Agilité fréquentielle	Diversité
Antenne à résonateur diélectrique	DVB-H
Antenne large bande	Etude modale
Antenne multibande	Miniaturisation
Diode varactor	Matériaux magnéto-diélectriques

Adresse du laboratoire : XLIM, UMR CNRS n°6172, Département OSA, Faculté des Sciences – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex