



**HAL**  
open science

# Conception et Optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande

Sylvain Loizeau

► **To cite this version:**

Sylvain Loizeau. Conception et Optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande. Physique [physics]. Université Paris Sud - Paris XI, 2009. Français. NNT: . pastel-00005841

**HAL Id: pastel-00005841**

**<https://pastel.hal.science/pastel-00005841>**

Submitted on 12 Mar 2010

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# THESE

PRESENTÉE POUR OBTENIR LE GRADE DE :

DOCTEUR EN SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ PARIS-SUD XI

---

---

## **Conception et optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande**

---

---

Présentée par

**Sylvain Loizeau**

*Soutenue le 18 décembre 2009 devant les membres du jury :*

---

Prof.	Ala SHARAIHA	IETR Rennes	<i>Directeur de thèse</i>
Prof.	Alain SIBILLE	UEI ENSTA ParisTech	<i>Co-Directeur de thèse</i>
Prof.	Paul CROZAT	IEF – Université Paris-Sud	<i>Examineur</i>
Dr.	Xavier BEGAUD	COMELEC Telecom ParisTech	<i>Examineur</i>
Prof.	Cyril LUXEY	LEAT – Université de Nice	<i>Rapporteur</i>
Prof.	Jean-Marc LAHEURTE	ESYCOM – Université Paris-Est	<i>Rapporteur</i>
M.	Jacques TURBERT	DGA	<i>Invité</i>

---



# Remerciements

Je tiens à remercier tout d'abord la Direction Générale de l'Armement qui a financé ces travaux ; je remercie également l'Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées qui m'a accueilli durant ces trois ans de doctorat.

Je remercie MM. Turbert de la DGA et Sharaiha de l'IETR pour leur disponibilité et leurs conseils lors de nos trop peu nombreuses entrevues.

Je remercie tous les autres membres du Jury : MM. Bégaud, Crozat, Laheurte et Luxey.

Je remercie tous les membres de l'Unité d'Electronique et d'Informatique de l'ENSTA. En particulier, je tiens à remercier Alain Sibille qui s'est toujours montré très disponible, de bon conseil, et qui m'a laissé une grande liberté dans le choix et l'orientation de mes travaux tout en sachant me guider. Je remercie également Christophe Roblin, pour sa rigueur scientifique et sa sympathie, et Gilles Poncelet qui m'a aidé pour les aspects pratiques de ces travaux. Je remercie enfin tous les doctorants du laboratoire et plus particulièrement ceux qui sont devenus des amis : Hassan Ghanoum et Raffaële d'Errico.

Je remercie toute ma famille ; une pensée spéciale va à mes parents Michel et Catherine qui m'ont soutenu et conseillé durant ces trois années (et depuis bien longtemps...).

Enfin un grand merci à tous mes amis du collège, du lycée et de l'ENS qui m'ont encouragé et motivé tout au long de cette « mèse ».

Pour terminer, j'adresse un remerciement très spécial à Maëlig qui m'a soutenu, poussé et motivé durant ces trois années et qui a, à sa manière, contribué à la réussite de cette thèse.



# Table des matières

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1</b>	<b>3</b>
1.1 INTRODUCTION	3
1.2 CONTEXTE ET APPLICATIONS	5
1.2.1 QUELS AVANTAGES POUR UNE ANTENNE RECONFIGURABLE ?	5
1.2.2 QUELS INCONVENIENTS POUR UNE ANTENNE RECONFIGURABLE ?	7
1.2.3 VERS DES RADIOS LOGICIELLE ET COGNITIVE	8
1.3 FONCTIONNALITES FREQUENTIELLES	11
1.3.1 COMMUTATION DE FREQUENCES	11
1.3.2 ACCORD EN FREQUENCE	19
1.3.3 VARIATION DE LA BANDE PASSANTE	24
1.4 FONCTIONNALITES DU RAYONNEMENT	26
1.4.1 MODIFICATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT	26
1.4.2 MODIFICATION DE LA POLARISATION DE L'ANTENNE	31
1.5 FONCTIONNALITES DE FILTRAGE	34
1.5.1 FILTRAGE FREQUENTIEL	34
1.5.2 FILTRAGE ANGULAIRE	35
1.6 TABLEAU DE SYNTHESE	36
1.7 CONCLUSION ET RESTRICTION DE L'ETUDE	38
<b>CHAPITRE 2</b>	<b>39</b>
2.1 INTRODUCTION	39
2.2 CONCEPTION D'ANTENNE RECONFIGURABLES ET PROBLEMES ASSOCIES	40
2.3 D'UNE ANTENNE PASSIVE VERS UNE ANTENNE RECONFIGURABLE	44
2.3.1 CHOIX D'UNE GEOMETRIE DE DEPART	44
2.3.2 AJOUT DE STRUCTURES CREANT UNE RESONANCE	49
2.3.3 AJOUT DE COMPOSANTS, SIMULATION MULTIPORTS	52
2.4 PRISE EN COMPTE DE COMPOSANTS REALISTES	56
2.4.1 ACQUISITION DE DONNEES PAR MESURES	56
2.4.2 UTILISATION DE MODELES DE COMPOSANTS	63
2.4.3 PERSPECTIVES SUR D'AUTRES COMPOSANTS	65
2.5 TECHNIQUES POUR LA POLARISATION	67

---

2.5.1	POLARISATION DE STRUCTURES RECONFIGURABLES	67
2.5.2	COMPOSANTS POUR LA POLARISATION	70
<b>2.6</b>	<b>CONCLUSION</b>	<b>74</b>
<b>CHAPITRE 3</b>		<b>75</b>
<hr/>		
<b>3.1</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>75</b>
<b>3.2</b>	<b>OPTIMISATION : CONCEPTS ET METHODES</b>	<b>77</b>
3.2.1	OPTIMISATION D'ANTENNES	77
3.2.2	ALGORITHMES D'OPTIMISATION	81
<b>3.3</b>	<b>PREMIERE APPROCHE : ANTENNE PIFA AVEC UN NOMBRE IMPORTANT DE COMPOSANTS</b>	<b>87</b>
3.3.1	DEMARCHE, CONTRAINTES, PREMIERS RESULTATS	87
3.3.2	UTILISATION DE COMPOSANTS REALISTES	95
3.3.3	SIMPLIFICATION, ET OPTIMISATION	96
3.3.4	LIMITES ET OUVERTURE	99
<b>3.4</b>	<b>SECONDE APPROCHE : ANTENNE PIFA AVEC DEUX COMPOSANTS</b>	<b>99</b>
3.4.1	PRESENTATION DE L'ANTENNE ET DES CONTRAINTES A PRIORI	99
3.4.2	OPTIMISATION DE L'ANTENNE	103
3.4.3	RESULTATS DE MESURE – CO-SIMULATION	107
3.4.4	REOPTIMISATIONS	110
<b>3.5</b>	<b>VERS UNE APPROCHE INTERMEDIAIRE : DES DEGRES DE LIBERTE SUPPLEMENTAIRES</b>	<b>118</b>
3.5.1	UNE NOUVELLE GEOMETRIE	118
3.5.2	RESULTATS D'OPTIMISATION	119
<b>3.6</b>	<b>CONCLUSION</b>	<b>125</b>
<b>CHAPITRE 4</b>		<b>127</b>
<hr/>		
<b>4.1</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>127</b>
<b>4.2</b>	<b>ANTENNE PATCH TRIANGLE UWB RECONFIGURABLE</b>	<b>128</b>
4.2.1	DEMARCHE, METHODE	128
4.2.2	POLARISATION DES COMPOSANTS	134
4.2.3	OPTIMISATION ET RESULTATS DE SIMULATION	137
4.2.4	CONCLUSION ET PERSPECTIVES	142
<b>4.3</b>	<b>ANTENNE MONOPOLE UWB A FILTRAGE FREQUENTIEL ACCORDABLE</b>	<b>142</b>
4.3.1	GEOMETRIE DE L'ANTENNE	142
4.3.2	MODIFICATIONS APORTEES	144
4.3.3	RESULTATS DE SIMULATION	148
4.3.4	RESULTATS DE MESURE	150
4.3.5	PERSPECTIVES	152

---

<b>4.4 ANTENNE MONOPOLE PLANAIRE UWB A BANDE UWB COMMUTABLE ET BANDE DE FREQUENCE ETROITE ACCORDABLE</b>	<b>153</b>
4.4.1 DEMARCHE, ANTENNE DE DEPART	153
4.4.2 PREMIERE VERSION	154
4.4.3 SECONDE VERSION	164
<b>4.5 CONCLUSION ET PERSPECTIVES</b>	<b>175</b>
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES</b>	<b>177</b>
<b>REFERENCES</b>	<b>181</b>

---





# Table des figures

Fig. 1.1 : Deux antennes reconfigurables basées sur un motif de Sierpinsky	12
Fig. 1.2 : Courbe de $S_{11}$ de l'antenne fractale de la figure 1.1.b lorsque ses interrupteurs sont bloquants (a) et passants (b)	13
Fig. 1.3 : Géométrie d'un dipôle méandre (a) et sa courbe de $S_{11}$ reconfigurable par commutation de MEMS	13
Fig. 1.4 : Antenne spirale (a) et méandre fractal (b) reconfigurables	14
Fig. 1.5 : Un dipôle reconfigurable	14
Fig. 1.6 : Une antenne quadri-bande reconfigurable	15
Fig. 1.7 : Antenne patch reconfigurable par MEMS	15
Fig. 1.8 : Un exemple d'antenne pixel patch	16
Fig. 1.9 : Exemple d'antenne patch à courts-circuits commutables	17
Fig. 1.10 : Deux exemples d'antennes PIFA reconfigurables	18
Fig. 1.11 : Fente commutable sur un patch rayonnant	18
Fig. 1.12 : Antenne PIFA munie d'une fente commutable	19
Fig. 1.13 : Patch triangulaire doté de deux fentes commutables	19
Fig. 1.14 : Monopôle accordable en fréquence (a) et patch accordable en fréquence (b)	20
Fig. 1.15 : Exemple d'antenne accordable en fréquence et coefficient de réflexion associé	21
Fig. 1.16 : Exemple d'antenne PIFA accordable en fréquence	21
Fig. 1.17 : Deux exemples d'antennes à fente accordable en fréquence	22
Fig. 1.18 : Une antenne à fente hexagonale accordable	22
Fig. 1.19 : Antenne reconfigurable basée sur un élément à enroulement	23
Fig. 1.20 : Antenne MEMS micro ruban déformable	23
Fig. 1.21 : Antenne patch sur un substrat à bande électronique interdite reconfigurable	24
Fig. 1.22 : Antenne log périodique reconfigurable manuellement	25
Fig. 1.23 : Exemples d'antenne à commutation de largeur de bande	25
Fig. 1.24 : Exemple d'antenne fractale reconfigurable en rayonnement	27
Fig. 1.25 : Antenne spirale reconfigurable en diagramme	27
Fig. 1.26 : Antenne à parasites reconfigurables	28
Fig. 1.27 : Antenne reconfigurable en diagramme à accès multiples	29
Fig. 1.28 : Antenne patch anneau reconfigurable en diagramme	29
Fig. 1.29 : Antenne reconfigurable en diagramme par l'utilisation d'une fente sur la ligne d'alimentation RF	30
Fig. 1.30 : Antenne reconfigurable en diagramme par chargement d'une fente par des diodes	31
Fig. 1.31 : Antenne patch en anneau à polarisation circulaire reconfigurable	32
Fig. 1.32 : Antenne patch à polarisation circulaire reconfigurable par l'utilisation d'un coupleur reconfigurable	32
Fig. 1.33 : Patch circulaire présentant une polarisation circulaire reconfigurable grâce à deux courts-circuits commutables	33

<i>Fig. 1.34 : Ajout d'une fente reconfigurable sur une antenne patch circulaire pour en modifier la polarisation</i>	33
<i>Fig. 1.35 : Exemple d'antenne patch à polarisation circulaire reconfigurable par l'emploi de parasites</i>	34
<i>Fig. 1.36 : Monopôles UWB à réjection de fréquence bande étroite</i>	35
<i>Fig. 1.37 : Arbre de catégorisation par fonctionnalité des antennes reconfigurables</i>	36
<i>Fig. 2.1 : Conception top-down (rouge) ou bottom-up (vert et bleu) d'une antenne reconfigurable</i>	40
<i>Fig. 2.2 : Un exemple d'antenne LPDA</i>	45
<i>Fig. 2.3 : Exemples d'antennes UWB volumiques</i>	46
<i>Fig. 2.4 : Exemple de monopoles UWB sur plan de masse</i>	46
<i>Fig. 2.5 : Exemple de monopoles UWB planaires</i>	47
<i>Fig. 2.6 : Exemples d'antennes PIFA</i>	48
<i>Fig. 2.7 : Exemples d'antennes méandre</i>	48
<i>Fig. 2.8 : Exemples de patches court-circuités</i>	50
<i>Fig. 2.9 : Réduction des dimensions d'une antenne par utilisation de courts-circuits</i>	50
<i>Fig. 2.10 : Exemples d'antennes à couplage par fentes</i>	51
<i>Fig. 2.11 : Exemple d'antenne UWB à réjection bande étroite par ajout de fente</i>	51
<i>Fig. 2.12 : Ajout de ligne sur une antenne UWB faisant apparaître une réjection</i>	52
<i>Fig. 2.13 : Représentation schématique d'un port discret</i>	54
<i>Fig. 2.14 : Transformation de port simple vers port différentiel</i>	54
<i>Fig. 2.15 : schéma fonctionnel de l'interrupteur SW439 de Tyco Electronics</i>	57
<i>Fig. 2.16 : Photographie du circuit de mesure du SW439</i>	58
<i>Fig. 2.17 : Modèle de monture utilisé pour la déconvolution des mesures</i>	60
<i>Fig. 2.18 : Adaptation et pertes d'insertion en mode ON (a), adaptation et isolation en mode OFF (b) et phase en transmission (c) du SW439 mesuré</i>	62
<i>Fig. 2.19 : Adaptation et pertes d'insertion en mode passant (a), adaptation et isolation en mode bloquant (b) et phase en transmission (c) de la diode PIN BAR63</i>	64
<i>Fig. 2.20 : Adaptation (a) et pertes d'insertion (b) de la diode varicap BB857 pour différentes valeurs de polarisation appliquées (de 0 à -10V)</i>	65
<i>Fig. 2.21 : Polarisation d'un court-circuit reconfigurable sous le plan de masse (vue en coupe)</i>	67
<i>Fig. 2.22 : Polarisation d'une fente (vue de dessus) chargée par une diode</i>	68
<i>Fig. 2.23 : Pertes d'insertion et phase en transmission des capacités ATC 520L</i>	71
<i>Fig. 2.24 : Adaptation et isolation de l'inductance Piconics CC75T</i>	72
<i>Fig. 2.25 : Adaptation (a), isolation (a) et phase en transmission (b) de l'inductance Piconics CC75T</i>	73
<i>Fig. 3.1 : Exemple de front de Pareto pour une optimisation à deux objectifs</i>	79
<i>Fig. 3.2 : Graphique d'état d'une optimisation d'antenne générique</i>	80
<i>Fig. 3.3 : Illustration schématique de la descente du gradient pour une fonction à deux variables</i>	83
<i>Fig. 3.4 : Exemple de chargement de plan de masse dans une antenne PIFA</i>	87
<i>Fig. 3.5 : Géométrie de départ de l'antenne PIFA reconfigurable</i>	88
<i>Fig. 3.6 : Géométrie de l'antenne PIFA proposée, vu de dessous (a – gauche), de dessous (b – gauche) et en perspective (b)</i>	90
<i>Fig. 3.7 : Courbe de S11 de l'antenne proposée, aux points d'alimentation 1 (a) et 2 (b)</i>	92

Fig. 3.8 : Adaptation et bandes passantes associées de l'antenne présentée, pour le point d'alimentation 1 (a) et 2 (b)	93
Fig. 3.9 : Diagrammes de gain de l'antenne PIFA proposée, en dBi	94
Fig. 3.10 : Courbes de $S_{11}$ calculées en utilisant des caractéristiques de diodes PIN (a) et d'interrupteurs GaAs (b)	95
Fig. 3.11 : Géométrie de l'antenne PIFA 10-accès optimisée vue du dessous (a) et du dessus (b)	98
Fig. 3.12 : Courbe d'adaptation de l'antenne PIFA optimisée	98
Fig. 3.13 : Modèle de câble coaxial et mode propre (ordre 1, TEM) propagé pour l'alimentation de l'antenne	101
Fig. 3.14 : Détail des circuits de polarisation et d'excitation des interrupteurs	101
Fig. 3.15 : Géométrie de l'antenne, et paramètres optimisés.	103
Fig. 3.16 : Courbe de $S_{11}$ de l'antenne PIFA optimisée	105
Fig. 3.17 : Diagrammes de gain (dBi) de l'antenne PIFA optimisée	107
Fig. 3.18 : Photographie du circuit mesuré	108
Fig. 3.19 : Antenne simplifiée, utilisée en co-simulation	108
Fig. 3.20 : Courbe de $S_{11}$ résultant de la co-simulation antenne simulée et interrupteurs mesurés	109
Fig. 3.21 : Courbe de $S_{11}$ de l'antenne réoptimisée	111
Fig. 3.22 : Diagramme bulles de la simulation de la population initiale	113
Fig. 3.23 : Front de Pareto de la population initiale	114
Fig. 3.24 : Front de Pareto résultant de l'optimisation par recuit simulé	115
Fig. 3.25 : Courbe de $S_{11}$ de l'antenne optimisée (antenne 1)	116
Fig. 3.26 : Courbe de $S_{11}$ de l'antenne optimisée (antenne 2)	117
Fig. 3.27 : Géométrie de l'antenne PIFA comportant 3 diodes PIN et détail du positionnement des diodes	119
Fig. 3.28 : Front de Pareto de l'optimisation de l'antenne PIFA 3-ports	121
Fig. 3.29 : Courbe de $S_{11}$ de l'antenne optimisée	122
Fig. 3.30 : Géométrie de l'antenne PIFA 3 ports optimisée	123
Fig. 3.31 : Détails d'un circuit de polarisation (interrupteur 3)	123
Fig. 3.32 : Courbe de $S_{11}$ de l'antenne optimisée	124
Fig. 4.1 : Antenne UWB patch triangle – sonde en F	128
Fig. 4.2 : Courbe de $S_{11}$ de l'antenne UWB de départ	129
Fig. 4.3 : Visualisation des lignes de courant (amplitude maximale) à 1,5 (a), 2 (b), 2,5 (c) et 3 GHz (d)	131
Fig. 4.4 : Modification des lignes de courant, par commutation des diodes PIN de chargement des fentes	132
Fig. 4.5 : Sonde en F modifiée	134
Fig. 4.6 : Détails de la polarisation des varicaps	135
Fig. 4.7 : Détails de la polarisation du patch	136
Fig. 4.8 : Détails de la polarisation de la sonde en F active	136
Fig. 4.9 : Paramètres à optimiser de l'antenne présentée	138
Fig. 4.10 : $S_{11}$ de l'antenne en mode UWB-ON	139
Fig. 4.11 : $S_{11}$ de l'antenne en mode UWB-OFF	140

<i>Fig. 4.12 : Diagrammes de gain de l'antenne présentée, en mode UWB-ON et UWB-OFF à différentes fréquences (GHz)</i>	141
<i>Fig. 4.13 : Un monopole UWB muni d'une fente en U inversé</i>	143
<i>Fig. 4.14 : Détail d'une antenne UWB avec double fente en U inversé</i>	145
<i>Fig. 4.15 : Détail des composants employés et du circuit de polarisation (diélectrique transparent)</i>	146
<i>Fig. 4.16 : Dimensions de l'antenne proposée</i>	147
<i>Fig. 4.17 : Vue en perspective de l'antenne proposée</i>	147
<i>Fig. 4.18 : Coefficient de réflexion de l'antenne, simulé pour différentes valeurs de polarisation du port d'entrée</i>	148
<i>Fig. 4.19 : Diagrammes de gain de l'antenne présentée à différentes fréquences.</i>	149
<i>Fig. 4.20 : Photographie de l'antenne réalisée</i>	151
<i>Fig. 4.21 : Coefficient de réflexion de l'antenne, mesurée pour différentes tensions de polarisation des varicaps</i>	151
<i>Fig. 4.22 : Exemple d'antenne monopôle circulaire UWB</i>	154
<i>Fig. 4.23 : Visualisation des lignes de courant sur le monopôle circulaire UWB (amplitude maximale) à 2,5 (a), 3 (b), 3,5 (c) et 4 GHz (d)</i>	155
<i>Fig. 4.24 : Détail des fentes commutables ajoutées au monopôle</i>	156
<i>Fig. 4.25 : Détail du monopôle bande étroite ajouté à l'antenne UWB</i>	157
<i>Fig. 4.26 : Ajout de composants actifs sur le monopôle filaire</i>	158
<i>Fig. 4.27 : Géométrie de l'antenne UWB reconfigurable proposée</i>	160
<i>Fig. 4.28 : Comparaison des caractéristiques de la diode réelle et de son modèle</i>	162
<i>Fig. 4.29 : Comparaison des caractéristiques de l'inductance réelle et de son modèle</i>	162
<i>Fig. 4.30 : Courbe de <math>S_{11}</math> de l'antenne UWB reconfigurable proposée</i>	163
<i>Fig. 4.31 : Détail du plan de masse agrandi et des fentes résonnantes ajoutées</i>	165
<i>Fig. 4.32 : Lignes de courants dans les fentes résonnantes, lorsque les diodes sont passantes et bloquantes</i>	165
<i>Fig. 4.33 : Détails de la polarisation de l'antenne UWB reconfigurable proposée (vue de dessous)</i>	167
<i>Fig. 4.34 : Géométrie de l'antenne UWB reconfigurable proposée, et paramètres géométriques utilisés (vue de dessus)</i>	167
<i>Fig. 4.35 : Courbe de <math>S_{11}</math> simulée de l'antenne UWB proposée, en mode bande étroite, pour différentes valeurs de polarisation appliquées à la diode varicap</i>	169
<i>Fig. 4.36 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne UWB proposée, en mode UWB</i>	170
<i>Fig. 4.37 : Diagrammes de gain simulés de l'antenne UWB proposée</i>	171
<i>Fig. 4.38 : Antenne réalisée</i>	173
<i>Fig. 4.39 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne UWB proposée, en mode bande étroite, pour différentes valeurs de polarisation appliquées à la diode varicap</i>	173
<i>Fig. 4.40 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne proposée, en mode UWB</i>	173

# Introduction Générale

Les antennes reconfigurables constituent un concept déjà relativement ancien : l'intégration de composants sur les antennes souvent dénommées "antennes actives" remontant aux années 1960 [1][2] est pratiquée depuis longtemps. Cependant, ces antennes suscitent depuis quelques années un intérêt croissant, dans la mesure où elles apparaissent de plus en plus apporter des solutions nouvelles et enrichissantes à l'interface entre le milieu de propagation et l'étage d'extrémité des terminaux ou stations mettant en œuvre des approches de radio flexible (logicielle/cognitive). En effet, les antennes reconfigurables offrent la possibilité de déléguer à l'antenne elle-même une partie des fonctionnalités généralement réservées à l'étage radio ou au traitement du signal numérique. Au delà de ces systèmes novateurs, les antennes reconfigurables présentent également de nombreux avantages par rapport à des antennes classiques, moins spectaculaires mais qui pourraient se révéler déterminants, en termes de durée d'emploi, de compacité et d'intégration.

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont principalement deux objectifs. Le premier est de tenter de parvenir à une classification des antennes reconfigurables, afin d'aboutir à une vision à la fois structurée et la plus exhaustive possible des différents types d'antennes reconfigurables existantes. Le second objectif consiste à étudier la viabilité technologique de l'approche, par le développement de prototypes aux fonctionnalités évoluées qui pourraient apporter des possibilités nouvelles pour la mise en œuvre de la radio logicielle.

La terminologie "antenne reconfigurable" étant assez vague, nous avons décidé d'adopter dans ce mémoire la définition large suivante : "une antenne reconfigurable est une antenne dont on peut modifier au moins l'une des caractéristiques, après sa fabrication, à l'aide d'un signal de commande". Selon cette définition, il existe donc un très grand nombre d'antennes reconfigurables, aux fonctionnalités très diversifiées. En conséquence, nous commencerons pour bien poser le cadre du travail par tenter de classifier ou de catégoriser (les deux mots seront utilisés indifféremment par la suite) les antennes reconfigurables, selon la fonctionnalité qu'elles proposent. Cette classification sera présentée dans le premier chapitre, précédée par un exposé des avantages de ces antennes ainsi que de leurs applications les plus prometteuses.

Dans le second chapitre, nous nous attacherons à détailler la méthodologie de conception et de simulation des antennes reconfigurables. En effet, l'ajout de composants actifs dans une structure géométrique rayonnante s'accompagne de difficultés à la fois conceptuelles (comment simuler précisément une telle antenne ?) et pratiques (comment bien choisir et bien utiliser les composants ?). Le développement de ces méthodes de conception représente une partie importante des travaux menés, c'est pourquoi nous avons décidé de lui consacrer un chapitre entier.

Le troisième chapitre présentera le développement et l'optimisation d'antennes PIFA reconfigurables. Après une introduction aux méthodes d'optimisation employées, nous introduirons des résultats théoriques et expérimentaux obtenus sur ces antennes. En particulier, l'accent sera porté sur la question du nombre de composants employés pour une fonctionnalité donnée (ici la commutation entre différentes bandes de fréquences) et les contraintes, ou a contrario les degrés de libertés, qui découlent de ce choix.

Enfin, le dernier chapitre sera consacré à trois antennes reconfigurables aux caractéristiques fréquentielles ultra large bande et dont les fonctionnalités sont complémentaires. Ainsi, on introduira deux antennes présentant une bande ultra large commutable ainsi qu'une bande de fréquence étroite accordable. La troisième antenne proposée présente une bande ultra large et une réjection en fréquence à bande étroite et accordable. Les résultats de mesure seront en outre étayés par la présentation de résultats de mesure.

La conclusion permettra d'ouvrir plusieurs pistes de recherche qui nous semblent les plus intéressantes, dans la continuité des travaux ici présentés et qu'il sera probablement nécessaire de suivre pour faire des antennes reconfigurables une alternative viables à certains systèmes existant aujourd'hui.

# Chapitre 1

## Classification des antennes reconfigurables

### 1.1 Introduction

Une antenne reconfigurable est une antenne dont au moins une des caractéristiques est modifiable après sa fabrication, par application d'une commande. Cette définition, propre à ce manuscrit et sans caractère référencé, présente l'avantage de couvrir la totalité des antennes dites reconfigurables dans la littérature scientifique. L'inconvénient qui en découle est sa grande généralité, nécessitant une catégorisation des antennes afin d'en faire ressortir les bénéfices et les inconvénients..

Il existe en fait de nombreuses manières de classifier les antennes reconfigurables ; ce peut être fait, par exemple, en fonction de la propriété physique qui les rend reconfigurables (modification des lignes de courants, modification de propriétés diélectriques/diamagnétiques d'éléments de l'antenne, déformation géométrique) du type de composants reconfigurables employés (diodes, transistors, MEMS...) ou de leur structure géométrique (type de structure reconfigurable, géométrie a priori de l'antenne...).

Dans ce chapitre nous adoptons une classification selon la fonctionnalité, ce qui permet une vision descendante de ces antennes où la technologie apparaît comme résultat d'un besoin. Ce n'est pas de cette façon que les antennes reconfigurables sont apparues historiquement ; c'est la disponibilité de composants RF petits et intégrables sur des antennes qui a donné des idées aux antennistes (démarche ascendante). L'intérêt de l'étude proposée ici est de ne pas s'imposer des limitations technologiques a priori, mais de s'ouvrir le possible des fonctionnalités liées aux progrès futurs de la technologie.

Avant d'entrer dans le détail de la classification fonctionnelle des antennes reconfigurables, on commencera par en énoncer les avantages et inconvénients, ainsi que les domaines d'application les plus prometteurs. On évoquera ensuite les fonctionnalités fréquentielles qu'il est ou qu'il serait possible d'obtenir grâce au comportement flexible de ces antennes. On poursuivra par l'analyse des diverses possibilités de fonctionnalités spatiales



puis on terminera par les fonctionnalités de filtrage, à l'intersection des domaines spatial et spectral.

Pour chacune de ces catégories, on détaillera de manière précise les moyens techniques permettant d'obtenir la fonctionnalité visée.

## 1.2 Contexte et Applications

Dans quel contexte a-t-on besoin d'antennes reconfigurables ? Quels en sont les avantages et inconvénients ? Quelles applications peut-on cibler ? Voici les questions auxquelles il faut tenter de répondre pour mettre en pratique la démarche descendante que l'on a adoptée.

### 1.2.1 *Quels avantages pour une antenne reconfigurable ?*

Tout d'abord, les antennes reconfigurables présentent un avantage concernant leur durée d'emploi. En effet, une antenne classique est figée et ne peut fonctionner qu'aux fréquences pour lesquelles elle a été conçue à l'origine. Dans le cas d'une antenne reconfigurable, il est envisageable de pouvoir accorder sa fréquence de fonctionnement à un standard qui n'existait pas ou n'avait pas été pris en compte lors de la création de la dite antenne : cela permet notamment d'accéder à de nouveaux standards (avec possibilité de commutation rapide et régulière entre les différentes fréquences), et peut donc augmenter notablement sa durée de vie. Ceci peut être avantageux dans les domaines où infrastructures et matériels sont destinés à être opérationnels pendant une longue durée (infrastructures de réseaux de communication, matériel militaire, industrie spatiale) et où le coût supplémentaire induit par la complexité accrue de ces antennes est amorti par l'augmentation de leur durée d'emploi. Un autre cas d'usage est celui de la flexibilité régionale, dans la mesure où les états n'allouent pas tous les mêmes zones du spectre, et où le passage d'un pays (ou d'un continent) à l'autre se traduit par un changement des canaux fréquentiels. La radio logicielle (qui sera évoquée plus loin) est en partie motivée par ce type de flexibilité, mais les antennes peuvent également y contribuer au niveau RF. Dans ce type d'usage, il est important de noter qu'il s'agit d'antennes multi-bandes commutables et non d'un fonctionnement multi-fréquences simultané. Cette remarque met déjà en évidence les conséquences des caractéristiques d'une fonctionnalité sur l'implémentation technologique.

Un second avantage des antennes reconfigurables réside dans leur faculté d'intégrer des fonctionnalités au sein de l'antenne, ce qui contraste avec une conception plus classique par blocs séparés (antenne/circuit RF/circuit numérique...) . Le premier avantage de cette intégration est un gain en compacité de l'antenne, en contrepartie d'une diminution de la modularité du système (impossibilité de remplacer indépendamment les composants). Il a par ailleurs été montré [3], que l'intégration de filtres ou d'amplificateurs directement dans l'antenne dégage des degrés de libertés supplémentaires, la co-conception de ces deux

éléments permettant notamment de s'affranchir de l'obligation usuelle d'une adaptation à  $50 \Omega$ . Cependant, l'intégration de composants dans l'antenne pose un certain nombre de questions fondamentales et non seulement pratiques, auxquelles il n'y a pas de réponse générale :

- De manière intuitive, il est perceptible que le placement d'une fonctionnalité dans la structure même de l'antenne donne des degrés de liberté supplémentaires dans sa conception : les composants placés sur l'antenne permettent d'agir spatialement (action 3D) sur les lignes de courant, par opposition au traitement de signal qui ne peut agir qu'en sortie de l'antenne (action 1D). Ces degrés de liberté permettent d'en espérer des bénéfices, mais ils induisent aussi une plus grande complexité dans la conception, dont on verra la traduction concrète dans les chapitres suivants.
- Comment commander la partie logique de l'antenne reconfigurable ? Au delà du simple problème d'alimentation continue des composants actifs, il faut se poser la question de la manière optimale de commander l'antenne, c'est-à-dire du nombre de tensions indépendantes à appliquer et de la loi qu'il faut donner à celles-ci pour commander le plus efficacement possible l'antenne (en termes de fonctionnalité et de consommation d'énergie).
- Comment enfin répartir « l'intelligence » du traitement antennaire ? La question posée est celle du choix à opérer entre les fonctions à intégrer dans l'antenne, en général RF, et celles en sortie d'antenne, soit sous forme RF, soit sous forme de traitement du signal numérique. C'est l'optimisation globale du système sous des contraintes de compacité, de coût, d'efficacité ou de consommation qui doit guider ce choix.

Une antenne reconfigurable peut aussi présenter un avantage volumique, par rapport à une antenne classique. Au delà de la compacité résultant de l'intégration de fonctionnalités dans l'antenne, évoquée précédemment, l'utilisation d'antennes reconfigurables permet parfois à une antenne unique de réaliser des fonctionnalités d'antennes multiéléments, ce qui entraîne un gain de place évident. Il est par exemple possible de faire cohabiter dans la même antenne un mode de communication UWB et un mode de communication bande étroite, usuellement obtenu à l'aide de deux antennes distinctes [4]. Il est aussi possible, par action

---

sur le rayonnement de l'antenne, de réaliser de la diversité de polarisation ou de diagramme<sup>1</sup> avec une seule antenne.

### ***1.2.2 Quels inconvénients pour une antenne reconfigurable ?***

Un premier inconvénient des antennes reconfigurables est leur coût, bien plus élevé que celui d'antennes classiques. Ce surcoût est directement lié à l'ajout de composants actifs sur l'antenne, parfois de haute performance, mais il peut aussi résulter d'une industrialisation plus complexe (structure plus compliquée, composants à souder sur l'antenne) ou de procédés de fabrication intrinsèquement plus dispendieux (gravure de composants semi-conducteurs ou MEMS directement sur l'antenne). Enfin il ne faut surtout pas oublier le coût de la conception, qui, pour des séries limitées, domine celui de la fabrication.

Le second désavantage des antennes reconfigurables vient de leur consommation énergétique, aussi bien dans le domaine continu que dans le domaine RF. En effet, les composants actifs devant souvent être polarisés en continu, ils consomment nécessairement de l'énergie qu'il faut prendre en compte dans le dimensionnement énergétique du système. Par ailleurs, les composants comportent souvent une composante résistive qui absorbe de la puissance haute fréquence et impacte directement le rendement de l'antenne.

Enfin, le principal défaut des antennes reconfigurable est leur complexité, génératrice de nombreux problèmes. Le premier est lié à la complexité structurelle de l'antenne, due notamment aux structures de polarisation, qui se traduit par une fragilité matérielle (et un surcoût qu'on a évoqué plus haut). Par ailleurs, cette complexité géométrique, et principalement l'intégration de composants actifs dans une structure rayonnante, entraînent des difficultés conceptuelles et de simulation, notamment au niveau des calculs électromagnétiques<sup>2</sup>.

---

<sup>1</sup> Se référer au paragraphe 1.4

<sup>2</sup> Se référer au chapitre suivant

### 1.2.3 Vers des radios logicielle et cognitive

Les avantages que l'on vient d'évoquer, s'ils sont prometteurs, ne forment néanmoins pas le cœur de l'application des antennes reconfigurables. En effet, la notion de flexibilité gagne de façon générale du terrain dans le domaine des communications sans-fil, et les antennes reconfigurables sont spécifiquement positionnées à l'interface entre les étages radios et l'air. La combinaison de la flexibilité de l'émetteur-récepteur et de celle de l'antenne enrichit les pistes ouvertes à l'imagination, et invite à en examiner les inter-relations.

La radio logicielle, aussi appelée SDR (*Software Defined Radio*), est la dénomination générique employée pour désigner un transceiver permettant de mélanger des adaptations matérielles et logicielles, ces dernières étant réputées offrir une grande souplesse au prix de fortes exigences sur les performances du matériel. Contrairement à une radio classique où la quasi totalité des fonctions (modulation, démodulation, multiplication de signaux, filtrage, détection) sont réalisées par des composants spécialisés dont les caractéristiques sont fixées (voir légèrement accordables), une radio logicielle implémente tout ou partie de ces fonctionnalités de manière logicielle. De façon très idéalisée, une radio logicielle est constituée d'une antenne capable d'émettre ou recevoir n'importe quel signal (direction et fréquence) suivi d'un convertisseur analogique/numérique (en réception, numérique/analogique en émission) de bande passante et profondeur infinies (pour pouvoir échantillonner un signal de n'importe quelle fréquence) et enfin d'un processeur capable de traiter le signal dans le domaine numérique. L'avantage évident d'une architecture de radio logicielle est sa capacité à pouvoir être reconfigurée en un temps éventuellement très court, et à utiliser une forme d'onde quelconque selon les besoins de la communication. Bien évidemment la radio logicielle actuelle est très loin de réaliser des spécifications aussi extrêmes. Tout d'abord, et de manière évidente, les processeurs et échantillonneurs actuels ne sont pas assez rapides pour décoder et traiter directement et efficacement un signal RF, même pour une porteuse de fréquence relativement basse de quelques centaines de mégahertz en bas de bande UHF. Il faut ramener le signal en bande de base avant de le démoduler et de le décoder. Ceci nécessite une capacité multifréquence de l'étage RF. Par ailleurs, les processeurs généralistes ne sont pas encore assez rapides pour traiter des signaux aux débits importants et on utilise généralement des processeurs de type FPGA, au sein desquels les fonctionnalités de codage sont câblées mais de manière non définitive, ou des DSP (programmables) pour les traitements qui s'y prêtent.

---

Les avantages d'une telle architecture sont multiples. On a précédemment mentionné la durée d'emploi des matériels : ceci reste parfaitement valable dans le cadre de ces étages radios flexibles. Bien évidemment leurs coûts très élevés, ne les rendent accessibles pour le moment qu'aux militaires ou aux fournisseurs de services de communications sans fil (pour les stations de base, par exemple). Un autre avantage, qui concerne moins directement les applications civiles, est la possibilité de reconfigurer la forme d'onde utilisée en un temps très court. Sur un théâtre d'opérations, il faut pouvoir à la fois communiquer avec ses alliés, et se protéger de l'ennemi (éviter l'interception de communications et empêcher des signaux hostiles de perturber les échanges d'information, voire détruire les matériels radio). Pouvoir changer de forme d'onde, permet à la radio logicielle de s'adapter aux formes d'ondes d'armées alliées (codage, saut de fréquences, cryptage) en quelques instants, sans nécessité de déploiement de matériel ; la reconfiguration peut même s'effectuer quasiment en temps réel et permettre de relayer des communications entre matériels incompatibles. Par ailleurs, en contexte de guerre électronique, une radio reconfigurable peut aussi permettre la détection de signaux ennemis, et de capter ou brouiller ceux-ci, voire encore de les éviter dans le cas de brouilleurs hostiles ou de signaux de forte puissance potentiellement dangereux.

La flexibilité des radios logicielles bénéficiera sûrement de la combinaison avec la flexibilité d'antenne en sortie d'étage RF. Généralement, les antennes utilisées sur les systèmes SDR sont soit interchangeables, ce qui supprime un grand nombre des avantages opérationnels cités précédemment, soit ultra-large bande, ce qui implique un rendement moins bon et une perméabilité plus importante du système aux rayonnements extérieurs (l'antenne reçoit tout le spectre, bien que seule une bande étroite soit utilisée à la fois). En ce sens, une norme concernant la commande d'antennes reconfigurables, en vue de leur utilisation dans les systèmes de radio logicielle, est en cours de développement [5].

Cependant, la SDR n'est qu'une étape vers un type de radio encore plus novateur et flexible : la radio cognitive. Cette dernière s'appuie sur un étage radio logiciel, mais y ajoute une dimension d'intelligence artificielle, de conscience de son environnement. Un des points de départ de la radio cognitive est le constat que malgré l'augmentation exponentielle du nombre de terminaux connectés à des réseaux sans fils, le nombre de fréquences allouées n'évolue que très lentement. Les bandes sont de plus en plus saturées, qu'elles soient libres (WiFi) ou soumises à licences d'exploitation (GSM, UMTS) : le spectre électromagnétique est très mal utilisé, dans le sens où, en fonction de la localisation du terminal et du moment de la journée, certaines bandes peuvent être saturées tandis que d'autres sont presque inutilisées.

Une radio cognitive est capable de sonder son environnement, et convenir, en dialoguant avec un autre appareil de radio cognitive, de la manière adéquate de communiquer pour obtenir un débit suffisant à l'application visée tout en limitant les interférences avec les autres utilisateurs proches (qu'ils soient cognitifs ou non). Pour cela il peut être utile d'utiliser une antenne capable à la fois de capter le spectre sur une bande de fréquences ultra large, mais aussi de communiquer sur une bande de fréquence accordable et de largeur variable, pour limiter les interférences avec d'autres bandes de fréquences.

Si l'antenne se doit d'être capable de capter son environnement de manière essentiellement isotrope, la capacité de communiquer dans une direction bien précise peut être extrêmement utile dans certains cas, de même que la capacité de rejeter une certaine bande de fréquences ou un certain secteur angulaire. Cette limitation de la fréquence de communication ou du secteur angulaire peut par exemple permettre d'améliorer les performances du lien radio entre deux utilisateurs, tout en diminuant les interférences avec d'autres systèmes. Cela peut également avoir une utilité dans une perspective d'autoprotection du système face à des perturbateurs RF, en limitant ses domaines (spatiaux et spectraux) de réception.

Il est clair qu'une telle antenne n'existe pas, mais il est possible de s'approcher partiellement de chacune des fonctionnalités citées précédemment. On s'efforcera dans les paragraphes suivants de proposer une liste la plus exhaustive possible des fonctionnalités des antennes reconfigurables ; pour cela on s'appuiera sur un découpage des fonctionnalités en trois groupes : les fonctionnalités fréquentielles, les fonctionnalités spatiales (concernant le diagramme de rayonnement) et les fonctionnalités de filtrage qui se trouvent à l'intersection des deux précédents groupes.

Avant de rentrer dans le vif du sujet et la démarche de catégorisation, il est important d'opérer a priori deux restrictions sur notre étude et notre appréhension du terme d'antenne reconfigurable.

Concernant la première de ces restrictions, on se pose la question de la répartition de l'intelligence dans le système et plus exactement de l'intelligence de l'antenne elle-même. On l'a évoqué précédemment, il est perceptible, bien que difficile à quantifier, qu'à fonctionnalité équivalente, le fonctionnement physique d'un système constitué d'une antenne passive suivie d'un étage de traitement de signal reconfigurable est différent de celui d'une antenne comportant des composants au sein de sa géométrie. Placer une fonctionnalité au sein de l'antenne, qui est une structure tridimensionnelle, crée intuitivement plus de degrés de

---

libertés ou tout du moins de possibilités, qu'un traitement unidimensionnel<sup>3</sup> placé en aval de l'antenne. Dans cette optique, nous avons décidé ici de restreindre le terme d'antenne reconfigurable à des antennes munies de composants actifs au cœur de leurs zones de rayonnement et par suite dont les possibilités de reconfiguration sont issues de la faculté de ces composants actifs à perturber localement les propriétés électromagnétiques de l'antenne, et donc très généralement de son comportement global de l'antenne.

La seconde limitation que nous nous imposons pour parler d'antenne reconfigurable concerne le nombre d'éléments rayonnants. Les travaux présentés ici se sont orientés vers des antennes ne comportant qu'un unique élément rayonnant, dont les propriétés sont modifiées par des composants actifs qui lui sont ajoutés comme on vient de l'expliquer. En ce sens, nous n'intégrerons pas dans la catégorisation opérée les antennes composées de plusieurs éléments rayonnants. Ainsi nous ne prendrons pas en compte les réseaux d'antennes, qui cependant constituent une classe d'antennes dont le diagramme de rayonnement est hautement reconfigurable. Par ailleurs, sont également exclues les antennes constituées de plusieurs éléments et dont la reconfigurabilité provient de leur faculté à commuter l'accès d'alimentation de l'antenne entre les différentes sous-parties. Dans ce type d'antenne la démarche relève plus de la juxtaposition d'éléments aux propriétés différentes (fréquence, diagramme, etc.), que l'on souhaite voir se perturber le moins possibles les uns les autres, plutôt que d'une modification des caractéristiques électromagnétiques des éléments antennaires eux-mêmes.

## 1.3 Fonctionnalités fréquentielles

### 1.3.1 Commutation de fréquences

Commençons par évoquer la commutation de fréquences : il s'agit de permettre à l'antenne de commuter entre plusieurs bandes, ce qui n'implique pas que l'antenne soit mono bande instantanée, dans la mesure où plusieurs bandes de fréquences peuvent être commutables indépendamment les unes des autres.

#### 1.3.1.1 Invariance géométrique et lignes de propagation

La première idée qui peut venir naturellement lors de la conception d'une antenne commutable en fréquence est l'utilisation de géométries fréquemment invariantes.

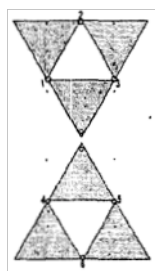
---

<sup>3</sup> au sens du cheminement des courants électriques

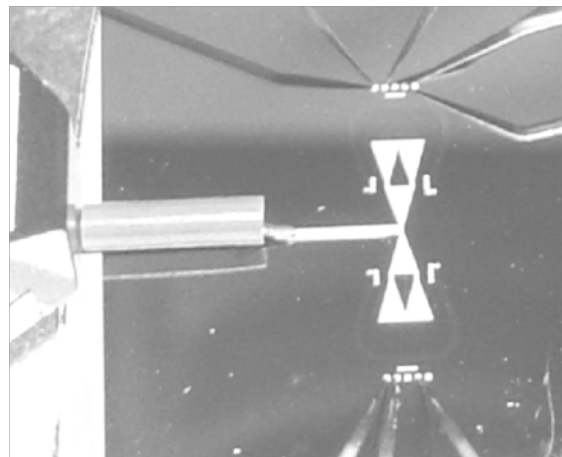


Intuitivement, en commutant entre différentes échelles de la même antenne, il devient alors possible de sélectionner, parmi différents jeux de fréquences de résonance, chacun d'entre eux correspondant à une taille spécifique de la géométrie.

Les antennes basées sur des motifs fractaux sont d'excellents candidats ; en effet, ceux-ci offrent naturellement un comportement large bande (par invariance d'échelle) et il est possible, en altérant cette symétrie par des interrupteurs judicieusement placés, de favoriser uniquement certaines résonances. Un motif fréquemment utilisé est le Sierpinsky [6][7], constitué de triangles isocèles et dont sont présentés deux exemples en Fig. 1.1. L'alimentation de l'antenne est placée au centre de symétrie de l'antenne rendue reconfigurable par l'ajout d'interrupteurs aux jointures entre triangles. La Fig. 1.2 montre l'importante variation dans le  $S_{11}$  de l'antenne, lorsque les interrupteurs commutent. Par ailleurs, la possibilité d'une utilisation indépendante des différents interrupteurs (au lieu d'une loi ALL-ON / ALL-OFF) laisse une marge de manœuvre dans la conception de telles antennes.



(a)



(b)

Fig. 1.1 : Deux antennes reconfigurables basées sur un motif de Sierpinsky

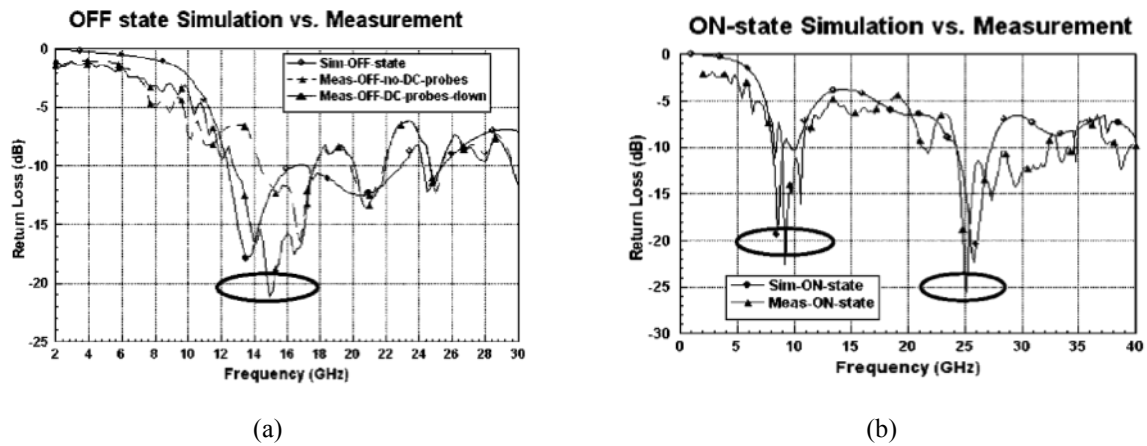


Fig. 1.2 : Courbe de  $S_{11}$  de l'antenne fractale de la figure 1.1.b lorsque ses interrupteurs sont bloquants (a) et passants (b)

Un second type de motif souvent utilisé est celui de la ligne méandre ou spirale. Ces motifs ne sont pas de nature fractale au sens propre mais la modification par des composants reconfigurables des courants dans la ligne conductrice résulte en une variation des fréquences de résonance (directement liées à la longueur des lignes de courant) et une géométrie très similaire à chacune de ces fréquences. La Fig. 1.3 présente un dipôle méandre, dont la longueur peut être modifiée grâce à des interrupteurs MEMS [8]. Il s'agit là du principe de fonctionnement de la plupart des antennes méandre reconfigurables : des éléments de commutation placés le long de la ligne conductrice peuvent interrompre celle-ci (ou la court-circuiter vers le plan de masse) ; ceci se traduit par une variation de sa fréquence de résonance. La Fig. 1.4 propose deux autres exemples d'antennes méandres reconfigurables [9][10].

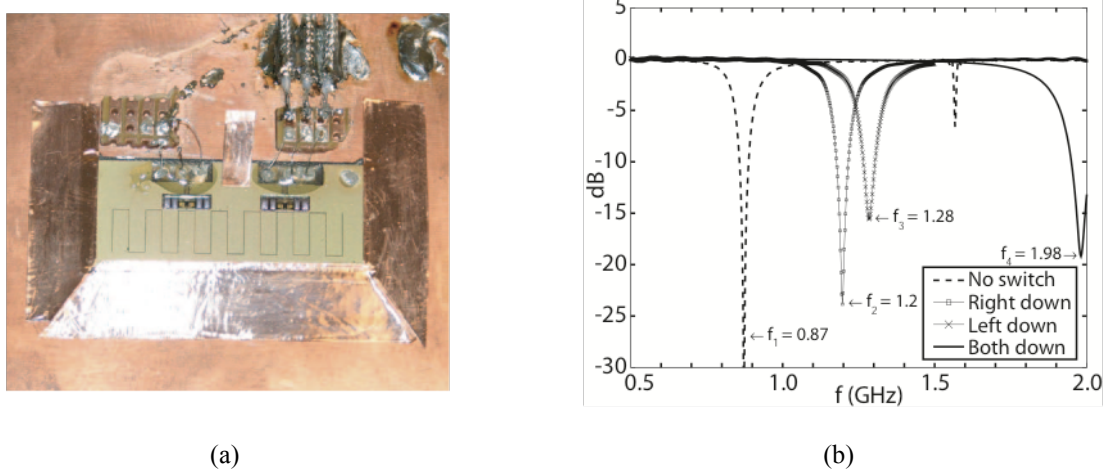


Fig. 1.3 : Géométrie d'un dipôle méandre (a) et sa courbe de  $S_{11}$  reconfigurable par commutation de MEMS

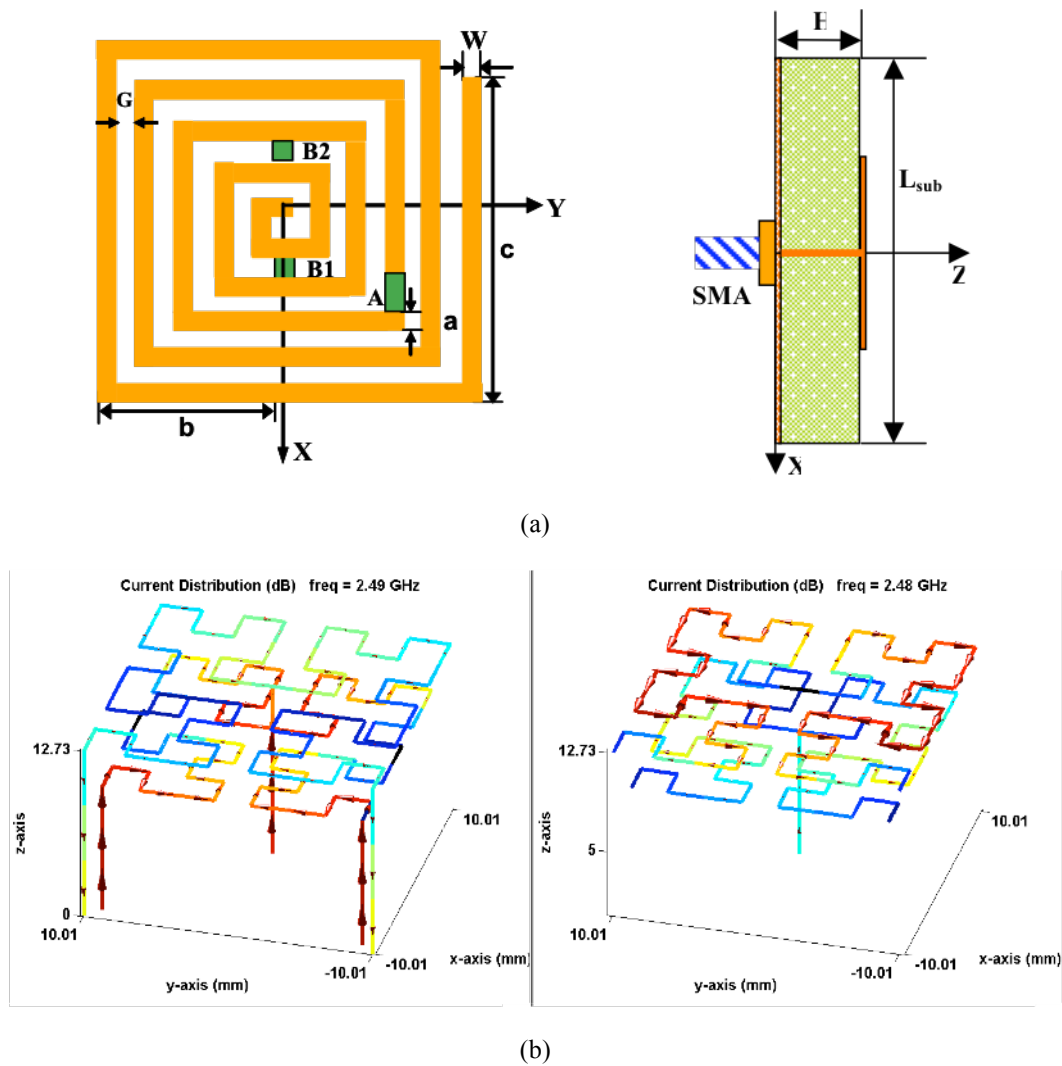


Fig. 1.4 : Antenne spirale (a) et méandre fractal (b) reconfigurables

De manière plus générale, de nombreuses antennes reconfigurables sont basées sur ce principe de modification de la longueur électrique d'une ligne conductrice. La géométrie de l'antenne peut varier d'un simple dipôle (voir Fig. 1.5) [11] ou prendre une forme plus complexe (Fig. 1.6) [12], mais leur fonctionnement reste voisin. Des travaux précédents, menés lors du stage de MASTER, ont d'ailleurs permis de développer une antenne filaire reconfigurable pour la télévision numérique portable (DVB-H) basée ce principe [13].

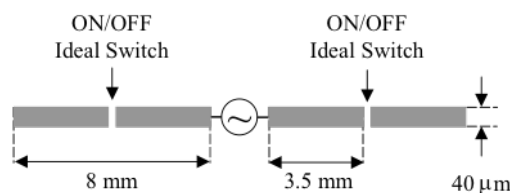


Fig. 1.5 : Un dipôle reconfigurable



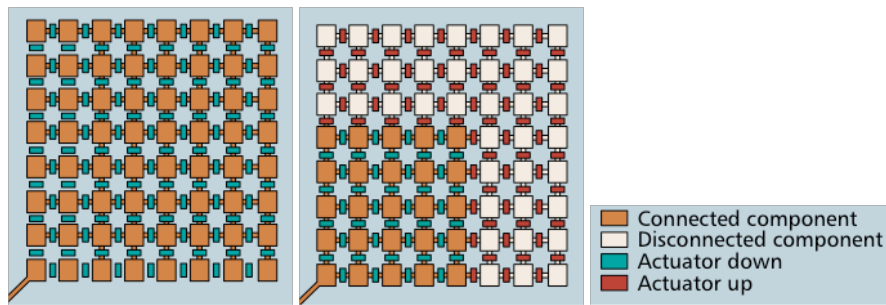


Fig. 1.8 : Un exemple d'antenne pixel patch

Ces antennes permettent par commutation d'interrupteurs (figurés en vert ou rouge sur la figure ci-dessus) de reproduire les géométries de patches de dimensions différentes. Bien évidemment, le nombre très important de composants présents sur ce type d'antenne leur confère une grande flexibilité en termes de géométries disponibles, et donc de fonctionnalités ; il est possible de modifier la polarisation et le diagramme de rayonnement de ces antennes.

### 1.3.1.2 Utilisation de courts-circuits commutables

Une autre technique, relativement commune dans le domaine des antennes reconfigurables, est l'utilisation de courts-circuits commutables. On reviendra dans le chapitre suivant sur certains des effets que peuvent avoir ces courts-circuits sur les caractéristiques fréquentielles de l'antenne. De manière générale, l'activation ou non d'un court-circuit commutable permet de modifier la circulation des courants électromagnétiques sur l'antenne et par suite sa ou ses fréquence(s) de fonctionnement. La Fig. 1.9 présente un exemple simple d'antenne patch équipée de courts-circuits reconfigurables [19]; la commutation de ces interrupteurs permet ici d'obtenir deux fréquences de résonance distinctes. Ces courts-circuits commutables peuvent également être utilisés pour permettre l'alimentation de l'antenne par plusieurs accès distincts [20] et leur nombre peut être très important [21] , ce qui rend le comportement de l'antenne beaucoup plus flexible ; dans les deux cas on observe une modification du coefficient de réflexion de l'antenne.

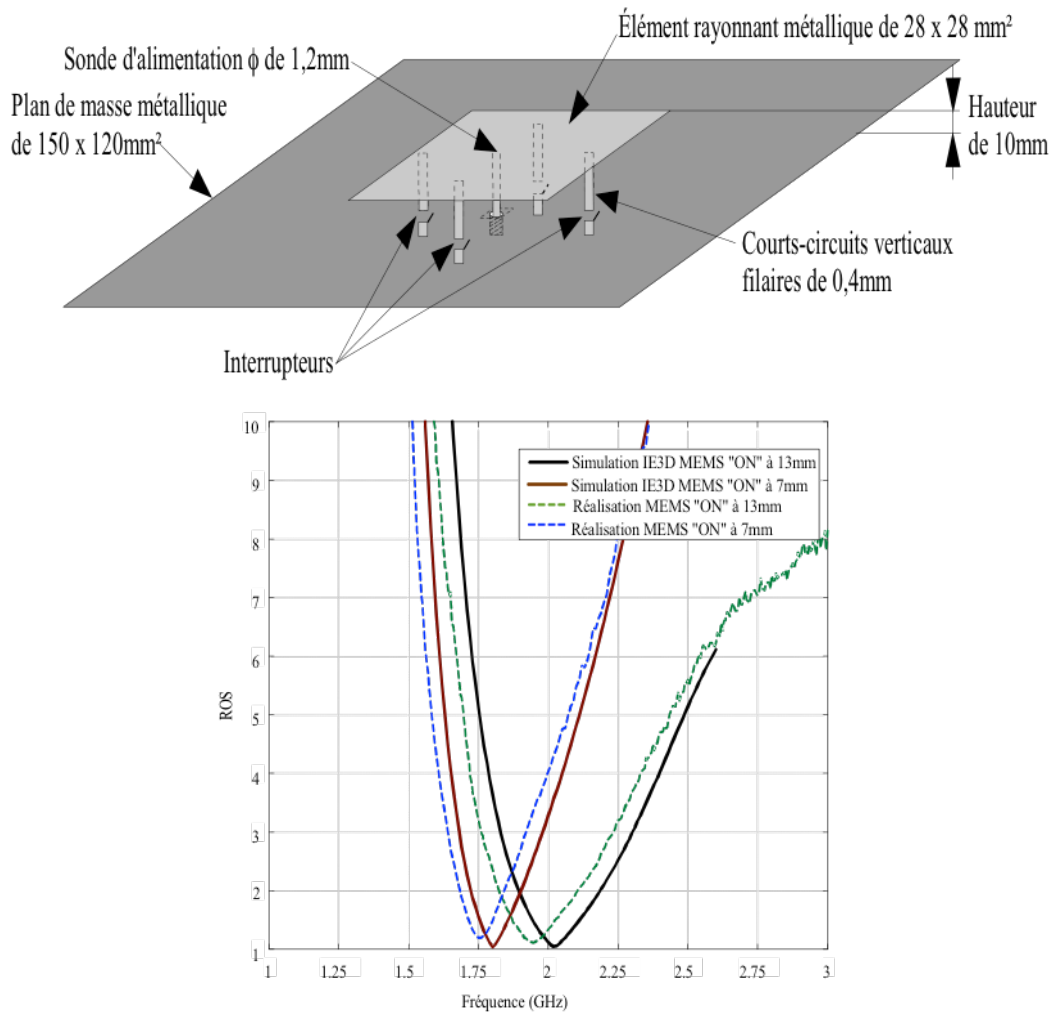


Fig. 1.9 : Exemple d'antenne patch à courts-circuits commutables

Les antennes PIFA [22][23], pour *Planar Inverted F-type Antenna*, sont relativement fréquentes dans la littérature des antennes reconfigurables. Par définition, ce type d'antenne possède un court-circuit entre une sonde en forme de L (planaire) et le plan de masse commun de l'antenne. La position de ce court-circuit permet de modifier la fréquence de l'antenne et par conséquent les PIFA sont des candidats très naturels à l'ajout de fonctionnalité, en rendant commutable ce ou ces court(s)-circuit(s). La Fig. 1.10 présente deux exemples d'antennes PIFA reconfigurables.

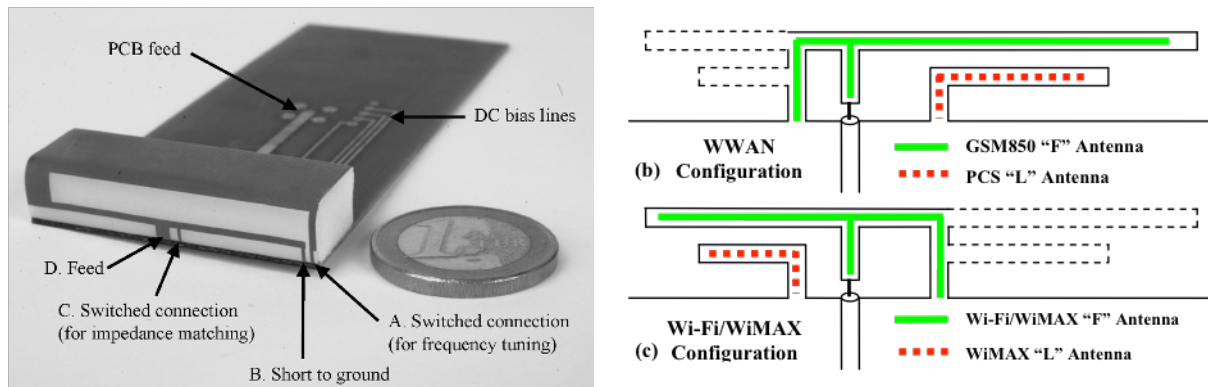


Fig. 1.10 : Deux exemples d'antennes PIFA reconfigurables

### 1.3.1.3 Utilisation de fentes commutables

Evoquons à présent une seconde structure utilisée relativement fréquemment pour ajouter de la fonctionnalité à une antenne : les fentes. Chargées par des composants de reconfigurations, elles permettent également de perturber les lignes de courant sur une structure rayonnante [24][25][26][27]. De manière générale, une fente produit un résultat analogue à celui d'une ligne conductrice résonante : une fréquence de résonance apparaît proportionnelle à sa longueur. La Fig. 1.11 illustre la perturbation des lignes de courant excitant un patch lorsqu'une fente commutable est activée ou non, ce qui se traduit par la modification de la fréquence résonante qui lui est due.

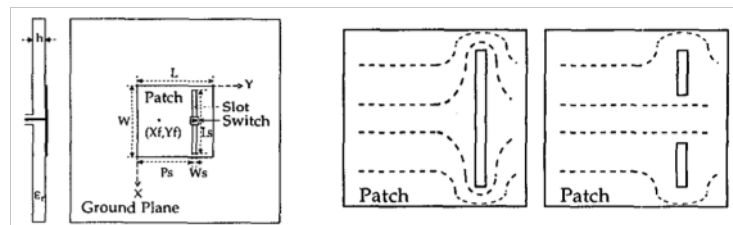


Fig. 1.11 : Fente commutable sur un patch rayonnant

Les Fig. 1.12 et Fig. 1.13 présentent respectivement une antenne PIFA sur laquelle a été ajoutée une fente commutable et une antenne patch triangulaire comportant deux fentes symétriques, également commutables. Il est à noter par ailleurs que cet exemple illustre la possibilité de positionner plusieurs composants de commutation au sein d'une unique fente, pour obtenir plus de deux résonances.

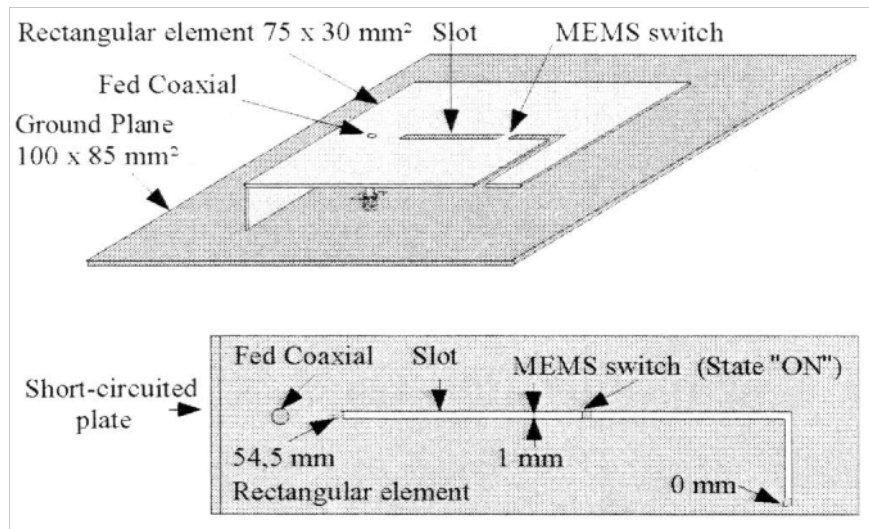


Fig. 1.12 : Antenne PIFA munie d'une fente commutable

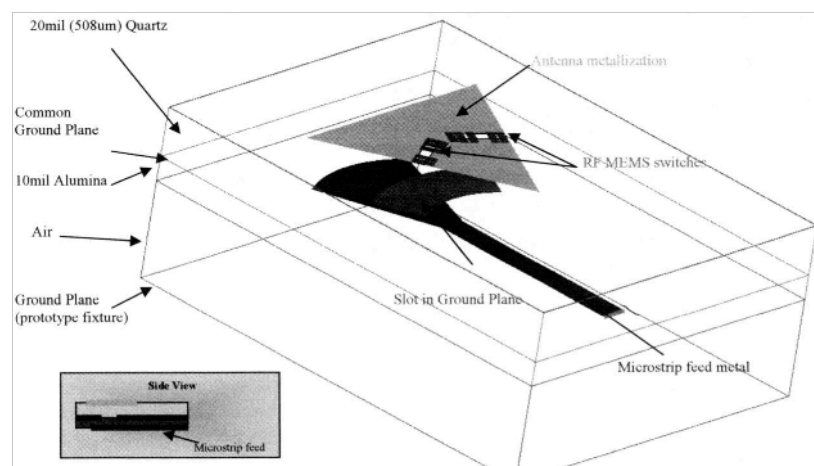


Fig. 1.13 : Patch triangulaire doté de deux fentes commutables

### 1.3.2 Accord en fréquence

L'accord en fréquence est très similaire à la commutation de fréquence que l'on vient d'évoquer précédemment ; cette fonctionnalité consiste en effet en la possibilité de faire varier de manière continue une ou plusieurs fréquences de résonance. Cette variation continue nécessite de pouvoir modifier continûment certaines propriétés électromagnétiques de l'antenne, soit de manière classique par l'utilisation de composants électroniques à variation continue (capacités variables principalement) ou de manière plus originale comme nous le verrons dans la dernière partie de cette section. Il est important par ailleurs de remarquer que toute antenne accordable en fréquence est a fortiori capable de commutation en fréquence : il suffit pour cela d'appliquer à l'élément accordable non plus une commande continue mais à états discrets.



### 1.3.2.1 Lignes résonantes

En accord avec ce que l'on vient d'évoquer, parmi les antennes accordables en fréquence se retrouvent les mêmes types de structures accordables que ceux mentionnés en 1.3.1. Evoquons, pour commencer, les lignes résonantes. Par utilisation d'une capacité variable, la longueur électrique de l'antenne peut être modifiée, ce qui entraîne un changement de sa fréquence de résonance.

Cette ligne peut être l'élément rayonnant principal, utilisée par exemple comme un monopôle (voir Fig. 1.14.a) [28] ou simplement être la ligne d'alimentation d'un autre élément antennaire, comme un patch (voir Fig. 1.14.b) [29].

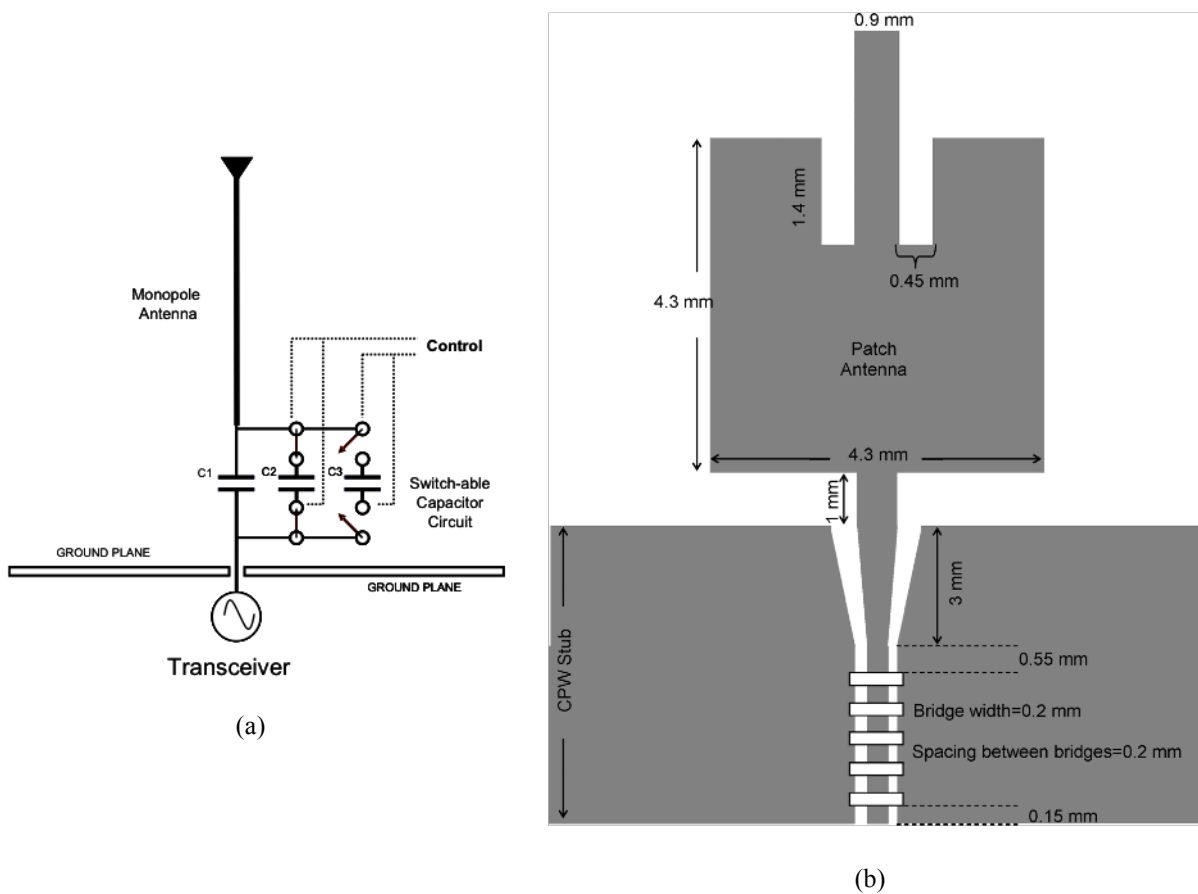


Fig. 1.14 : Monopôle accordable en fréquence (a) et patch accordable en fréquence (b)

### 1.3.2.2 Courts-circuits

Les courts-circuits sont également très utilisés [30][31][32][33][34] pour rendre une antenne accordable en fréquence. Dans la majorité des cas un composant à capacité variable (une diode varactor ou un MEMS par exemple) est intercalé entre le plan de masse et le fil relié à l'élément rayonnant. Il ne s'agit plus dans ce cas de court-circuit à proprement parler,

dans la mesure où l'élément rayonnant n'est jamais véritablement connecté au plan de masse<sup>4</sup>, néanmoins, la variation d'impédance ramenée par ce pseudo court-circuit sur l'élément rayonnant permet à la fréquence de résonance de l'antenne de parcourir une certaine gamme spectrale. L'excursion en fréquence de la ou des fréquence(s) accordable(s) est directement reliée au domaine maximal de variation d'impédance de l'élément actif employé. Les antennes dérivées des PIFA sont également très usuelles comme le montrent les Fig. 1.15 et Fig. 1.16.

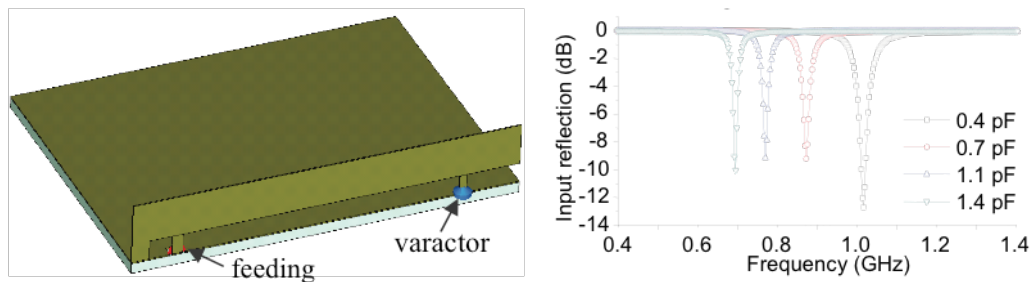


Fig. 1.15 : Exemple d'antenne accordable en fréquence et coefficient de réflexion associé

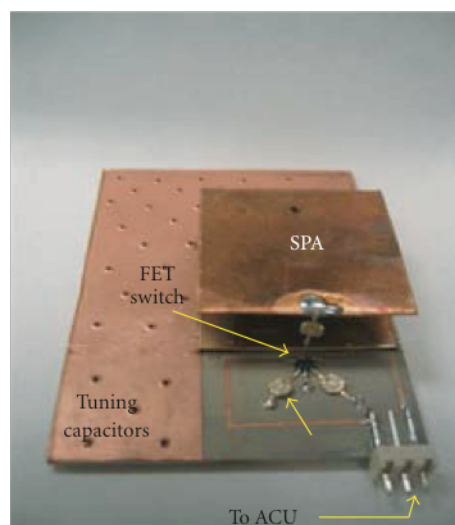


Fig. 1.16 : Exemple d'antenne PIFA accordable en fréquence

### 1.3.2.3 Fentes

L'ajout de fentes sur un élément rayonnant, tel un patch, et leur chargement par des composants à capacité variable permet de faire apparaître une fréquence de résonance continûment accordable [35][36][37][38][39]. En première approche, la résonance due à une

<sup>4</sup> Les composants à capacité variable ont très rarement un état passant, à capacité très élevée.

fente est proportionnelle à sa longueur : le chargement par une impédance variable permet de modifier la longueur électrique de la fente, et par suite sa fréquence de fonctionnement.

La forme de la fente est très variable et quelques exemples sont présentés en Fig. 1.17 et Fig. 1.18.

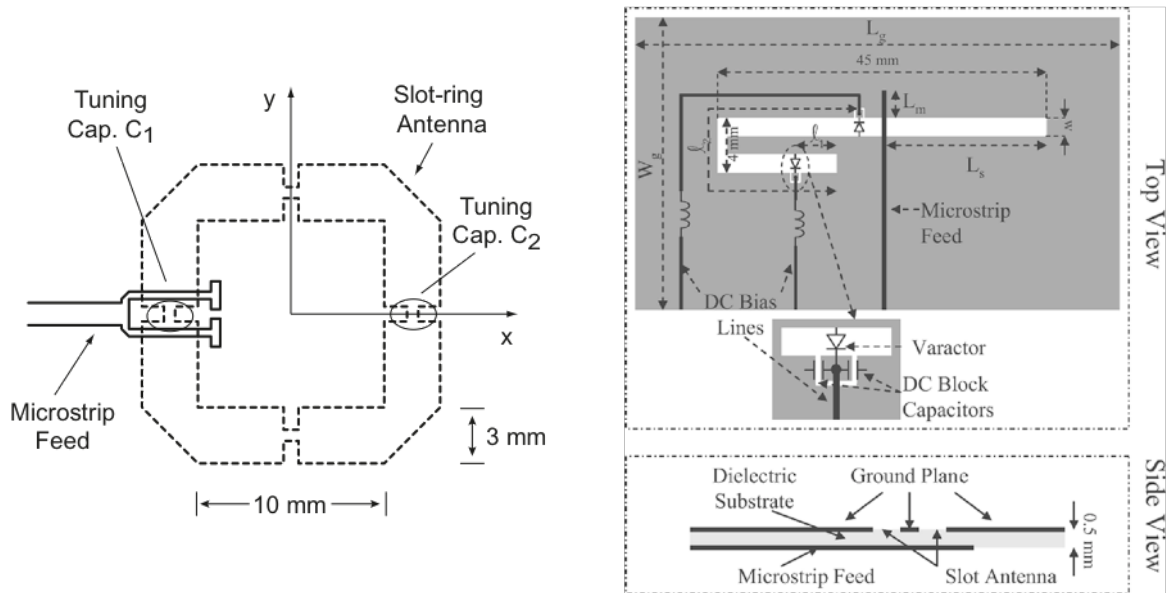


Fig. 1.17 : Deux exemples d'antennes à fente accordable en fréquence

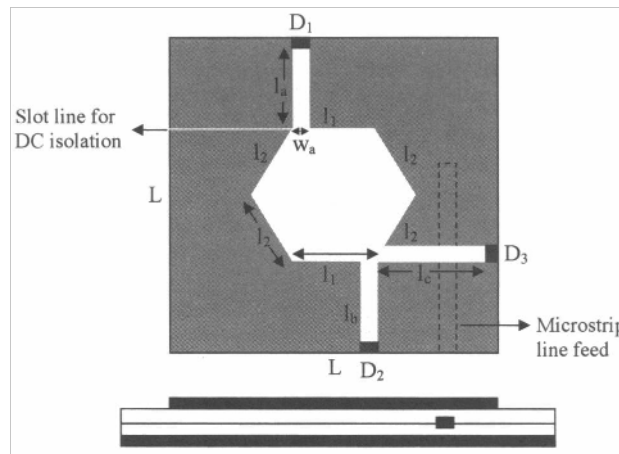


Fig. 1.18 : Une antenne à fente hexagonale accordable

### 1.3.2.4 Plus d'originalité

Comme évoqué précédemment, les lignes, patches et fentes ont un comportement très similaire qu'il s'agisse d'accord ou de commutation fréquentiels, et forment le cœur des antennes reconfigurables, en ce sens ou la vaste majorité de celles-ci est basée sur l'un de ces

trois types de structures reconfigurables. La reconfiguration provient alors d'une modification quasi ponctuelle des lignes de courant ou de l'impédance, par l'ajout d'un composant localisé.

Il existe néanmoins d'autres méthodes, plus originales, pour modifier les propriétés électromagnétiques d'une antenne. La première concerne la déformation mécanique de l'élément rayonnant [40][41][42], soit par commande manuelle, comme en Fig. 1.19, soit par commande électrique comme dans le cas de l'antenne MEMS proposée en Fig. 1.20.

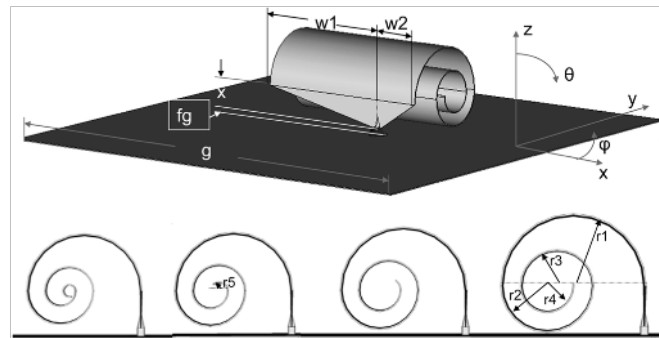


Fig. 1.19 : Antenne reconfigurable basée sur un élément à enroulement

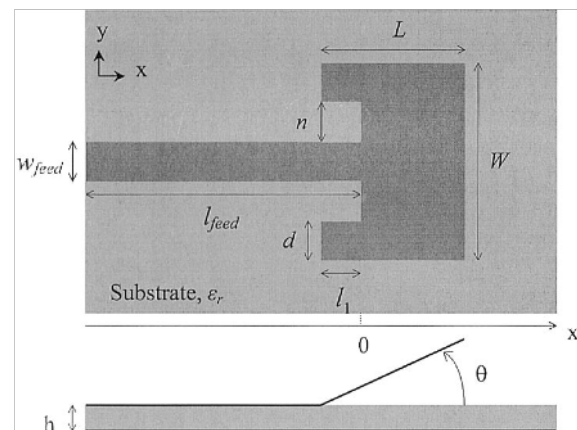
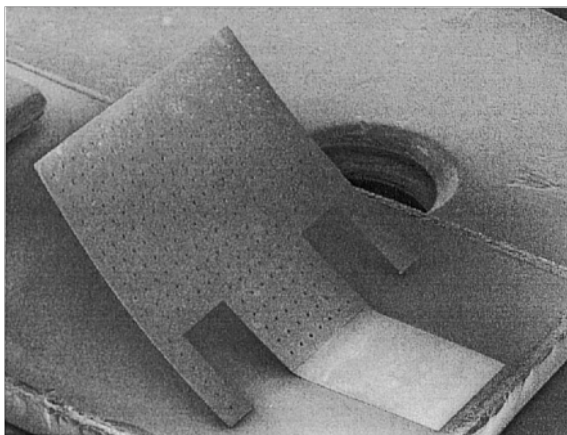


Fig. 1.20 : Antenne MEMS micro ruban déformable

Une autre possibilité concerne l'utilisation de substrats dont les caractéristiques diélectriques ou diamagnétiques sont accordables par application, par exemple, d'un champ électrique [43][44]. Ce substrat peut également être de type bande électronique interdite, constitué d'une structure périodique dont chaque cellule est chargée par un composant reconfigurable [45].

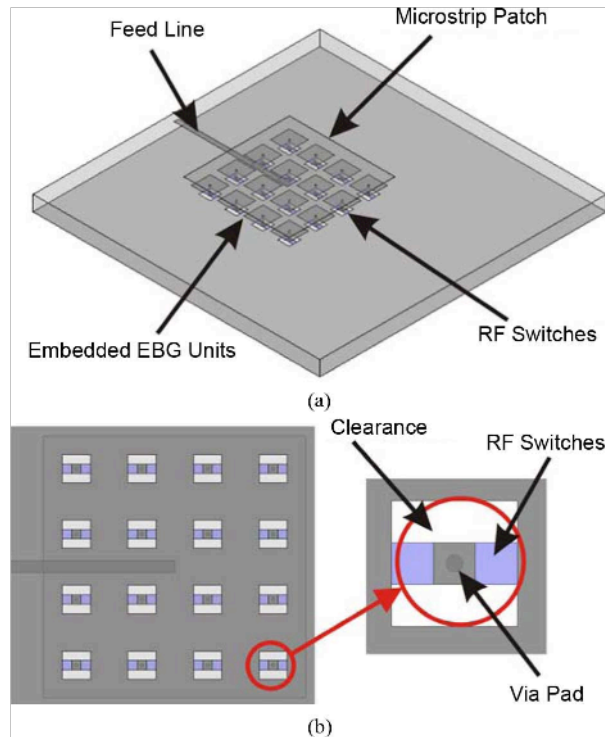


Fig. 1.21 : Antenne patch sur un substrat à bande électronique interdite reconfigurable

### 1.3.3 Variation de la bande passante

Il s'agit d'une fonctionnalité relativement peu répandue, dont le but est de faire varier la bande passante de fonctionnement de l'antenne, que ce soit de manière continue autour d'une fréquence centrale, ou par commutation entre des bandes de largeurs différentes (non nécessairement centrées sur la même fréquence).

Un exemple d'antenne proposant cette fonctionnalité [46] est présenté en Fig. 1.22. Il s'agit d'une antenne LPDA (*Log Periodic Dipole Array*) reconfigurable ; en modifiant les positions, dimensions et le nombre des dipôles, il est possible de faire varier la bande passante autour d'une fréquence centrale.

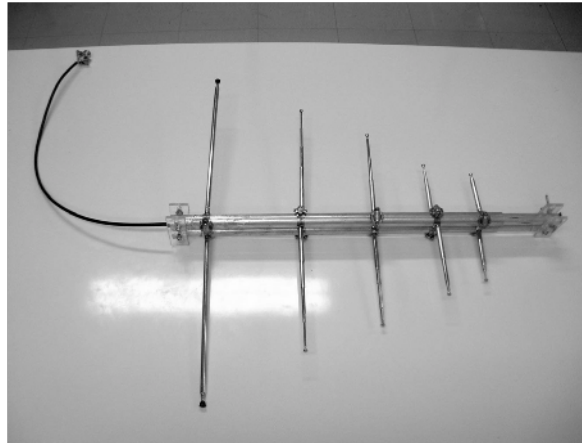


Fig. 1.22 : Antenne log périodique reconfigurable manuellement

Le principal inconvénient de cette antenne réside dans son incapacité à être commandée simplement (de manière électronique par exemple) : chaque modification doit ici être effectuée manuellement, dans la mesure où il faut physiquement déplacer ou connecter les différents dipôles. Néanmoins, elle propose un panel de fonctionnalités très variées en terme de reconfiguration spectrale (accordabilité en fréquence, modification de la bande passante instantanée...)

La Fig. 1.23 propose deux exemples d'antennes [47][48] capables de commuter entre un mode de fonctionnement à bande instantanée étroite et un mode UWB.

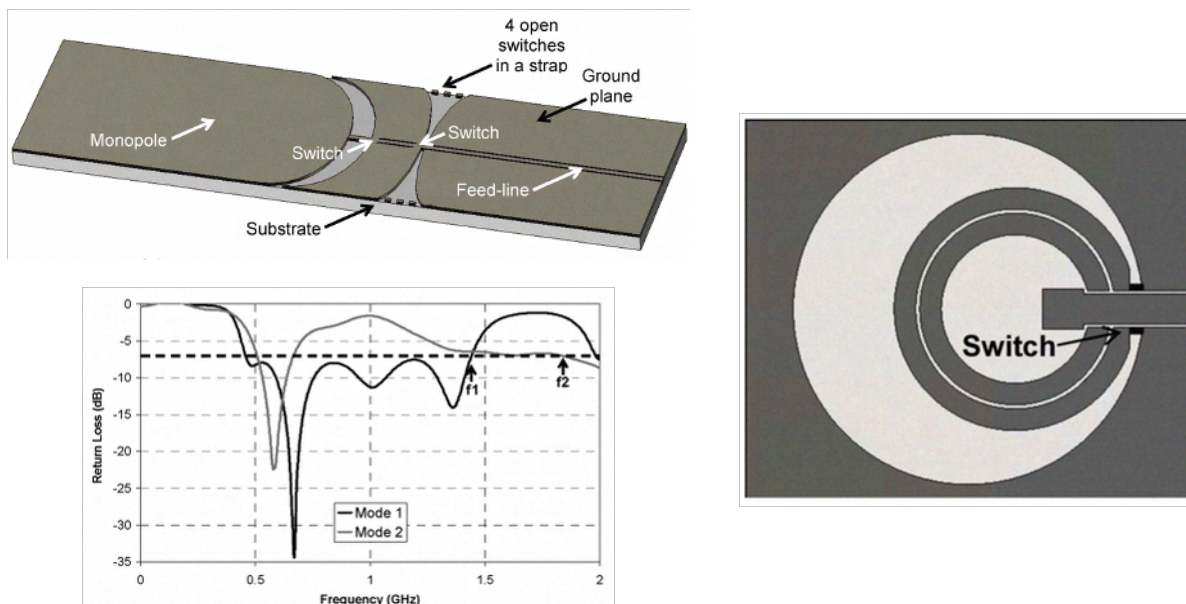


Fig. 1.23 : Exemples d'antenne à commutation de largeur de bande

Trois fonctionnalités complémentaires ont été présentées dans cette section. La commutation de fréquence, l'accord en fréquence, version continue de cette commutation, et

la variation de bande passante. Cette séparation, si elle a pour but pédagogique de catégoriser les antennes reconfigurables en plusieurs sous-groupes, n'est pas nécessairement franche ; en effet de nombreuses antennes peuvent présenter plusieurs types de fonctionnalités simultanément (commutation de fréquence et modification de la bande passante par exemple). Cependant nous préférons regrouper les antennes selon la fonctionnalité principale effectivement recherchée (en faisant abstraction de comportements ou fonctionnalités que l'on pourrait qualifier de parasites ou secondaires).

## 1.4 Fonctionnalités du rayonnement

Ce qui vient d'être évoqué dans le paragraphe précédent au sujet de la catégorisation des différentes fonctionnalités fréquentielles d'antennes est particulièrement vrai en ce qui concerne leur répartition entre les antennes à fonctionnalité fréquentielles et les antennes à fonctionnalité spatiale, présentées dans la section suivante. En effet, il est extrêmement délicat de faire varier le comportement spectral d'une antenne sans en perturber les propriétés radiatives (gain, polarisation), l'inverse étant également vrai. Par suite, on catégorise là aussi les antennes par leur fonctionnalité principale, celle qui est effectivement recherchée.

### 1.4.1 *Modification du diagramme de rayonnement*

Commençons par évoquer une première fonctionnalité spatiale : la reconfiguration de diagramme ; il s'agit de modifier la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne, afin de privilégier ou non certaines directions. Les réseaux d'antenne en transmission ou réflexion sont très souvent utilisés pour parvenir à une telle fonctionnalité, mais on a volontairement exclu ceux-ci de notre étude, pour se concentrer sur les antennes possédant un unique élément rayonnant<sup>5</sup>. Dans ce cadre, les solutions pour modifier les cheminements des lignes de courant sont relativement similaires à celles présentées en 1.3.

#### 1.4.1.1 **Invariance géométrique, lignes de propagation et parasites**

L'utilisation de l'invariance géométrique n'a plus pour but une modification de l'échelle qui se traduit par une variation de la fréquence de résonance ; la géométrie doit présenter plusieurs cheminements reconfigurables de courant, mais ceux-ci doivent être similaires, voire symétriques, ce qui a pour but de maintenir la fréquence de fonctionnement tout en

---

<sup>5</sup> A l'exception des antennes possédant un ou plusieurs éléments rayonnants parasites, que l'on évoquera dans cette section 1.4.2.4

modifiant les directions du rayonnement. Un exemple [49], utilisant un motif fractal est présenté en Fig. 1.24.

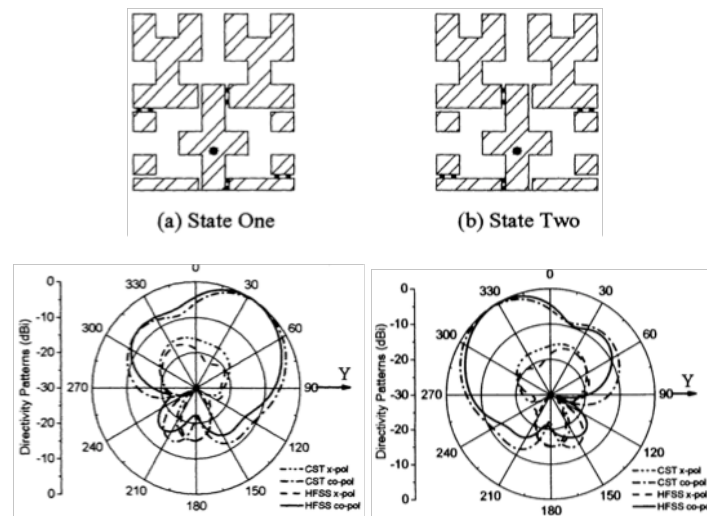


Fig. 1.24 : Exemple d'antenne fractale reconfigurable en rayonnement

Il est également possible d'utiliser des antennes filaires, en forme de spirale par exemple, évoquées précédemment [50][51] et dont un exemple est présenté en Fig. 1.25. Néanmoins, dans ce type d'antenne, la variation du diagramme de rayonnement s'accompagne d'un changement de la fréquence de résonance centrale, que l'on essaie, pour cette application, de minimiser. Une variante, très proche, utilise deux éléments radiatifs en anneaux, connectés par des diodes PIN [52].

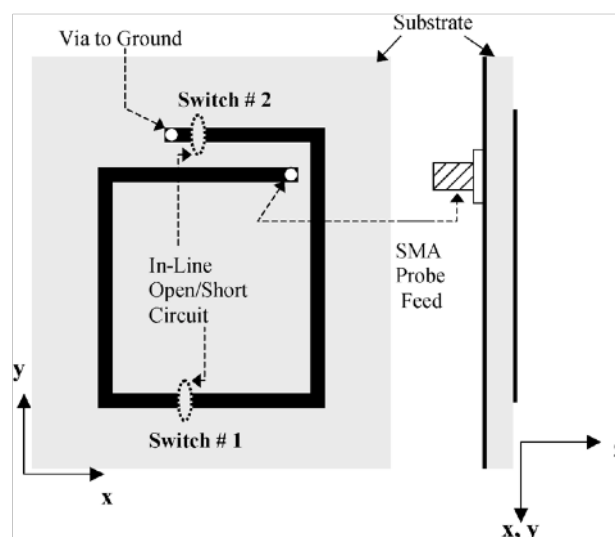


Fig. 1.25 : Antenne spirale reconfigurable en diagramme

Par extension de cette catégorie d'antenne, on peut ajouter toutes les antennes de type pixel-patch mentionnées précédemment, dont le fonctionnement est basé sur la connexion via



des composants reconfigurables de différents éléments de même forme, afin de conférer à l'antenne une forme similaire tout en modifiant ses directions privilégiées de rayonnement.

Enfin, une technique fréquemment utilisée pour modifier le diagramme d'une antenne, et qui n'altère que peu sa fréquence de résonance, est l'utilisation d'éléments parasites reconfigurables [53][54][55][56][57]. Ceux-ci peuvent être utilisés comme des réflecteurs reconfigurables, permettant de modeler le champ rayonné, mais puisqu'ils ne sont pas connectés directement à l'élément principal alimenté, on peut supposer que l'impédance de l'antenne n'est que peu modifiée. La Fig. 1.26 propose un exemple d'une telle antenne.

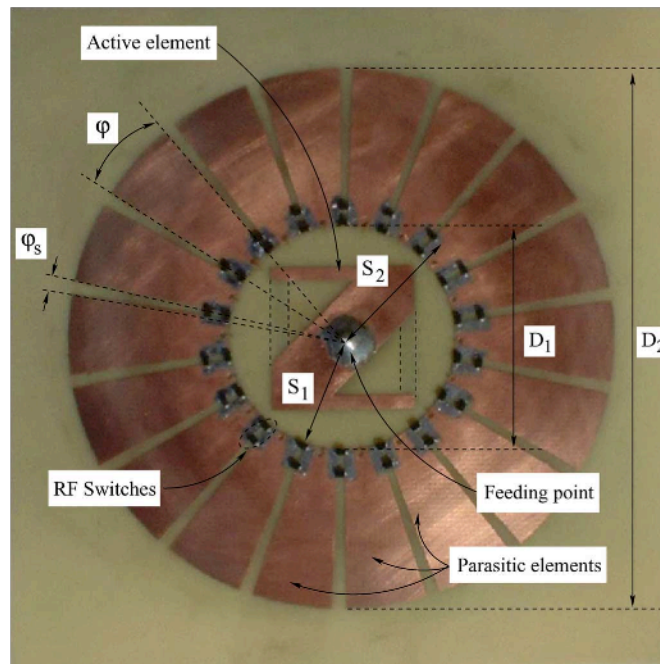


Fig. 1.26 : Antenne à parasites reconfigurables

#### 1.4.1.2 Courts-circuits commutables

Les courts-circuits commutables sont également utilisés pour reconfigurer les diagrammes de rayonnement d'antennes de type patch, mais leur utilisation diffère dans ce cas, par rapport à celui d'une modification du comportement spectral de l'antenne. En effet, de manière intuitive, l'ajout d'un court-circuit modifie la longueur des lignes de courant et donc la fréquence de fonctionnement de l'antenne, effet que l'on ne désire pas ici cependant. Dans le cadre d'une reconfiguration de diagramme, ces courts-circuits commutables peuvent être utilisés pour commuter entre différents accès d'alimentation d'un même élément rayonnant ; judicieusement positionnés, ils permettent tous de garder une fréquence de résonance commune, en modifiant le diagramme de rayonnement [58]. Un exemple est fourni en Fig. 1.27.

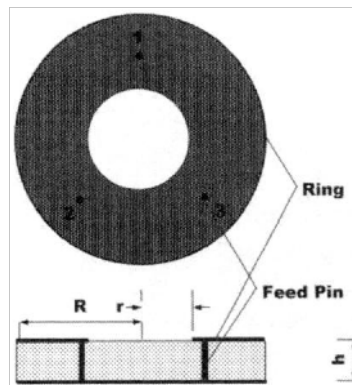


Fig. 1.27 : Antenne reconfigurable en diagramme à accès multiples

Il est toutefois également possible d'utiliser des courts-circuits commutables reliés au plan de masse comme dans la section précédente, mais ils doivent être disposés de manière symétrique par rapport à l'élément rayonnant principal de l'antenne (voir Fig. 1.28) pour ne pas modifier sa fréquence de fonctionnement [59].

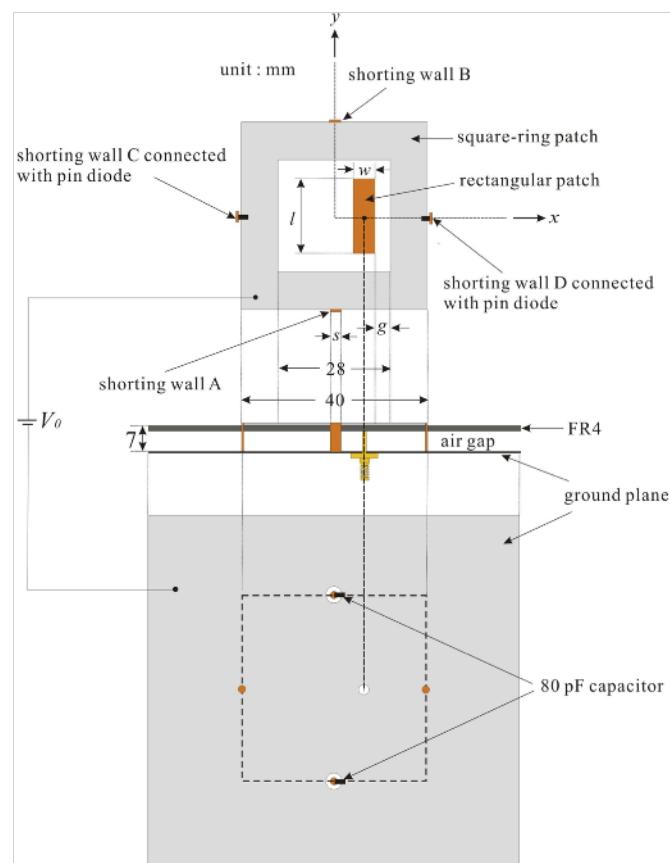


Fig. 1.28 : Antenne patch anneau reconfigurable en diagramme

### 1.4.1.3 Fentes

Il est également possible d'utiliser des fentes ajoutées sur un élément rayonnant pour modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne [60][61][62]. Dans ce cas, la remarque formulée précédemment sur les courts-circuits est également valable : les modifications apportées à l'antenne (ajout de fentes chargées par un composant par exemple) doivent être symétriques<sup>6</sup> si l'on veut maintenir le comportement fréquentiel de l'antenne. Dans le cas contraire, il est nécessaire de judicieusement positionner les composants afin que l'antenne présente une impédance presque constante, quelque soit la configuration des composants actifs dont elle est munie. Les Fig. 1.29 et Fig. 1.30 présentent deux types d'antennes munies de fentes, reconfigurables en diagramme.

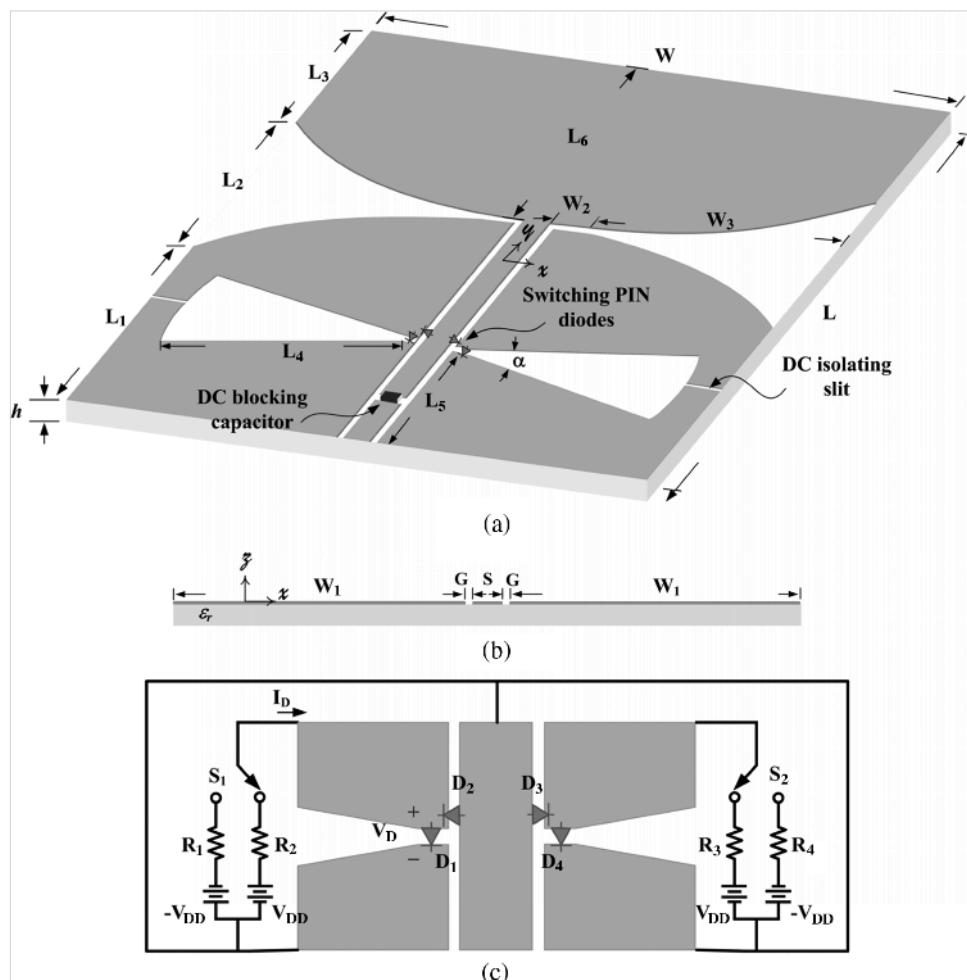


Fig. 1.29 : Antenne reconfigurable en diagramme par l'utilisation d'une fente sur la ligne d'alimentation RF

<sup>6</sup> Par rapport à l'élément rayonnant principal

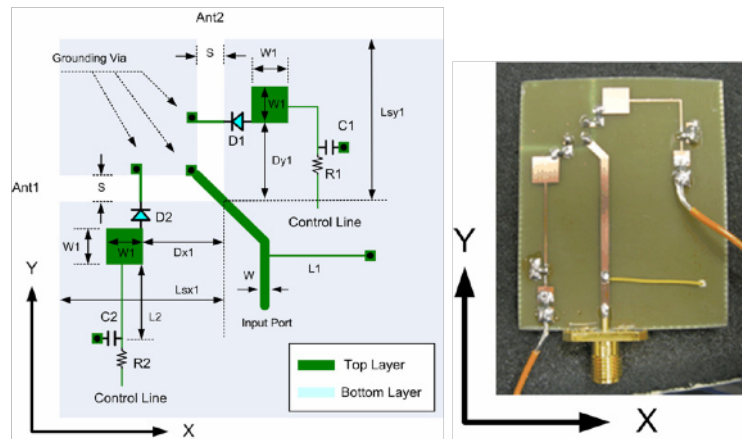


Fig. 1.30 : Antenne reconfigurable en diagramme par chargement d'une fente par des diodes

### 1.4.2 Modification de la polarisation de l'antenne

Le second type de reconfiguration du diagramme d'antenne correspond à la modification de sa polarisation, linéaire ou circulaire. Pour cette fonctionnalité, on cherche à n'altérer ni les fréquences de fonctionnement, ni la forme du diagramme de rayonnement. Seule l'orientation vectorielle du champ émis est modifiée.

De manière générale, pour modifier la polarisation en maintenant constantes les autres caractéristiques de l'antenne, on cherche à modifier le sens et/ou la phase de circulation des courants sur l'élément rayonnant, sans en modifier l'allure ou les cheminements.

#### 1.4.2.1 Lignes d'alimentation

La première solution pour modifier de manière reconfigurable la phase des courants sur une antenne est de modifier le circuit d'alimentation. [63] La Fig. 1.31 présente un exemple de circuit d'excitation reconfigurable d'un patch en anneau ; il devient alors possible de changer le sens de circulation des courants dans le U d'alimentation et par suite le type de polarisation circulaire de l'antenne (gauche ou droite). De nombreuses antennes [64][65][66] utilisent des circuits d'alimentation reconfigurables, qui permettent la modification des relations de phase entre plusieurs ports d'alimentation (en général deux, dans le cas de polarisation circulaire) et ainsi de la polarisation de l'antenne. Un exemple est fourni en Fig. 1.32.

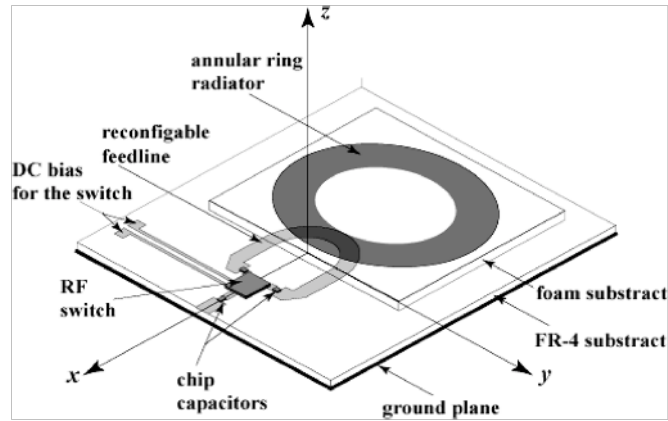


Fig. 1.31 : Antenne patch en anneau à polarisation circulaire reconfigurable

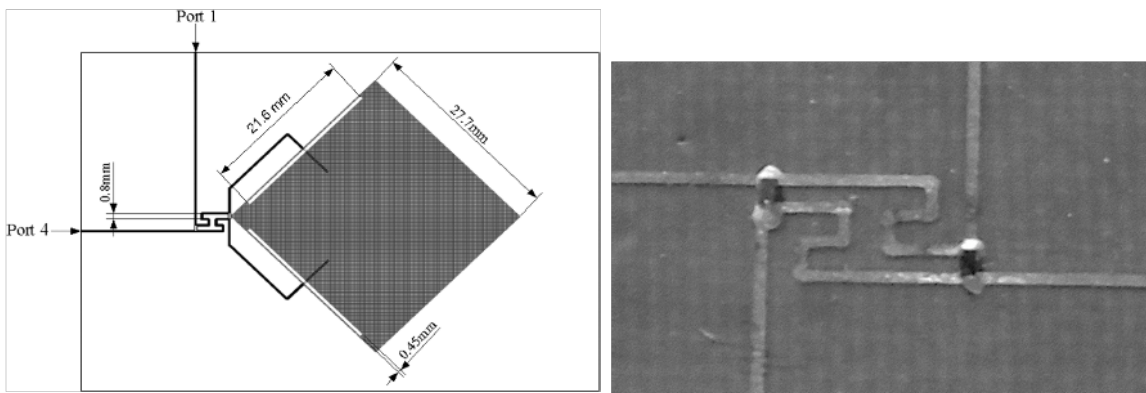


Fig. 1.32 : Antenne patch à polarisation circulaire reconfigurable par l'utilisation d'un coupleur reconfigurable

#### 1.4.2.2 Courts-circuits commutables

A nouveau, cette structure peut être utilisée, cette fois dans le cadre d'une reconfiguration de la polarisation. L'ajout d'un court-circuit sur un patch modifie le mode de résonance fondamental de celui-ci et peut permettre d'engendrer une polarisation circulaire [67]. Par suite, si l'on utilise deux courts-circuits disposés de manière symétrique par rapport à l'alimentation du patch, on pourra, suivant celui qui est activé, obtenir une polarisation circulaire gauche ou droite (Fig. 1.33).

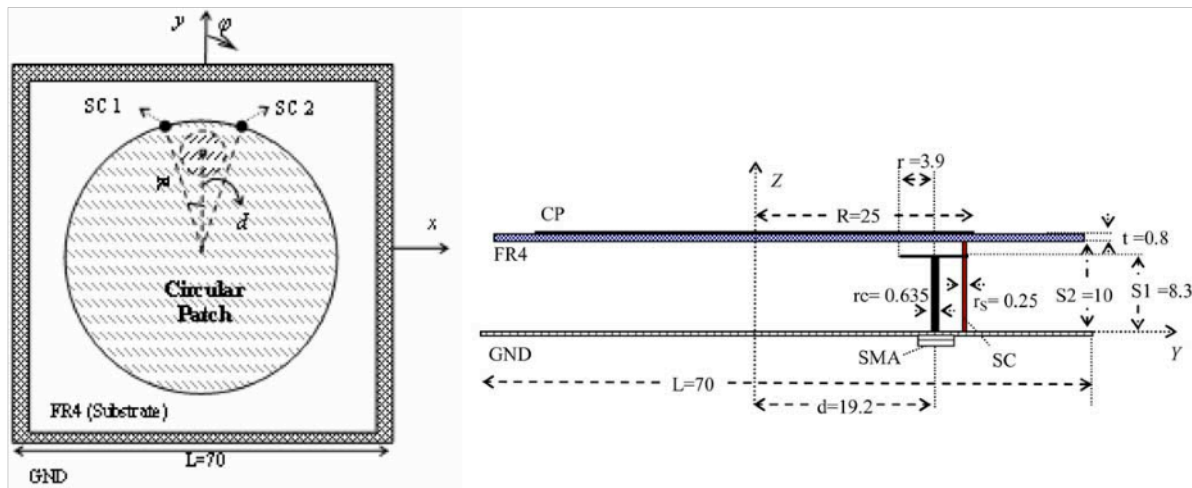


Fig. 1.33 : Patch circulaire présentant une polarisation circulaire reconfigurable grâce à deux courts-circuits commutables

### 1.4.2.3 Fentes

L'ajout de fentes a un effet similaire à celui des courts-circuits ; en perturbant légèrement les lignes de courant, il est possible de modifier la polarisation, tout en conservant un comportement spectral et spatial stables [68][69].

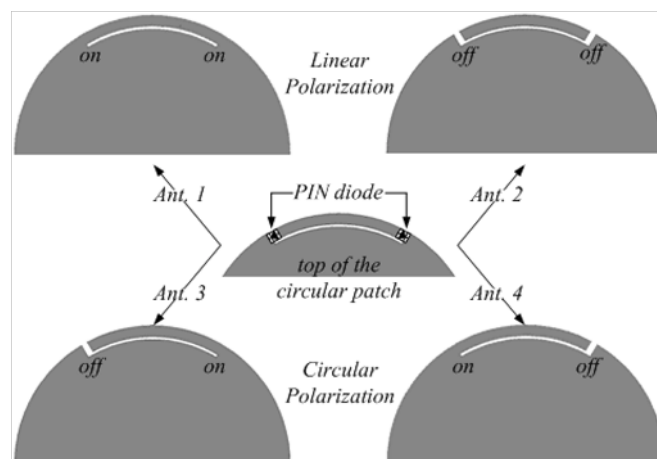


Fig. 1.34 : Ajout d'une fente reconfigurable sur une antenne patch circulaire pour en modifier la polarisation

### 1.4.2.4 Éléments parasites

Enfin, toujours dans le but de ne modifier que localement et faiblement les lignes de courant [70][71][72][73], une technique couramment utilisée est l'ajout d'éléments antennaires parasites, positionnés auprès de l'élément rayonnant principal. En ajoutant des composants reconfigurables sur ces éléments parasites, il est possible de modifier, voire d'annuler leur effet, ce qui permet à la modification de polarisation d'être également reconfigurable.

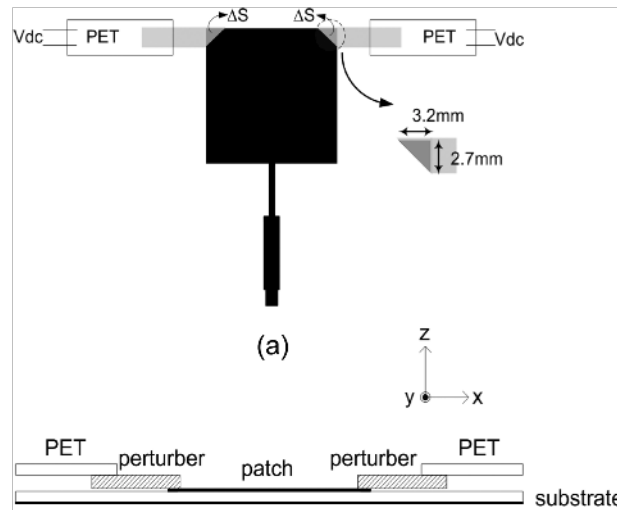


Fig. 1.35 : Exemple d'antenne patch à polarisation circulaire reconfigurable par l'emploi de parasites

## 1.5 Fonctionnalités de filtrage

Les fonctionnalités de filtrage se trouvent à l'intersection des domaines spectral et spatial que l'on vient d'évoquer dans les deux sections précédentes. Le filtrage consiste à prévenir l'émission ou la réception d'un signal indésirable dans un système de communications. Les applications sont multiples ; il peut s'agir de permettre la cohabitation de signaux UWB avec des standards radio plus anciens, ou plus généralement de limiter les interférences entre signaux. Cela peut également concerner la protection d'un système vis-à-vis de signaux perturbateurs voire dangereux.

Le filtrage peut s'effectuer aussi bien dans le domaine fréquentiel (réjection d'une fréquence précise) que dans le domaine spatial (rejet d'une direction spécifique). Classiquement, le filtrage est un domaine que l'on considère plutôt comme relevant du traitement de signal ; l'antenne capte l'intégralité des signaux, et le filtrage s'effectue a posteriori en aval de l'antenne<sup>7</sup>. Cependant, comme signalé en 1.2.1, un filtrage intégré à l'antenne, qu'il soit spectral ou spatial, semble offrir a priori plus de degrés de liberté et de possibilités (traitement 3D) qu'un filtrage sur le signal (traitement 1D).

### 1.5.1 Filtrage fréquentiel

On quantifiera précisément la réjection d'un signal dans le chapitre 4, par l'utilisation du coefficient de réflexion des antennes. Néanmoins, de manière qualitative, il est primordial

<sup>7</sup> Dans une situation de réception. En émission, le signal est filtré en amont de l'antenne.

que le niveau de désadaptation correspondant à la fréquence que l'on veut filtrer soit très élevé. Si l'on utilise une antenne bande étroite, cela signifie qu'en dehors de la fréquence exacte que l'on souhaite utiliser, le coefficient de réflexion doit être très proche de 1 ; il s'agit alors d'un fonctionnement de type passe-bande.

Le cœur de l'utilisation du filtrage fréquentiel concerne cependant le domaine des antennes UWB. En effet ces antennes possèdent un spectre instantané très large, à l'intérieur duquel peuvent se trouver une ou plusieurs fréquences sensibles. L'ajout de structures résonantes sur une antenne UWB permet généralement de faire apparaître une antirésonance, qui se traduit par une fréquence étroite désadaptée au sein d'un spectre UWB adapté (fonctionnalité coupe-bande). L'ajout de reconfigurabilité à de telles structures [74][75][76] permet de donner une grande flexibilité à ce type d'antenne en rendant la réjection modifiable (commutable ou accordable). La Fig. 1.36 propose deux types d'antennes UWB possédant une réjection reconfigurable.

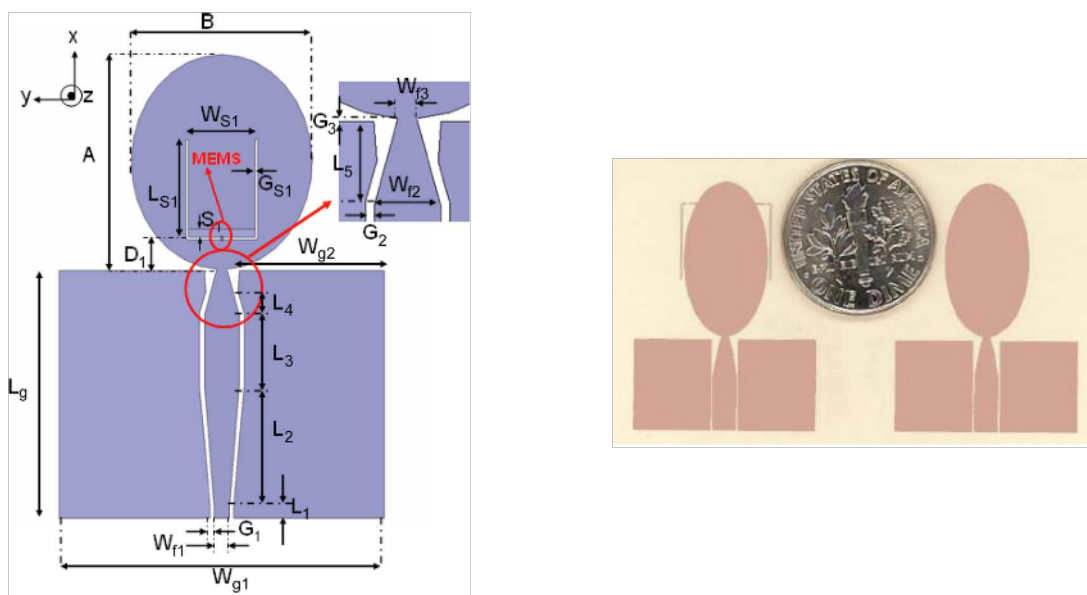


Fig. 1.36 : Monopôles UWB à réjection de fréquence bande étroite

### 1.5.2 Filtrage angulaire

Ce type de fonctionnalité est relativement rare sur des antennes mono élément. De manière analogue au filtrage fréquentiel, on distingue deux types de fonctionnement. Le premier, analogue spatial du filtrage passe-bande, correspond à la formation reconfigurable de faisceaux. Dans ce cas, l'antenne ne rayonne que dans une direction précise, et son gain est très faible en dehors de cette ouverture angulaire. La seconde fonctionnalité, analogue cette fois du coupe-bande, correspond à la possibilité, dans un diagramme d'antenne



omnidirectionnel, d'obtenir une direction reconfigurable dans laquelle le gain est très faible, de façon à rejeter un signal arrivant sur l'antenne dans cette direction précise (tout en conservant la possibilité de communiquer dans les autres directions).

Ces fonctionnalités sont généralement réalisées par des réseaux d'antennes (en transmission ou réflexion) que l'on a volontairement exclus de notre étude. Néanmoins, au sens large, les antennes à reconfiguration de diagramme présentées en 1.4.1 peuvent aussi être utilisées pour du filtrage angulaire, bien que de manière moins flexible.

## 1.6 Tableau de synthèse

Ce chapitre est organisé avec un classement par fonctionnalité, selon l'arbre présenté en Fig. 1.37.

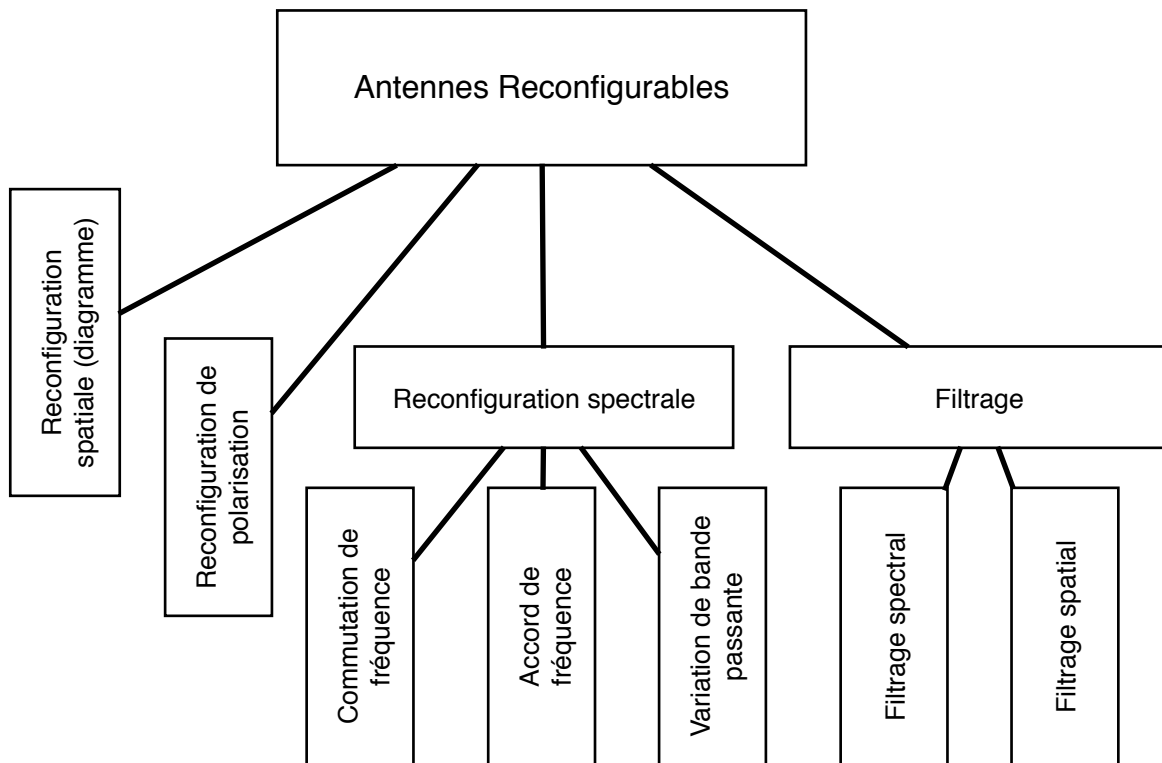


Fig. 1.37 : Arbre de catégorisation par fonctionnalité des antennes reconfigurables

Le tableau suivant a pour but de présenter un autre moyen d'accès à cette catégorisation. En effet, on présente les différents types de composants, ainsi que les structures géométriques usuellement employées, et la fonctionnalité en résultant. Sont absentes de ce tableau les techniques de reconfiguration présentées en 1.3.2.4, puisqu'elles sont plus originales et partant, peu représentatives de l'ensemble des antennes reconfigurables. Il faut aussi rappeler que les antennes accordables en fréquences sont a fortiori commutables en fréquence ; par

ailleurs, si cela est théoriquement possible, il y a très peu d'antennes dont le diagramme est reconfigurable continûment, par l'utilisation de composants à variation continue, et cette fonctionnalité est donc ici absente. Le tableau n'est cependant pas exhaustif, en ce sens qu'il est probablement possible, pour chaque type de structure et chaque type de composant, d'obtenir n'importe laquelle des fonctionnalités évoquées au long du chapitre. Néanmoins, on se restreint à la majorité des exemples trouvés dans la littérature et précédemment présentés.

	courts-circuits	fentes	lignes	parasites	invariance géométrique
Composants de commutation (diodes PIN, MEMS...)	commutation de fréquence, commutation de diagramme, commutation de polarisation filtrage spectral	commutation de fréquence, commutation de polarisation, variation bande passante, filtrage spectral	commutation de fréquence, commutation de diagramme, commutation de polarisation, variation bande passante, filtrage spectral	commutation de polarisation, commutation de diagramme	commutation de fréquence, commutation de diagramme
Composants d'accord (varicap, MEMS...)	accord de fréquence	accord de fréquence, filtrage spectral	accord de fréquence, filtrage spectral		accord en fréquence

## 1.7 Conclusion et restriction de l'étude

Au vu des nombreuses antennes présentées dans ce chapitre et de l'importante littérature sur le sujet, il est manifeste que les antennes reconfigurables forment un groupe d'antennes très diversifiées et en plein essor. Les applications de SDR et radio cognitive que l'on a évoquées ont un besoin, ou tout du moins bénéficieraient fortement, de l'utilisation de ces antennes au comportement flexible.

Malgré cette grande variété de fonctionnalités et de géométries, certains aspects semblent récurrents. Tout d'abord, les types de composants reconfigurables employés sont relativement limités en nombre : il s'agit essentiellement de MEMS (interrupteurs ou à capacité variable) et de diodes (PIN, varicap) pour la vaste majorité des antennes. Ensuite, les structures reconfigurables ajoutées aux antennes sont également peu nombreuses ; dans la plupart des cas on ajoute à une structure existante des courts-circuits, des fentes ou des modifications sur les lignes de propagation (alimentation, stubs...). Il faut également souligner la rareté des antennes UWB reconfigurables, qui n'ont pas encore été beaucoup explorées au vu de la littérature.

Dès le début de la classification des antennes reconfigurables, on a exclu les antennes multi-élément, pour se concentrer sur celles qui ne possèdent qu'un seul élément rayonnant principal. Dans la suite de notre étude, on restreindra plus avant la catégorie d'antennes reconfigurables étudiées, pour se focaliser uniquement sur les antennes reconfigurables en fréquence (et sur le filtrage spectral).

## Chapitre 2

# Méthodologie de conception d'antennes reconfigurables

## 2.1 Introduction

Comme il a été montré dans le chapitre précédent, les antennes reconfigurables sont prometteuses sur bien des plans, en termes de fonctionnalités. Néanmoins, leur complexité, due principalement à la présence de composants actifs et de leurs éventuels circuits d'alimentation, entraîne certaines difficultés ou spécificités lors de leur conception. Préalablement à l'exposé des résultats obtenus durant la thèse, il est nécessaire de détailler la méthode qui a été suivie et dont le développement représente une partie importante des travaux présentés dans ce mémoire.

Il n'existe pas de méthode exacte partant d'une fonctionnalité donnée pour arriver à une géométrie donnée, associée aux composants adéquats. Cependant, un cheminement général est possible, qui donne les grandes étapes permettant de partir d'une antenne simple et de lui ajouter des composants et structures de reconfiguration pour arriver à une antenne reconfigurable présentant une fonctionnalité potentiellement intéressante.

Rappelons que parmi les nombreux types de reconfigurabilité qui ont été introduits précédemment, les travaux de cette thèse ont presque totalement porté sur des antennes reconfigurables en fréquences, ne comportant qu'un élément rayonnant principal donc à accès unique et dont les composants sont dispersés sur la structure de l'antenne. La démarche suivie commence par l'utilisation de géométries d'antennes existantes, voire classiques, auxquelles sont ajoutées des structures résonnantes (fentes, courts-circuits, lignes de propagation...) , structures qui sont rendues reconfigurables, par l'ajout de composants actifs.

Nous commencerons par énumérer de manière générale les problématiques spécifiques liées aux antennes reconfigurables, puis détaillerons dans les sections suivantes les solutions retenues dans le cadre des travaux de cette thèse.

## 2.2 Conception d'antenne reconfigurables et problèmes associés

Avant de rentrer dans les détails techniques de la conception d'une antenne reconfigurable, il est important de noter qu'il n'y a pas une, mais plusieurs méthodes de conception d'une telle antenne, et que la suite de ce chapitre se contentera d'évoquer la méthode qui a été suivie au long de la thèse. Cependant, il peut être intéressant d'évoquer de manière plus abstraite les problématiques liées aux antennes reconfigurables avant de détailler plus avant les solutions choisies dans les travaux ici présentés.

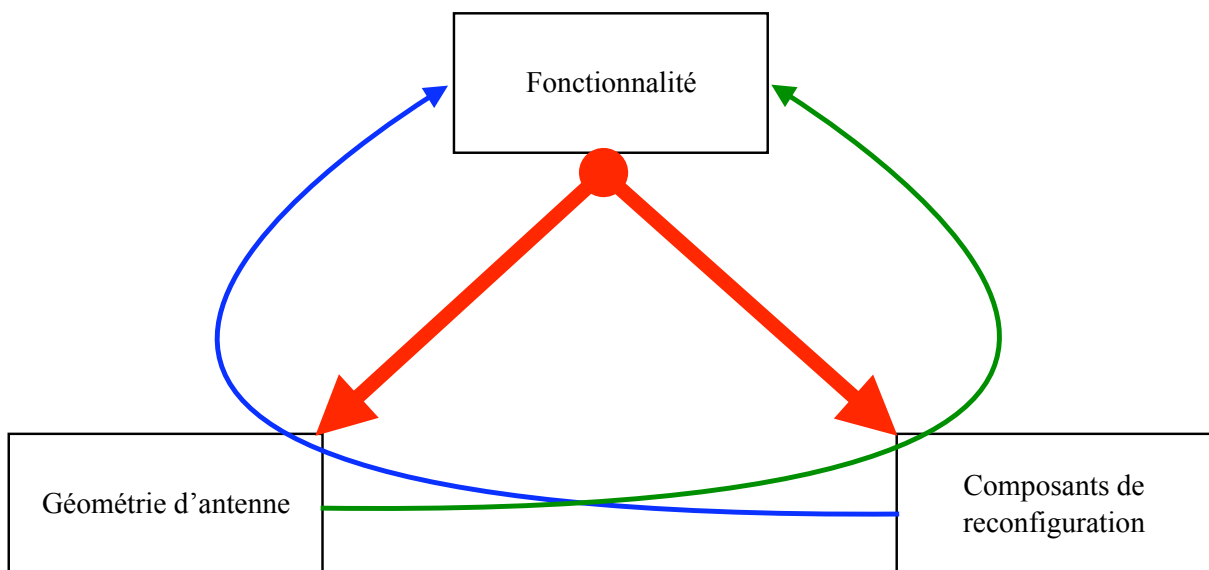


Fig. 2.1 : Conception top-down (rouge) ou bottom-up (vert et bleu) d'une antenne reconfigurable

Il faut tout d'abord se poser la question du point de départ de la conception ; on peut commencer par rechercher une géométrie d'antenne adaptée aux contraintes (de dimensions, de robustesse, de fréquence, etc.) et qui semble a priori adaptée à l'ajout de fonctionnalités reconfigurables<sup>8</sup>. Mais le point de départ peut aussi être le composant : si ce dernier possède des propriétés intéressantes dans le domaine radiofréquences, il peut servir de base à la conception d'une antenne mettant en avant ses performances ; c'est le cas par exemple des RF-MEMS dont les antennes reconfigurables sont une application naturelle (faible consommation, faible encombrement, excellentes propriétés RF, cf. 2.4.3). Enfin, le point de départ le plus intéressant, mais aussi le plus délicat, est la recherche d'une fonctionnalité

<sup>8</sup> Voir section 2.3.1

---

précise. Il faut associer dès le départ une géométrie et des composants pour essayer d'obtenir un comportement bien précis. On a donc une opposition entre deux démarches « bottom-up » qui consistent à choisir des composants (respectivement une antenne), puis une antenne (respectivement des composants) pour obtenir une fonctionnalité et une démarche « top-down » où l'on s'impose une fonctionnalité précise que l'on essaie d'obtenir en choisissant à la fois une géométrie et des composants, opposition illustrée par le schéma Fig. 2.1.

Il faut également se poser la question de la nature des composants qui seront employés dans l'antenne, car ils influencent fortement la conception de l'antenne. Tout d'abord, quel est le type de reconfigurabilité du composant ? Il peut s'agir d'un changement d'état discret (comme un interrupteur) ou continu (comme une varicap) ; cela conditionne directement la fonctionnalité finale de l'antenne. Celle-ci est donc aussi soumise aux technologies de fabrication disponibles qui détermine les composants utilisés (gravure directe sur substrat ou composants soudés a posteriori). Par ailleurs, ces composants sont actifs, ce qui ajoute des problématiques spécifiques ; leur consommation peut être une contrainte a priori forte, de même que leur tenue en puissance. En outre, des problèmes de non linéarité (comme par exemple l'autocommutation d'interrupteurs MEMS à forte puissance [77]) peuvent apparaître. Enfin, il est nécessaire de les alimenter en courant continu ; ce peut être à la fois perçu comme problématique, lorsque les circuits de polarisation sont ajoutés en fin de conception, ou comme un degré de liberté supplémentaire, lorsqu'ils sont intégrés dès les premières phases du design : ils peuvent être utilisés pour faciliter l'adaptation de l'antenne à certaines fréquences, et permettent une marge de manœuvre supplémentaire lors de son optimisation.

Le problème du nombre de composants employés dans l'antenne est également complexe. Au delà du coût de l'antenne, qui peut parfois faire partie des contraintes et qui, de manière triviale, augmente avec le nombre des composants, l'ajout d'éléments actifs a un effet à la fois positif et négatif. Pour quelles raisons peut-il être nécessaire d'employer un nombre plus important de composants ? La première résulte du composant lui même, et plus exactement de ses performances intrinsèques : il est parfois nécessaire, pour obtenir la même fonctionnalité d'utiliser plusieurs composants de moindres performances (pour des questions de disponibilité, moyens techniques et technologiques, etc.) plutôt qu'un unique élément de meilleure qualité. La seconde raison qui peut amener à multiplier les composants sur une antenne est tout simplement la fonctionnalité que l'on cherche à obtenir, et à laquelle on ne parvient que grâce à l'augmentation de leur nombre. En revanche, un avantage de celle-ci est la flexibilité amenée à la fois dans la phase de conception (plus de degrés de liberté,

notamment lors des phases d'optimisation), mais aussi, a posteriori, dans le cadre de l'évolutivité du système (mise à jour du comportement de l'antenne). Cependant, cela crée également des inconvénients ; la complexité accrue de l'antenne pose des problèmes de fiabilité : si un composant est défectueux, quelles en sont les conséquences sur le comportement de l'antenne, et comment détecter l'élément incriminé ? Par ailleurs, les contraintes géométriques sont également plus fortes, notamment sur le positionnement (les composants ne doivent pas se superposer) et sur le routage des circuits de polarisation. Enfin, cette augmentation a un impact négatif sur le temps de calcul des propriétés électromagnétiques de la structure ; de manière simpliste, si une antenne monoaccès est simulée en  $t$  secondes, sa modification en une antenne à  $N$  accès entraîne un temps de simulation de  $N \times t$  secondes.

La notion de temps de calcul est importante, puisqu'elle peut influencer la démarche même de conception de l'antenne. En effet si l'on dispose de moyens de calculs importants, ou si l'antenne est structurellement simple (donc rapide à calculer), on s'oriente assez naturellement vers une conception reposant sur l'optimisation. En revanche si l'antenne est complexe ou si le nombre de ports augmente significativement, la conception sera plus empirique, c'est à dire qu'on va tenter d'assimiler la géométrie de l'antenne à un assemblage d'éléments analytiquement simples, et dont on peut tenter de prévoir l'effet (en se basant notamment sur des simulations paramétriques). On reviendra plus précisément sur les problématiques d'optimisation d'antenne et de temps de calcul dans le chapitre suivant, mais il est important de noter qu'une conception centrée sur l'optimisation, si elle paraît plus simple (c'est l'algorithme d'optimisation qui « travaille ») ne l'est pas forcément : le développement de la fonction de coût, surtout dans le cas d'antennes multiaccès, peut être très délicat. D'autre part, lors d'une optimisation, il n'est pas possible de contrôler l'évolution de l'algorithme (qui peut générer des résultats inutilisables si la fonction de coût est mal conçue), par opposition à une démarche empirique où l'on procède par modifications successives. En revanche, l'utilisation d'algorithmes d'optimisation permet d'explorer une partie de l'espace des géométries engendré par les différents paramètres beaucoup plus grande qu'en procédant de manière intuitive.

Directement associée au temps de calculs est leur précision, et plus précisément leur adéquation avec les résultats de mesure. Or il n'est pas évident d'insérer des composants dans

une antenne. On verra par la suite<sup>9</sup> en détails qu'il est possible, par l'intermédiaire d'une modélisation sous forme d'antenne multi-ports, d'insérer les caractéristiques électriques de composants dans une antenne. Il subsiste cependant une difficulté fondamentale : si le comportement « circuit » du composant est correctement modélisé, il n'a sur la structure aucune extension spatiale ; les relations complexes entre tensions et courants (1D) sont modélisées, mais l'interaction électromagnétique du composant avec les champs électromagnétiques qui l'entourent (3D) n'est pas prise en compte. On peut supposer que cette interaction devient significative pour des composants électriquement gros et à forte constante diélectrique (ou diamagnétique ou métallisés) et qu'elle reste négligeable pour des composants de petite taille devant la longueur d'onde, de permittivité et susceptibilité peu élevées. Si cette hypothèse est vérifiée expérimentalement, cette approximation peut poser problème, notamment pour certains composants, comme les bobines, qui sont à la fois volumineux et très métallisés (et parfois ferromagnétiques) ; les seules solutions sont soit de commettre délibérément des erreurs de calcul dues à des approximations erronées, ou de modéliser l'intégralité du composant (dans le logiciel électromagnétique), ce qui au delà de la difficulté intrinsèque d'une modélisation précise de composants parfois complexes, amène à des temps de calculs prohibitifs.

Dans la suite de ce chapitre, nous détaillerons la méthode qui a été le plus utilisée au cours de la thèse pour développer des antennes reconfigurables. En se basant sur une géométrie d'antenne a priori adaptée au problème, on modifie cette dernière, en lui ajoutant des composants de reconfiguration. Si la recherche d'une fonctionnalité précise n'est pas nécessairement le point de départ de la conception, elle permet toutefois de guider les modifications de l'antenne de base. Enfin, la démarche est également de complexifier progressivement la structure (composant parfait, puis composants réalistes et enfin ajout des circuits de polarisation) afin de limiter au plus les temps de calculs dans les phases préliminaires de conception, ce qui permet une approche empirique plus spontanée (on peut « jouer » avec les paramètres de l'antenne et voir rapidement l'impact des modifications) ou une exploration plus approfondie de l'espace d'optimisation.

---

<sup>9</sup> Voir section 2.3.3



## 2.3 D'une antenne passive vers une antenne reconfigurable

### 2.3.1 Choix d'une géométrie de départ

Il est important de rappeler que parmi les nombreux types de reconfigurabilité présentés dans le chapitre précédent, les travaux menés au cours de cette thèse portent sur la reconfiguration en fréquence des antennes ; par conséquent, la métrique de base est la courbe d'adaptation  $S_{11}$  (ou coefficient de réflexion) de l'antenne. Comme expliqué précédemment, les travaux menés sont basés sur des géométries d'antennes existantes, qui sont modifiées par la suite. Comment, dans un premier temps, sélectionner une géométrie d'antenne qui semblerait, a priori, permettre l'ajout de fonctionnalités ?

La première contrainte concerne l'application visée, dont découlent directement les dimensions souhaitées ainsi que les fréquences de fonctionnement de l'antenne. Ainsi pour des applications de communication depuis un terminal mobile, on préférera par exemple une antenne de type PIFA, pour son rayonnement limité dans la direction de l'utilisateur et son caractère quasi planaire [78][79][80][81]. Dans le cas d'une antenne placée sur le toit d'un véhicule, on pourrait préférer une antenne avec un grand plan de masse et un rayonnement omnidirectionnel [82]. Ceci est vrai du design de toute antenne, néanmoins, certaines spécificités sont liées à l'ajout de la reconfigurabilité.

La première contrainte concerne la présence ou non d'un plan de masse. En effet, comme nous le verrons plus loin dans ce chapitre, la présence d'un plan de masse de grande taille permet de s'affranchir, dans une certaine limite, des problèmes d'alimentation des composants actifs, et notamment du problème des lignes de polarisation.

La seconde dépend de la bande de fréquence instantanée à laquelle on souhaite travailler : si l'un des modes de fonctionnement de l'antenne requiert une bande instantanée large, voire ultra large, on s'oriente naturellement vers un design large bande ou UWB. S'il n'est pas dans l'optique de ce mémoire de proposer une liste exhaustive des géométries d'antennes UWB existantes, il est néanmoins intéressant de citer quelques types d'antennes actuelles qui semblent de bons candidats à l'ajout de fonctionnalité par reconfigurabilité.

Pour commencer, une des plus anciennes antennes UWB, la LPDA, pour *Log-Periodic Dipole Array* (Fig. 2.2), est basée sur une succession de dipôles dont les dimensions sont calculées afin d'obtenir une invariance d'échelle qui provoque le caractère large bande ; ces antennes ont l'avantage d'être directives [83].

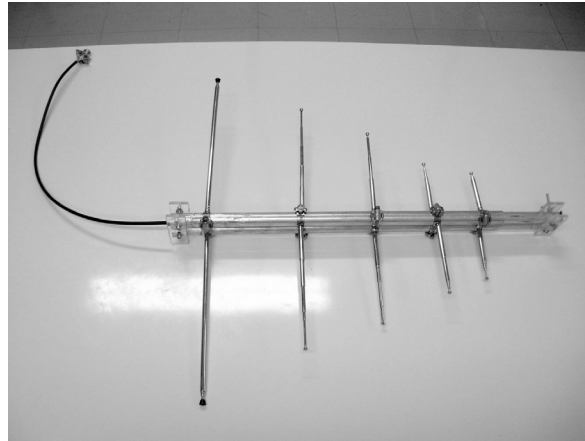
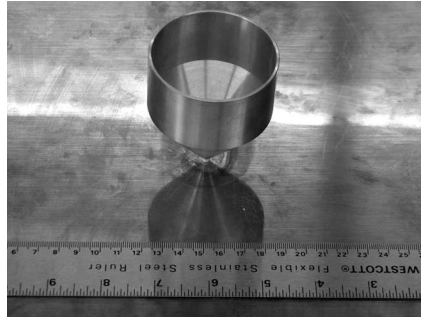


Fig. 2.2 : Un exemple d'antenne LPDA

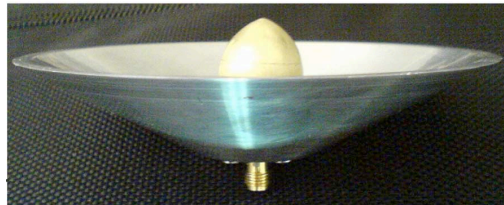
Certaines antennes UWB présentent un design purement volumique, comme les antennes bicônes [84] (Fig. 2.3.a). Leur symétrie de rotation leur assure un rayonnement omnidirectionnel autour de leur axe, et leur géométrie autorise une bande passante ultra large (0.85 à 13 GHz à -10 dB). Il en existe des variations monocône, dont un exemple est présenté en Fig. 2.3.b, où un seul cône est placé sur un plan de masse [85]. On peut aussi trouver d'autres antennes à géométrie volumiques, dont le principe de fonctionnement est similaire. Un exemple est donné en Fig. 2.3.c [86].



(a)



(b)



(c)

Fig. 2.3 : Exemples d'antennes UWB volumiques

Il existe une catégorie d'antennes, également volumiques, mais dont l'élément rayonnant est cette fois plane. La Fig. 2.4 présente deux exemples parmi les nombreuses variations de ces monopoles UWB sur plan de masse ; leur rayonnement est généralement omnidirectionnel [87][88].

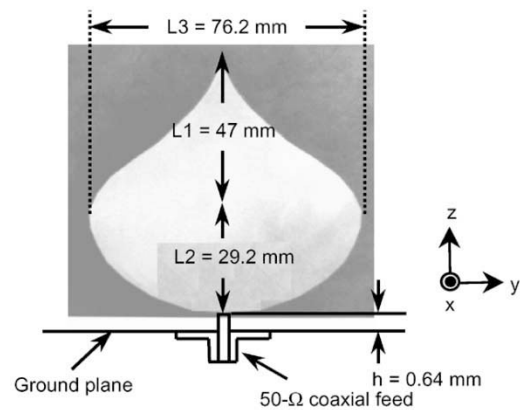
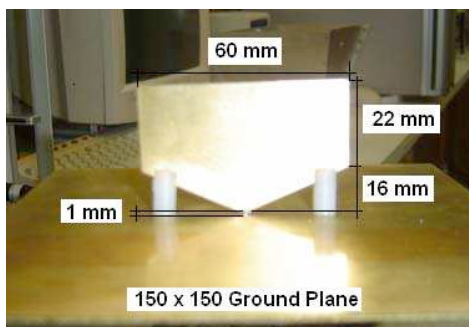


Fig. 2.4 : Exemple de monopoles UWB sur plan de masse

Il existe enfin une grande variété d'antennes planaires, basées sur des monopoles UWB similaires à ceux qui viennent d'être mentionnés, mais positionnés cette fois dans l'alignement de leur plan de masse, ce dernier pouvant être plus ou moins structuré. La Fig. 2.5 en donne quelques exemples [89][90][91].



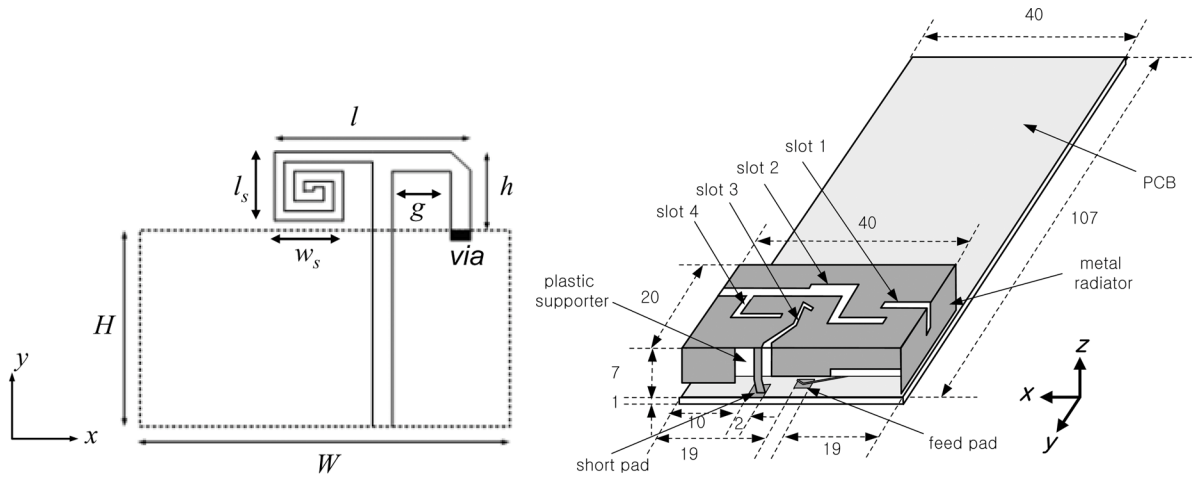


Fig. 2.6 : Exemples d'antennes PIFA

On trouve aussi des antennes dérivées de structures filaires, comme les antennes méandres (Fig. 2.7) [94][95]. Ces deux types d'antennes, comme on l'a vu au chapitre précédent, sont très présents dans la littérature des antennes reconfigurables.

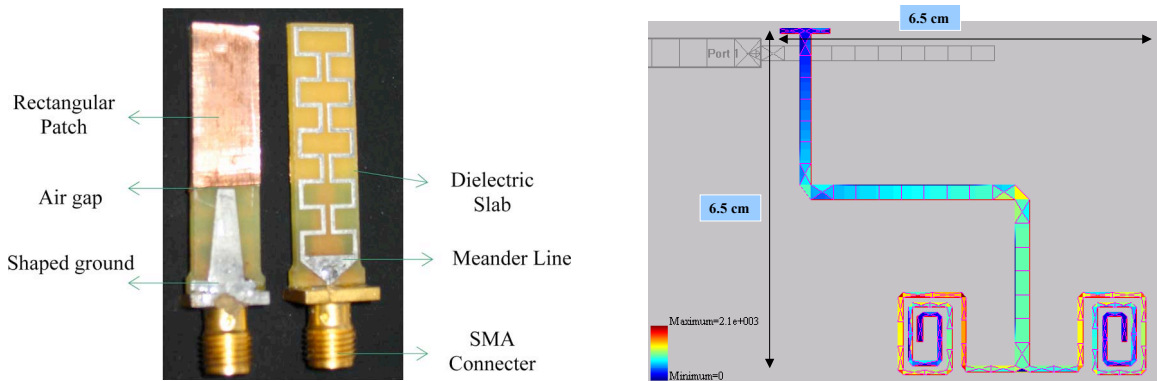


Fig. 2.7 : Exemples d'antennes méandre

Dans le cas des travaux de cette thèse, les critères de dimension ou de spécifications dus à un standard de communication particulier n'ont pas un rôle prédominant ; l'effort a principalement porté sur l'apport de fonctionnalités originales plutôt que la conformité à un cahier des charges précis. Par ailleurs, afin de faciliter les opérations de prototypage et de recherche de composants, les dimensions des antennes utilisées ont souvent été agrandies, dans le but de diminuer leur fréquence de fonctionnement ; cela a pour effet d'alléger les contraintes sur les composants. En effet, notamment dans la gamme usuelle de fréquences utilisées par les antennes ultra large bande (environ 3 à 6-8 voire 12 GHz), il existe très peu de composants actifs packagés. Par ailleurs, la petitesse électrique du composant garantit une perturbation plus ponctuelle et localisée, ce qui facilite la partie empirique de la conception de

---

l'antenne et améliore la fiabilité de la modélisation du système (antenne + composants) présentée plus loin.

Un autre critère de sélection d'une géométrie est la simplicité théorique de l'antenne. En effet, il est plus facile de modifier une antenne dont le comportement est simple et compréhensible analytiquement ou intuitivement, sans avoir recours à des simulations électromagnétiques. Prenons l'exemple d'un simple monopole sur un plan de masse infini ; il est clair que sa fréquence de résonance est inversement proportionnelle à sa longueur. On prévoit donc facilement qu'en plaçant à sa base, zone de courants forts, une capacité variable qui aura pour effet de faire varier la longueur électrique du monopole, on parviendra à en changer la fréquence de résonance. Prenons un second exemple, celui d'un patch carré, de côté  $L$ , sur un plan de masse infini. De manière classique, en l'excitant de manière excentrée, un mode résonant fondamental apparaît, de longueur d'onde  $2L$ . Ce mode fondamental correspond à des courants forts sur deux des quatre arrêtes du carré, avec un ventre de l'onde stationnaire au centre de ces côtés. En plaçant une fente, orthogonale à ces derniers, qui coupe le patch en deux, on va naturellement faire disparaître cette résonance ; en chargeant cette fente par des diodes on peut commuter ou non cette résonance.

Cette première réflexion simpliste, si elle ne permet pas de prévoir toutes les situations, accélère la conception de l'antenne grâce à une connaissance a priori du mode de fonctionnement de l'antenne de départ. Par ailleurs, ces antennes au comportement analytiques, qui sont complexifiées par la suite, constituent une bonne base de départ pour le design d'une antenne reconfigurable.

### ***2.3.2 Ajout de structures créant une résonance***

La seconde étape, une fois le type d'antenne choisi, est d'ajouter à cette dernière des structures modifiant son comportement. Au cours de la thèse, trois principaux éléments ont été employés : des courts-circuits, des fentes ou des sections de lignes (*stubs*) ; leur effet principal, est de faire apparaître une résonance dans la structure, généralement étroite.

Les courts-circuits sont fréquemment utilisés sur les antennes patches ; les nouvelles résonances permettent alors de rendre le patch multibande [96][97][98]. La Fig. 2.8 présente trois exemples de patches court-circuités.

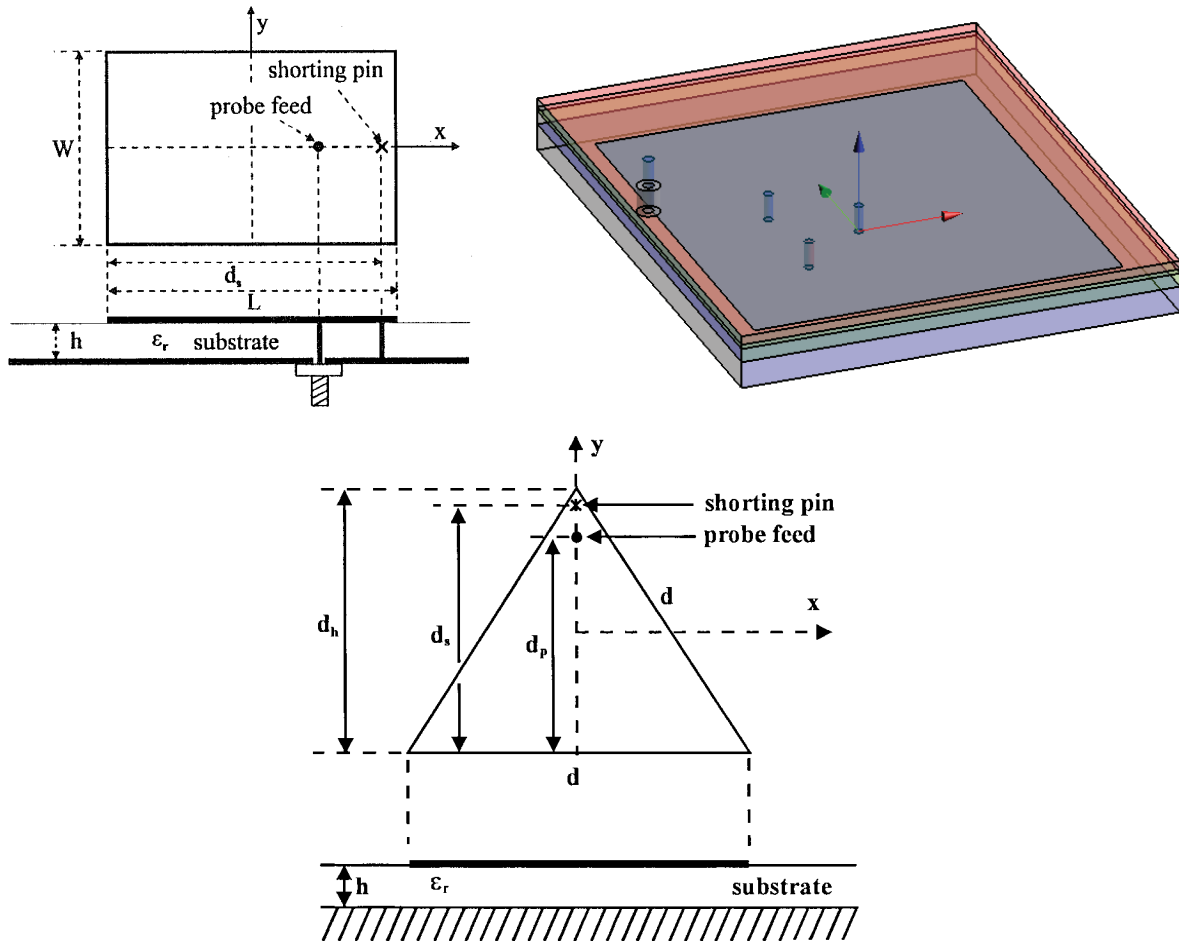


Fig. 2.8 : Exemples de patches court-circuités

Si les deux résonances sont proches, on parvient à élargir la bande passante du patch [99]. Enfin, l'utilisation de court-circuit peut permettre de réduire les dimensions de l'antenne (Fig. 2.9) [100].

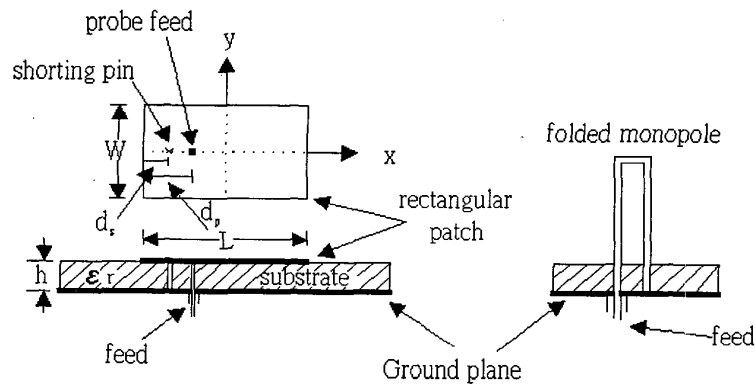


Fig. 2.9 : Réduction des dimensions d'une antenne par utilisation de courts-circuits

La deuxième structure souvent rapportée à une antenne pour lui ajouter une résonance est la fente. Il faut ici se placer hors du cas où l'antenne possède déjà elle-même une fente

comme élément rayonnant principal, tel que les antennes couplant une ligne micro ruban à un plan de masse ou un patch par des fentes (Fig. 2.10.a) [101] ainsi que les antennes où la fente est partie intégrante de l'élément rayonnant (Fig. 2.10.b) [102]. On considère ici des antennes fonctionnant a priori sans fente, mais sur lesquelles on ajoute de telles structures, dans le but de faire apparaître un comportement nouveau. Ces fentes, très utilisées dans le cadre des antennes UWB, font apparaître une ou plusieurs résonances qui permettent des réjections bande étroite à des fréquences proportionnelles à leur longueur [103][104][105]. Un exemple d'une telle antenne est présenté en Fig. 2.11.

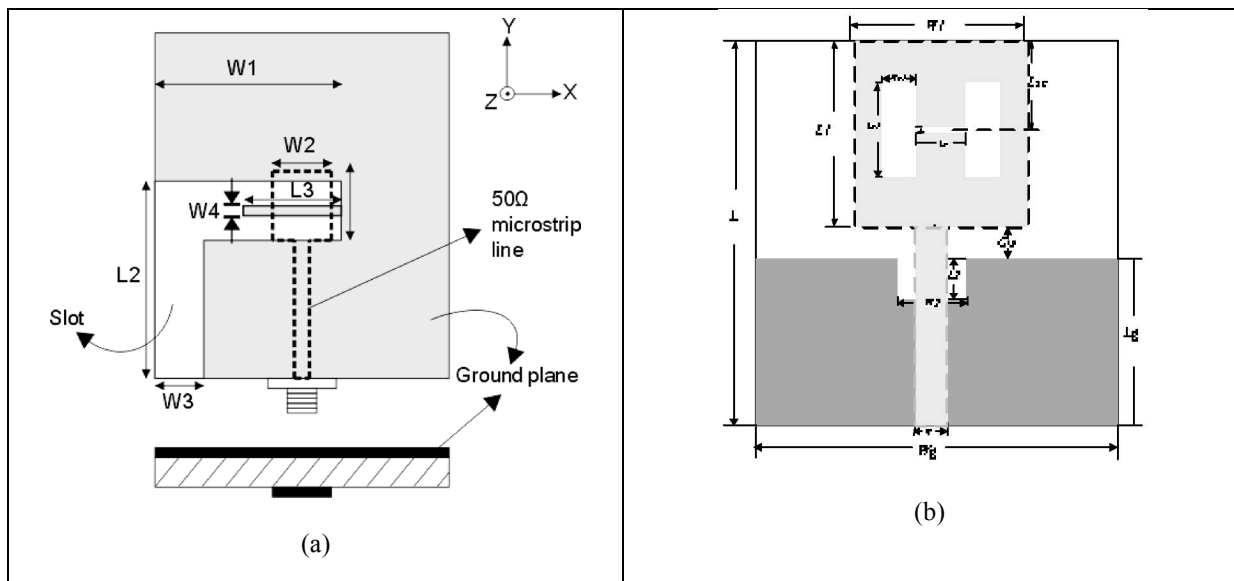


Fig. 2.10 : Exemples d'antennes à couplage par fentes



Fig. 2.11 : Exemple d'antenne UWB à réjection bande étroite par ajout de fente

Enfin, l'ajout de morceaux de lignes, comme présenté en Fig. 2.12, permet également de faire apparaître une résonance ou une réjection [106][107].





Fig. 2.12 : Ajout de ligne sur une antenne UWB faisant apparaître une réjection

Ces trois structures peuvent être rendues reconfigurables, en plaçant des composants à leur extrémité, pour les stubs et courts-circuits, ou en les chargeant par des composants actifs pour les fentes. L'outil principal pour décider de l'endroit où placer ces structures résonantes est la visualisation des zones de courants surfaciques forts, où elles auront l'impact le plus important. D'autre part, l'utilisation de simulations paramétriques sur les dimensions et positions des structures ajoutées, permet de déterminer si la modification de structure permet effectivement une reconfiguration, si cette dernière sera plutôt continue ou discrète, ainsi qu'un premier placement de ces structures (et du composant actif associé), suivant la bande de fréquences ou la fonctionnalité visées.

### 2.3.3 *Ajout de composants, simulation multiports*

Pour rendre l'antenne reconfigurable, il est nécessaire de lui ajouter des composants actifs. Comment cependant insérer ces derniers dans la géométrie de l'antenne lors de la phase de CAO ? Dans un premier temps, il est intéressant de considérer des composants parfaits, pour tenter d'arriver à la fonctionnalité désirée. Si le but est atteint, on pourra par la suite, utiliser des modèles de composants réalistes.

Dans la plupart des logiciels de simulations électromagnétiques, et en particulier dans ceux qui ont été utilisés au cours de la thèse (WIPL-D, CST) il est possible de placer un ou plusieurs composants localisés dans la structure de l'antenne. Néanmoins, ces composants ne peuvent être que de la forme d'un dipôle RLC série ou parallèle. En première approche, il a donc été décidé de modéliser les interrupteurs de la sorte : une capacité de très faible valeur en mode bloquant ("OFF") ( $1e-15$  F) et de forte valeur ( $1e-9$  F) en mode passant ("ON"). Une varicap est modélisée par une capacité idéale dont on fait varier la valeur. L'avantage de cette modélisation simpliste est qu'il suffit d'exciter un seul port afin d'obtenir le comportement de toute l'antenne et de ses composants. Néanmoins, cette configuration est très vite limitée dès

lors que le nombre de configurations possibles augmente : en effet, il faut alors effectuer une simulation pour chaque jeu de valeur des composants présents dans l'antenne.

La solution au problème est de considérer l'antenne comme un composant à N ports ; un port correspond à l'alimentation de l'antenne, tandis que les N-1 ports restants représentent chacun un composant. Par convention, le port numéro 1 est le port d'alimentation de l'antenne ; après ajout des composants par traitement a posteriori de la matrice NxN obtenue, il suffit alors d'examiner le coefficient de réflexion  $S_{11}$  au niveau du port d'alimentation pour obtenir la courbe d'adaptation de l'antenne. Dans le cadre de composants simples et de ports référencés à la masse commune<sup>10</sup>, on commence par convertir la matrice S en matrice impédance Z suivant l'équation suivante<sup>11</sup> [108]:

$$Z = 50 \cdot (I_n - S)^{-1} \cdot (S + I_n)$$

Chacun des coefficients diagonaux représente l'impédance d'un port ; qui est ici fixée à 50  $\Omega$ , impédance de référence. Pour simuler l'ajout d'un composant sur un port, il suffit de supprimer la charge large bande de 50  $\Omega$  au coefficient diagonal, puis d'ajouter l'impédance complexe du composant à la fréquence de travail (ici, par exemple, sur le port 3).

$$Z' = Z - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & 0 & 0 & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & Z_{composant} & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & 0 & 0 & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

En répétant cette opération pour chacun des ports (excepté le port d'alimentation), puis en reconvertissant la matrice Z en matrice S suivant le calcul suivant, on obtient la matrice S de l'antenne avec ses composants.

$$S = (Z - 50 \cdot I_n)(Z + 50 \cdot I_n)^{-1}$$

Les ports utilisés pour représenter les composants sont des ports dits « discrets » ou « delta-gap ». Une représentation schématique en est proposée en figure Fig. 2.13.

<sup>10</sup> Cf. la distinction entre port référencé à la masse commune et port différentiel présentée ci-après.

<sup>11</sup> On se limitera dans les calculs suivants à une impédance de référence de 50  $\Omega$ .

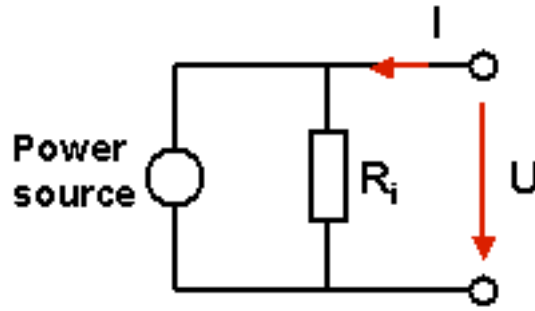


Fig. 2.13 : Représentation schématique d'un port discret

Ces ports correspondent à une source de courant connectée en parallèle à une impédance (ici une charge de  $50\Omega$  pour une matrice  $S$  avec impédance de référence  $50\Omega$ ). Lorsque un port est excité, sa source de courant est active et injecte du courant au milieu du port relié à ses extrémités par des fils conducteurs parfaits. Lorsque le port n'est pas excité, il devient une simple charge (parfaite et ultra-large bande). De manière évidente, ces ports fournissent des résultats précis dans la mesure où leur extension est très inférieure à la longueur d'onde minimale dans la bande de fréquentielle étudiée.

Par convention, les paramètres  $S$  sont référencés par rapport au plan de masse commun de la structure ; chaque port n'a qu'une connexion, la seconde étant par défaut ce plan de masse. Dans le cas d'une antenne, où le composant, donc le port, peut relier par exemple deux côtés d'une fente, on ne peut référencer le port à la masse commune ; il est donc nécessaire de le convertir en port différentiel.

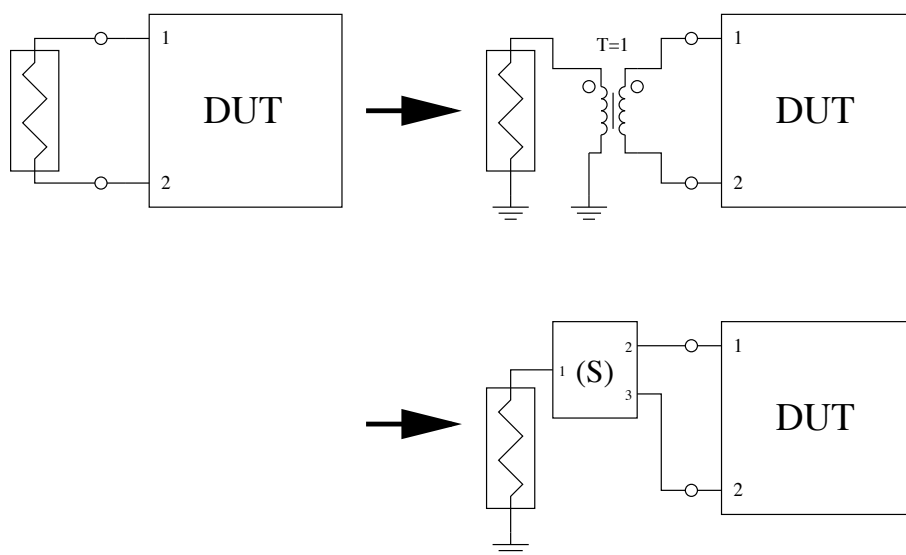


Fig. 2.14 : Transformation de port simple vers port différentiel

La transformation s'effectue en plaçant, entre le port et le dipôle à connecter, un transformateur idéal d'impédance dont la matrice est la suivante :

$$S = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & -2 \\ 2 & 1 & 2 \\ -2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$$

Une fois l'antenne multiport simulée, on lui connecte, par simulation du circuit électrique, les matrices S des différents composants. Nommons S la matrice NxN de l'antenne, et T celle du composant que l'on veut connecter à l'antenne (généralement une matrice de dipôle 2x2). Supposons que l'on souhaite connecter le port k de S avec le port l de T. Si l'on appelle R la matrice résultant de la concaténation de S et T il vient :

$$R_{ij} = S_{ij} + \frac{S_{kj} \cdot T_{ll} \cdot S_{ik}}{1 - S_{kk} \cdot T_{ll}}$$

Où i et j sont des ports de S différents de k. Soit m un port de T différent de l, il vient alors :

$$R_{mj} = S_{ij} + \frac{S_{kj} \cdot T_{ml}}{1 - S_{kk} \cdot T_{ll}}$$

On obtient lorsque tous les composants ont été connectés la matrice finale de l'antenne. Il suffit alors d'examiner le coefficient de réflexion (1,1) de cette matrice pour obtenir le niveau d'adaptation de l'antenne. Par ailleurs, certains logiciels, comme CST, qui comportent à la fois un module de simulation électromagnétique, ainsi qu'un module de simulation circuit, permettent le calcul des densités de courants et des champs rayonnés, en présence de composants.

Cependant cette modélisation comporte une faiblesse : le composant n'a pas de réalité physique lors de la simulation électromagnétique. En réalité, comme évoqué précédemment, la géométrie du composant et sa constante diélectrique ont un impact sur le champ électromagnétique proche de l'antenne. Si le comportement électrique (1D) du composant est représenté par ses paramètres S, comme il sera vu par la suite, cet effet sur le champ (3D) n'est pas pris en compte. Dans le cadre de composants petits devant la longueur d'onde, et diélectriques, l'approximation semble minime ; en revanche, si l'on considère des composants fortement métallisés (comme des bobines) et de taille non négligeable devant la longueur d'onde, il faut se montrer plus prudent.

## 2.4 Prise en compte de composants réalistes

Une fois mise en place la possibilité d'ajouter des caractéristiques de composants réalistes au sein de l'antenne, il est nécessaire d'en obtenir. Au cours des travaux présentés ici, deux techniques ont été utilisées : l'utilisation de données théoriques, basées sur des modèles de composants, et l'acquisition de données par mesure du composant. Détaillons pour commencer cette dernière méthode.

### 2.4.1 Acquisition de données par mesures

Dans un premier temps on a décidé de se diriger vers des antennes pour terminaux mobiles et, par conséquent, de travailler dans les bandes de fréquence des standards de communication habituels (de 0.8 jusqu'à 5-6 GHz). On a aussi convenu, pour plus de simplicité, de s'orienter d'abord vers une reconfiguration binaire, donc des dispositifs de type interrupteurs, et d'employer des composants intégrés, comprenant en plus de l'interrupteur lui-même, les circuits adéquats de polarisation et de découplage DC/RF.

D'un point de vue pratique, il est nécessaire que le composant soit packagé, c'est-à-dire que le composant et ses circuits associés soient intégrés dans un boîtier plastique. Des pattes relient l'extérieur du boîtier au composant, et permettent de le souder sur une plaque de circuit imprimé.

Il est également important que l'interrupteur ait un comportement réflexif. Lorsqu'il est passant, celui-ci doit se comporter comme un circuit ouvert et comme un court-circuit lorsqu'il est fermé. Il existe en effet deux principaux types d'interrupteurs micro-ondes, les réflexifs et les absorbants. Les premiers ont le comportement décrit précédemment et peuvent se modéliser, en première approche, par une capacité, tandis que les seconds ont, en mode bloquant, un comportement de charge large bande, qui absorbe le signal plutôt que de le réfléchir ; ce comportement est d'une part difficile à modéliser par des composants idéaux (donc difficile à intégrer dans une simulation électromagnétique simplifiée) et d'autre part il est la source d'une diminution de l'efficacité de l'antenne, puisque de la puissance est absorbée dans l'interrupteur bloquant plutôt que d'être réfléchi pour éventuellement devenir source de rayonnement.

Les caractéristiques importantes d'un interrupteur sont, d'une part son adaptation ( $S_{11}$  et  $S_{22}$ ) mais aussi et surtout son coefficient de transmission ( $S_{12}$  ou  $S_{21}$ ); en mode ON, ce coefficient est appelé coefficient d'insertion, et représente les pertes subies par le signal

lorsqu'il traverse le composant. Ces pertes doivent être les plus faibles possible ; un bon interrupteur offre des pertes d'insertion de quelques dixièmes de décibels en moyenne sur sa bande. Lorsque l'interrupteur est en mode OFF, le coefficient de transmission est appelé coefficient d'isolation et représente la partie du signal qui parvient à traverser l'interrupteur lorsque celui-ci est bloquant. Ce coefficient doit être le plus petit possible : un bon interrupteur possède une isolation de -40 à -50 dB.

Ces premières considérations nous ont amené à choisir l'interrupteur SW439 de chez Tyco Electronics (précédemment MACOM). Il s'agit d'un interrupteur à base de transistors à l'arséniure de gallium, conçu pour fonctionner depuis le DC jusqu'à 3 GHz, et de type SP2T (*Single Pull 2 Throws*) ; il comporte donc une entrée et deux sorties commutables et est schématisé en figure Fig. 2.15.

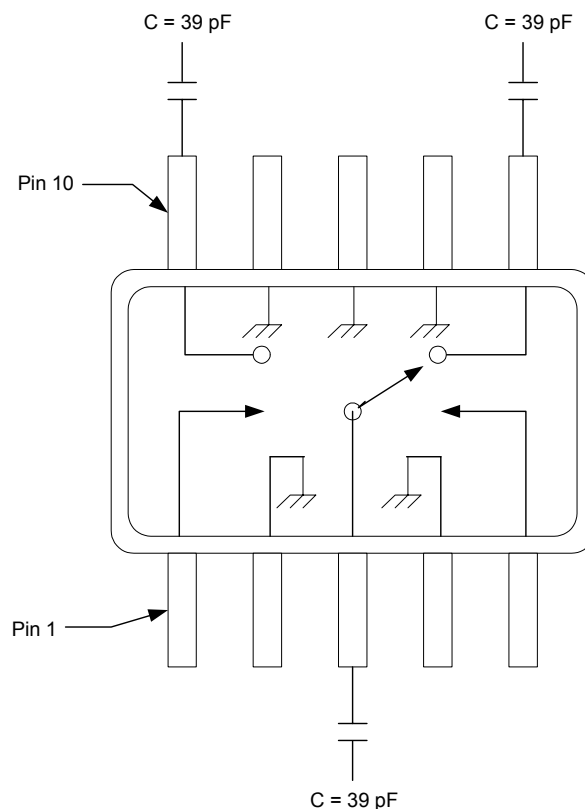


Fig. 2.15 : schéma fonctionnel de l'interrupteur SW439 de Tyco Electronics

Bien souvent, c'est le cas pour MACOM, les constructeurs ne fournissent que des informations incomplètes sur le comportement de leurs composants. Dans le cas d'un interrupteur, l'isolation, les pertes d'insertion sur la bande, et parfois le coefficient de réflexion sont précisés. Si ces données permettent de se faire une idée sur les performances de

l'interrupteur, il manque de nombreuses informations primordiales, notamment en ce qui concerne la phase ; il est donc nécessaire de mesurer le composant, afin d'en extraire les caractéristiques réinjectées par la suite dans les simulations.

Pour notre utilisation, un des deux ports de sortie de l'interrupteur est relié à la masse ; il suffira donc de caractériser un dipôle, dans la mesure où l'on suppose que les autres ports (le composant étant en réalité un 10-ports) sont bien isolés du chemin RF. Par ailleurs, il est clair sur le schéma précédent, qu'en mode OFF, l'interrupteur n'est pas symétrique, ni d'ailleurs réciproque (i.e.  $S_{11} \neq S_{22}$  et  $S_{12} \neq S_{21}$ ). Il faudra donc mesurer les 4 coefficients de la matrice S, à chaque fréquence, en mode ON puis OFF.

Pour mesurer le composant, il est nécessaire de le souder sur une plaque de circuit, auquel sont montés des connecteurs, ici deux, reliés ensuite à un analyseur de réseau. La calibration de ce dernier permet de ramener la mesure des paramètres S dans le plan des connecteurs ; cependant, une telle mesure prend en compte les effets dus aux connecteurs ainsi qu'aux lignes d'alimentation du composant. Il est nécessaire de mesurer dans les plans d'accès du composant (c'est-à-dire ses pattes) et d'annuler les effets de la monture : c'est le processus de déconvolution. Le circuit de mesure est présenté en figure Fig. 2.16.

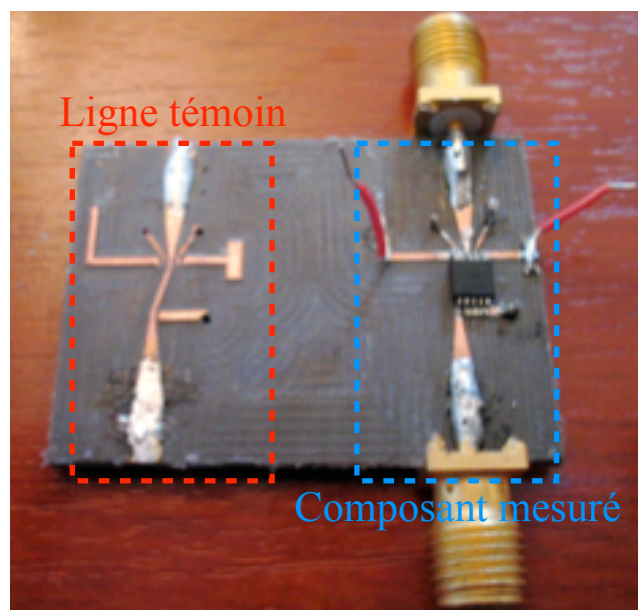
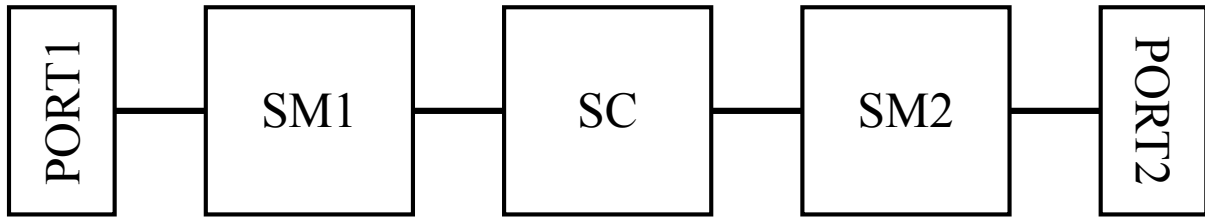
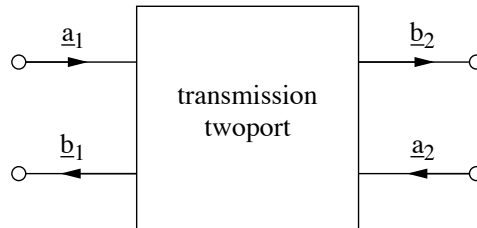


Fig. 2.16 : Photographie du circuit de mesure du SW439

Le système de mesure, dont la matrice S sera notée SSM est composé d'une première monture, de matrice S notée SM1, suivie du composant que l'on veut caractériser de matrice SC, lui même suivi de la deuxième monture, de matrice SM2.



Il est intéressant d'introduire les paramètres T, pour *Transfer Scattering Parameters*, qui sont reliés aux paramètres S de la manière suivante :



On a (tous les coefficients étant complexes) :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

On passe simplement de S à T et vice versa par les relations suivantes :

$$S = \begin{bmatrix} \frac{T_{12}}{T_{22}} & \frac{\det T}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & \frac{-T_{21}}{T_{22}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad T = \begin{bmatrix} \frac{-\det S}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ \frac{-S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix}$$

L'intérêt de ces matrices de transfert, vient de la simplicité du calcul de la matrice T d'une concaténation de dipôles : il suffit de faire le produit des matrices T de ces derniers. Ainsi, en reprenant les notations précédentes :

$$TSM = TM1 \cdot TC \cdot TM2$$

Et il vient simplement :

$$TM1^{-1} \cdot TSM \cdot TM2^{-1} = TC$$

On obtient ainsi par simple inversion matricielle la matrice TC, donc la matrice SC, du composant, dans ses plans d'accès, à partir de la matrice TSM mesurée et moyennant la connaissance des matrices TM1 et TM2 des deux montures ; il existe principalement deux solutions pour obtenir celles-ci.



La première est de modéliser précisément les montures dans un logiciel de calcul électromagnétique et d'obtenir par simulation leur matrice S. La création de la maquette informatique peut s'avérer assez complexe et longue (notamment avec les outils de CAO disponibles en début de thèse), par ailleurs, il n'y a pas de possibilité de confirmer directement ces résultats par de la mesure. La deuxième solution, utilisée ici, s'appuie sur la combinaison de données expérimentales et de modèles de circuits électriques pour obtenir les matrices S des montures.

Lors de la réalisation du circuit de mesure du composant, on ajoute une ligne dite témoin, de la même forme et longueur que les lignes d'alimentation du composant, placée suffisamment loin de ces dernières pour pouvoir négliger leur couplage. La partie où se trouve le composant est remplacée sur la ligne témoin par une section de ligne et il faut prendre soin d'utiliser les mêmes connecteurs, montés de la même manière sur les lignes de mesure et la ligne témoin. Cette dernière est mesurée, et on obtient une matrice S qui est la concaténation de la monture SM1, d'une petite section de ligne et de la monture SM2. Le modèle de monture utilisé est présenté en Fig. 2.17.

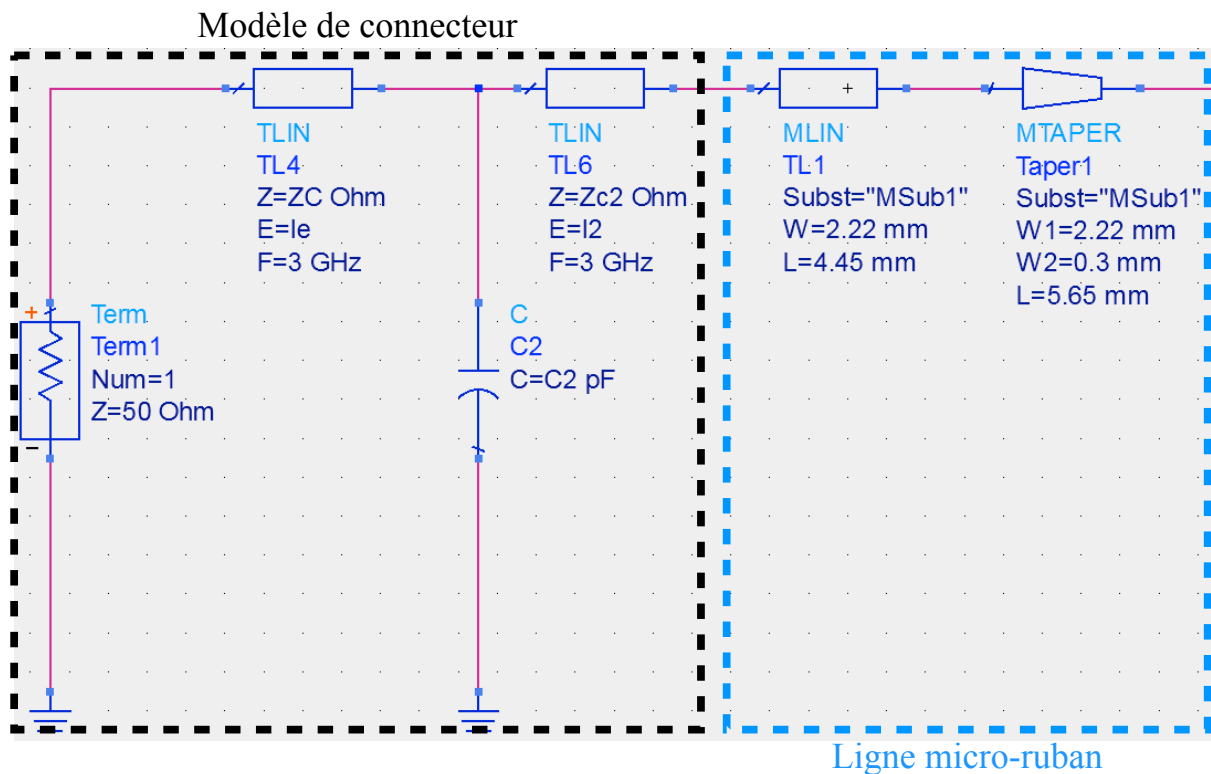


Fig. 2.17 : Modèle de monture utilisé pour la déconvolution des mesures

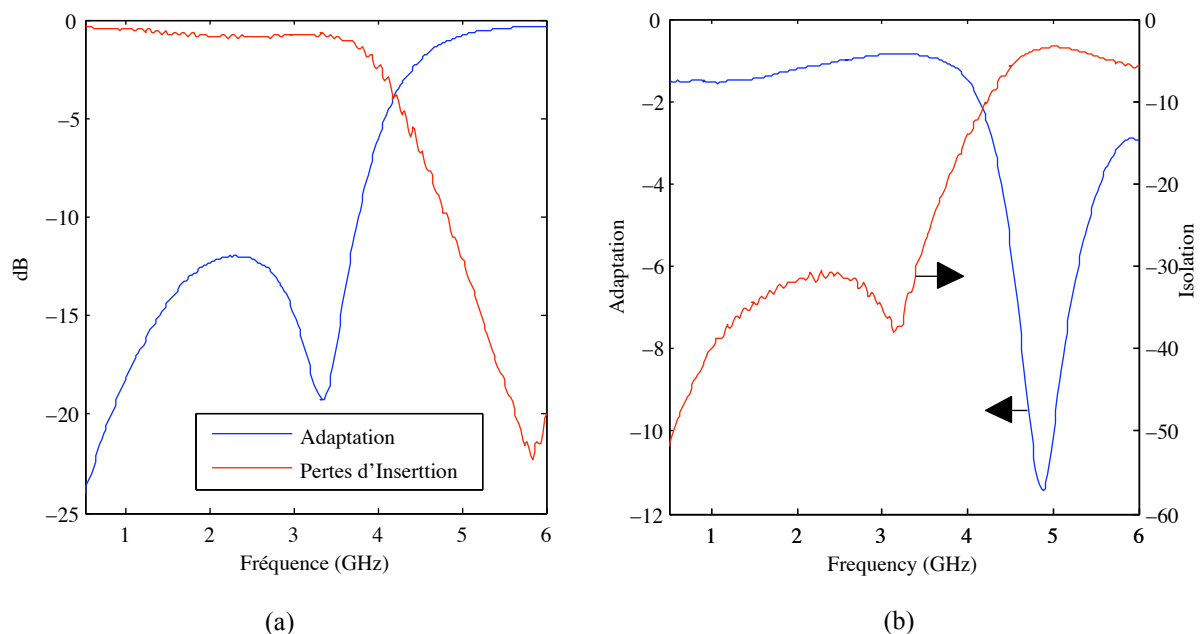
Le connecteur est modélisé par une ligne de transmission, suivie d'une capacité reliée à la masse, puis d'une deuxième ligne de transmission ; les paramètres de ces trois éléments

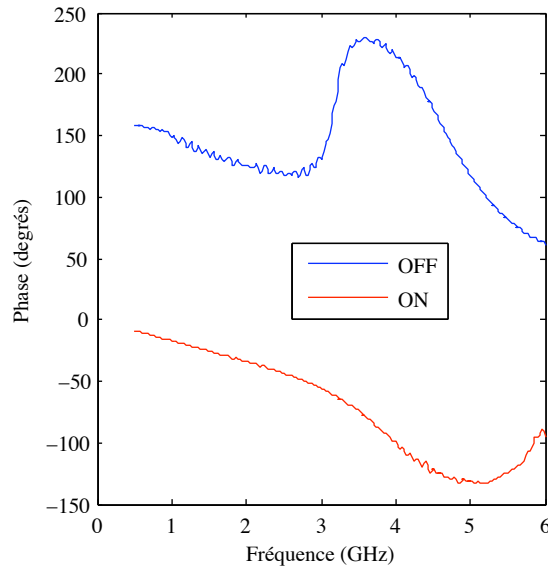
sont variables. Ce modèle de connecteur est relié à une ligne de transmission en trapèze, dont les dimensions, ainsi que les propriétés du substrat, sont celles de la plaque réalisée. Les deux montures sont supposées symétriques, afin de diminuer le nombre de variables (ici 5).

On utilise le logiciel Agilent ADS pour simuler le circuit et optimiser les paramètres du modèle de connecteur, afin que les courbes de simulation et de mesure de la ligne témoin soient idéalement confondues. L'algorithme d'optimisation utilisé est un algorithme aléatoire suivi d'une descente de gradient sur le meilleur jeu de paramètres (nous reviendrons sur les méthodes d'optimisation dans le chapitre suivant).

Avant de présenter les caractéristiques du composant obtenues après déconvolution, il est important de revenir sur les limites de cette technique. La première vient du fait que l'on a utilisé un simulateur circuit, par conséquent les couplages éventuels entre les lignes des montures et les autres lignes connectées aux pattes du composant (qui ne sont éloignées que de  $200\ \mu\text{m}$ ) n'ont pas été pris en compte. En outre, les fils de cuivre connectés à la plaque de mesure pour l'alimentation continue n'ont pas non plus été inclus. L'autre limitation provient de l'assimilation du composant 10-port à un bi-port : afin que la caractéristique extraite soit pertinente, il est nécessaire que sur l'antenne, le composant soit monté exactement de la même manière que sur la monture de test.

Après déconvolution des montures, on obtient les caractéristiques suivantes de l'interrupteur GaAs SW439 :





(c)

Fig. 2.18 : Adaptation et pertes d'insertion en mode ON (a), adaptation et isolation en mode OFF (b) et phase en transmission (c) du SW439 mesuré

Il est manifeste d'après les courbes que ce composant est conçu pour fonctionner de quelques mégahertz jusqu'à environ 3.5 GHz. Jusqu'à cette fréquence les performances de l'isolation (inférieure à -30 dB) et des pertes d'insertions (supérieures à -1 dB) sont excellentes. En revanche en ce qui concerne le coefficient de réflexion, les performances sont moyennes : en mode ON l'interrupteur n'est adapté qu'à -10 dB, tandis qu'en mode OFF la réjection ne dépasse pas -1.5 dB. Par ailleurs, il est clair, au vu de la phase en transmission, aussi bien en mode OFF que ON que le composant est relativement grand (électriquement), dans la mesure où cette dernière varie d'environ  $140^\circ$  sur la bande ; il faut prendre en compte cette longueur électrique dans le design de l'antenne.

Cette taille importante pose différents problèmes. Tout d'abord cette variation importante de phase complique la dimension intuitive de la conception de l'antenne, dans la mesure où la perturbation des lignes de courant amenée par le composant n'est plus ponctuelle, mais distribuée de manière dépendante de la fréquence. Par ailleurs, cela impose des contraintes géométriques à l'antenne pour le positionnement des interrupteurs (qui ne peuvent se chevaucher), ce qui complique le paramétrage de la structure ainsi que son optimisation, et limite par la même les possibilités de design.

### **2.4.2 Utilisation de modèles de composants**

Les problèmes de taille des interrupteurs micro-onde ont donc conduit à la recherche de composants plus petits. La première solution est de doubler les dimensions des antennes de départ : les fréquences de fonctionnement sont alors divisées par deux, mais la fonctionnalité de l'antenne peut être démontrée. Cette augmentation de taille allège les contraintes sur le prototypage (précision de gravure, régularité du soudage), mais permet également d'obtenir des composants électriquement plus petits. Par ailleurs, le nombre, la variété et la disponibilité de composants packagés disponible augmentent notablement avec la diminution de la fréquence de fonctionnement. L'autre moyen de réduire la taille du composant est l'utilisation d'éléments physiquement plus compacts, comme des diodes. Leur utilisation permet d'autre part d'accéder à des reconfigurations continues par l'utilisation de diodes varicap, en ajustant la valeur de leur capacité. En ce qui concerne la reconfiguration binaire, on utilise des diodes PIN qui offrent les meilleures performances dans les gammes de fréquences utilisées. L'inconvénient des diodes, qui peut aussi être perçu comme un degré de liberté supplémentaire dans la conception de l'antenne, est la nécessité de créer un circuit de polarisation et de découplage pour les alimenter.

Attardons-nous pour commencer sur les diodes PIN. Tout d'abord, il est important de noter que ces diodes ont un comportement réflexif, puisqu'elles sont assimilables à une capacité, en mode OFF (un modèle équivalent sera proposé au chapitre 4). Dans la mesure où la fonctionnalité recherchée est la même que pour les interrupteurs précédemment mentionnés (commutation), les critères de sélection de la diode PIN sont les mêmes : adaptation maximale (en mode ON), pertes d'insertion minimales et isolation maximale. De nouveau, pour pouvoir insérer les diodes dans nos simulations électromagnétiques, il est nécessaire d'en obtenir les caractéristiques détaillées. Si la technique de mesure présentée précédemment est possible, elle est ici plus compliquée puisqu'il faut aussi créer un circuit de polarisation, ce qui complique à la fois le prototypage et la déconvolution. Cependant, les diodes étant des composants beaucoup plus simples, il existe des modèles qui décrivent de manière précise leur comportement, ici dans le domaine radio fréquence de faible amplitude.

Ces modèles peuvent être fournis par le constructeur du composant, par les développeurs de logiciels de simulation, voire des sociétés spécialisées dans la fourniture de tels modèles. Ceux-ci sont généralement standardisés, principalement de facto par le logiciel SPICE, et il suffit d'ajuster les paramètres du modèle, en fonction de la diode considérée.

Afin de compléter cette représentation de la zone active du composant, il est nécessaire de prendre en compte le boîtier, qui introduit des effets capacitifs et inductifs.

Les diodes PIN utilisées pour les antennes présentées sont de marque INFINEON ; le modèle PIN BAR63 a été choisi pour sa faible capacité en mode bloquant, ce qui lui assure une bonne isolation sur une bande relativement large.

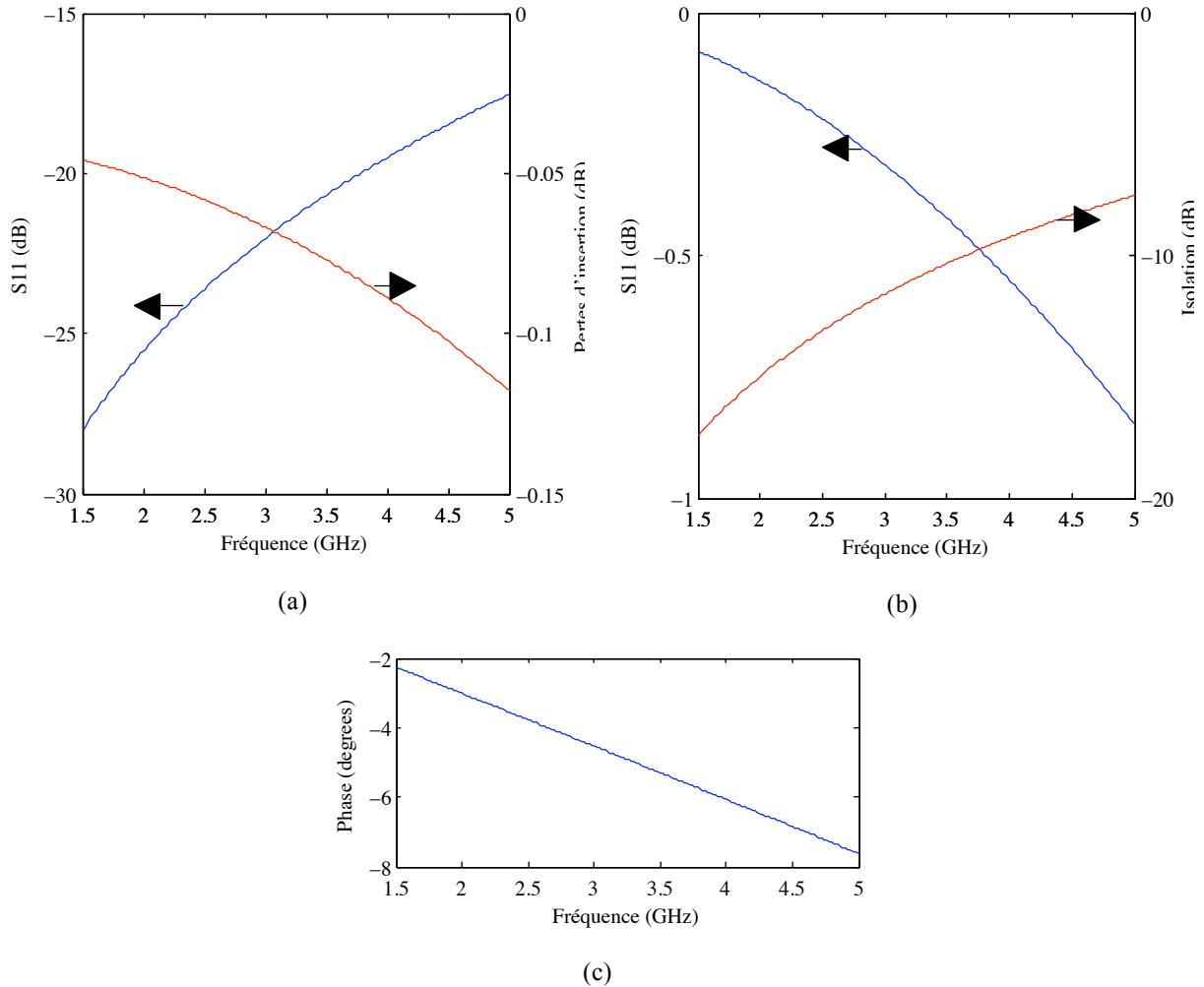


Fig. 2.19 : Adaptation et pertes d'insertion en mode passant (a), adaptation et isolation en mode bloquant (b) et phase en transmission (c) de la diode PIN BAR63

En mode ON, les performances de la diode sont très bonnes, avec un coefficient de réflexion inférieur à -17 dB et des pertes d'insertion inférieures à 0.12 dB. En mode OFF, les performances sont moins bonnes ; l'isolation a une valeur maximale de 18 dB et elle diminue fortement avec l'augmentation de la fréquence, pour atteindre 8 dB à 5 GHz. La phase ne varie que de quelques degrés sur toute la bande de fréquences, ce qui confirme le caractère petit du composant.

En ce qui concerne les diodes à capacité variable, dites VARICAP ou VARACTOR, les deux principaux critères sont bien entendu la valeur nominale de la capacité, mais surtout la plage de variation de celle-ci, suivant la polarisation appliquée. Il faut que la valeur de la capacité utilisée soit en accord avec la ou les bandes de fréquences utilisées ; quant à la plage de variation, elle doit être la plus importante possible.

Les diodes à capacité variable utilisées sont les diodes Infineon BB857, conçues à la base pour des oscillateurs contrôlés en tension de tuners satellites. Sa capacité nominale varie de 0.5 à 6.6 pF ; le facteur de variation de capacité est supérieur à 10, ce qui est une bonne performance. Les coefficients de réflexion et les pertes d'insertion en fonction de la fréquence sont données en figure 2.19 pour des tensions de polarisation variant entre 0 et -10 V (sachant que la valeur minimale de la capacité est atteinte pour une tension de -25 V).

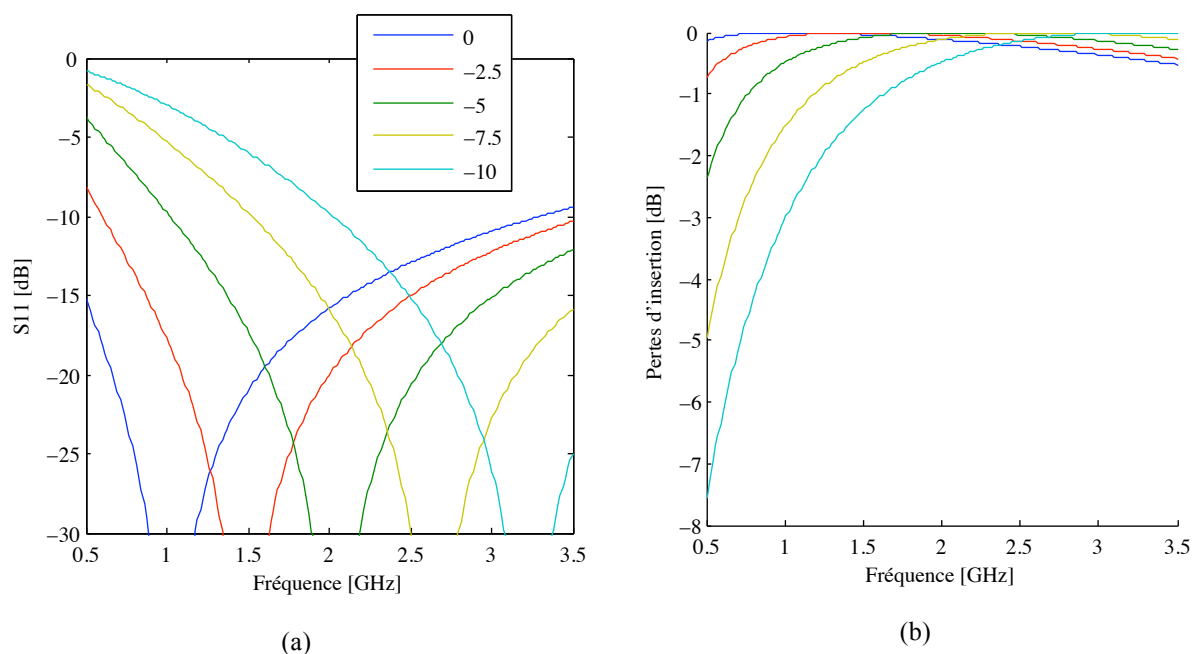


Fig. 2.20 : Adaptation (a) et pertes d'insertion (b) de la diode varicap BB857 pour différentes valeurs de polarisation appliquées (de 0 à -10V)

### 2.4.3 Perspectives sur d'autres composants

Pour conclure cette partie sur les composants permettant la reconfiguration d'une antenne, il faut mentionner d'autres types de composants qui ont été envisagés.

Il est tout d'abord clair que les performances des antennes reconfigurables pourraient être grandement améliorées par l'intégration directe des composants sur l'antenne : cette dernière étant gravée sur le même substrat où sont réalisés les composants semi-conducteurs.

Les problèmes de taille des composants, ainsi que de reproductibilité des connexions disparaissent en contrepartie d'une complexité et d'un coût de prototypage plus élevés.

Un des problèmes que posent les composants actifs est la nécessité de leur alimentation qui entraîne un certain nombre de difficultés évoquées dans la partie suivante. Cependant, il existe des diodes (PIN ou VARICAP) qui peuvent être alimentés, non pas par une tension et un courant électriques, mais par un signal lumineux (dont l'intensité est variable). L'utilisation d'une commande par la lumière permet de s'affranchir d'une grande partie des problèmes de polarisation, mais nécessite la conception de circuits de commandes complexes et potentiellement coûteux.

Enfin, et il s'agit certainement là de la piste la plus prometteuse pour les antennes reconfigurables en termes de composants, les MEMS (*Micro Electro-Mechanical Systems*), plus particulièrement les RF-MEMS de type « cantilever », possèdent des caractéristiques particulièrement adaptées à de telles antennes. Ils peuvent être utilisés comme interrupteurs ou capacités variables et possèdent une isolation très élevée et des pertes d'insertion quasi négligeables. Leurs inconvénients majeurs sont une durée de vie limitée, et des problèmes d'auto commutation lorsque la puissance transmise augmente. Malgré ces avantages, ils n'ont pas été utilisés au cours de la thèse pour plusieurs raisons. La première est celle de leur disponibilité ; si le concept de RF-MEMS commence à dater, leur industrialisation est lente, et ils restent encore, pour la plupart, à l'état de prototypes ou de petites séries. Il est donc difficile de s'en procurer, et leur utilisation sur des prototypes d'antennes nécessite des moyens complexes (soudure très précise, température contrôlée). Par ailleurs, d'un point de vue purement simulateur, il est compliqué d'insérer des MEMS sur les antennes, puisqu'il est quasi impossible de se procurer des caractéristiques ou modèles de MEMS, ceux-ci étant encore en développement actif dans les laboratoires d'industriels qui souhaitent protéger leurs secrets.

## 2.5 Techniques pour la polarisation

Les composants actifs qui permettent la reconfiguration de l'antenne doivent être alimentés en courant continu, sous un certain potentiel. Il est par conséquent nécessaire d'acheminer ces signaux DC jusqu'au composant, ce qui peut s'avérer problématique. La principale difficulté réside dans le fait que l'alimentation des composants actifs entraîne souvent l'ajout de structures métalliques qui risquent en outre de se trouver dans des zones de courants forts ; par suite, du courant ou du rayonnement peuvent se coupler dans ces structures, et ainsi modifier à la fois le comportement fréquentiel et spatial de l'antenne. D'autre part, suivant le mode de fonctionnement de l'antenne, ces structures peuvent être amenées à fonctionner sur une bande fréquentielle ultra large (instantanée ou non) ; elles doivent donc avoir un comportement acceptable sur toute la bande de fréquences considérée, c'est-à-dire perturber le moins possible le comportement de l'antenne, quelque soit sa fréquence de fonctionnement.

### 2.5.1 Polarisation de structures reconfigurables

#### 2.5.1.1 Courts-circuits

La polarisation des courts-circuits est généralement la plus simple ; il s'agit d'un fil métallique reliant un élément rayonnant au plan de masse au dessus duquel celui-ci est situé. La technique employée au cours de la thèse consiste à opérer un trou dans le plan de masse, de faire passer le fil du court-circuit au travers de celui-ci, puis de le connecter au composant reconfigurable situé derrière le plan de masse (Fig. 2.21).

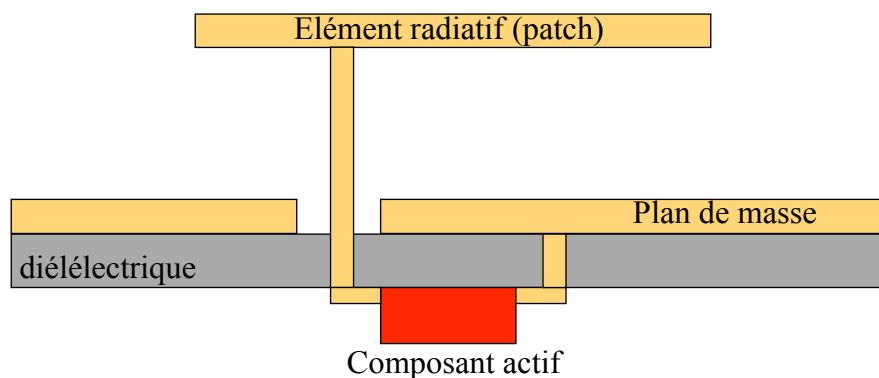


Fig. 2.21 : Polarisation d'un court-circuit reconfigurable sous le plan de masse (vue en coupe)

L'avantage principal de cette configuration réside dans le fait que les composants et les circuits de polarisation se trouvent protégés du champ proche de l'élément rayonnant par le



plan de masse [109]. Cela permet de ne pas se soucier de la géométrie exacte du composant ou de son circuit de montage. Cela est d'autant plus vrai que le plan de masse est grand ; en outre un plan de masse de taille importante permet de s'affranchir en partie des problèmes de couplage en mode commun sur les câbles d'alimentation de l'antenne, que ce soit le câble coaxial pour la RF ou les simples fils de cuivre acheminant le courant continu.

Cependant, l'impact des circuits de montage des composants n'est pas totalement négligeable ; dans la mesure où du courant parcourt le court-circuit, celui-ci peut, à certaines fréquences, rayonner, et du champ proche peut venir se coupler dans les différentes lignes des circuits de montage des composants, d'autant plus que la taille du plan de masse de l'antenne est réduite. Il est par conséquent nécessaire, en dernière étape de la conception de l'antenne, de simuler les montures de ces composants situés derrière le plan de masse, afin de vérifier leur impact limité sur le comportement de l'antenne.

### 2.5.1.2 Fentes

Les fentes s'avèrent plus délicates à polariser dans la mesure où il faut appliquer une tension différente à chaque côté de la fente, pour alimenter par exemple une diode [110]. Cela implique d'ajouter d'autres fentes, non fonctionnelles (c'est-à-dire ne participant pas à la fonctionnalité de l'antenne), qui permettent de bloquer le passage d'un courant continu.

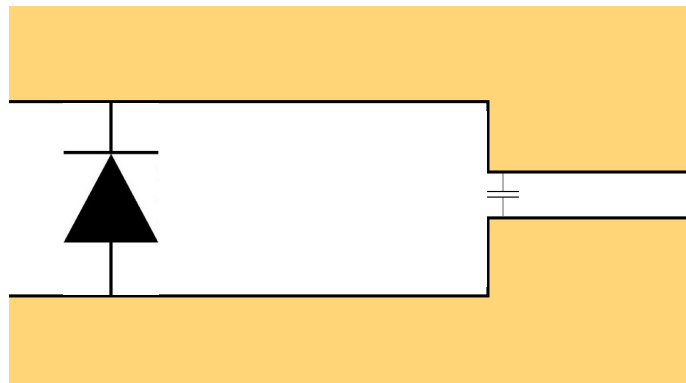


Fig. 2.22 : Polarisation d'une fente (vue de dessus) chargée par une diode

Cependant, ces fentes additionnelles coupent bien souvent des lignes de courant RF ; afin de ne pas trop les perturber, il peut être nécessaire d'utiliser des capacités de découplage qui bloquent les signaux continus tout en permettant le passage du courant RF. Ces composants seront détaillés dans la partie suivante.

### 2.5.1.3 Lignes de polarisation et problèmes associés

De manière générale, l'utilisation de lignes de polarisation est souvent requise; il s'agit de lignes métalliques ne participant pas a priori au comportement de l'antenne et dont l'unique utilité est de permettre l'acheminement de la tension de consigne des composants actifs. Cependant, ces lignes deviennent dans le domaine RF des lignes de propagation dans lesquelles peut venir se coupler une partie du signal utile, perturbant ainsi le comportement de l'antenne. Comment limiter, voire annuler, l'impact de ces lignes ?

De manière évidente, il faut commencer par en limiter le nombre le plus possible. Il peut être judicieux de polariser le port d'alimentation de l'antenne ; on obtient ainsi une différence de potentiel continue entre l'âme et la gaine du port coaxial. Par ailleurs, il faut s'intéresser au nombre exact de potentiels continus nécessaires au fonctionnement de l'antenne, et mutualiser autant que possible les lignes entre les différents composants actifs : deux diodes ne nécessitent par exemple que trois potentiels différents pour fonctionner indépendamment l'une de l'autre.

Ensuite, il faut limiter au maximum le couplage de signaux RF dans ces lignes. La première solution est de diminuer la largeur des pistes autant que technologiquement possible, afin d'augmenter leur impédance ; une impédance très élevée aura pour effet de réfléchir les signaux RF. Cependant, cette réduction de taille a une limite : une ligne de section trop petite risque de poser des problèmes thermiques. Que ce soit lors de la soudure des composants ou du passage d'un courant d'alimentation d'intensité trop élevé, la ligne ainsi réduite peut fondre. Lors de la thèse la largeur des lignes utilisées est de 200 à 300  $\mu\text{m}$  (pour une épaisseur de cuivre de 35  $\mu\text{m}$ ). Par ailleurs, toujours pour limiter le couplage, il est utile de tenter de connecter les lignes orthogonalement aux lignes de courant de l'antenne (dans les zones auxquelles elles sont reliées). Bien sûr, il est aussi préférable de placer les lignes dans des zones de courants faibles, et aussi éloignées que possibles des éléments rayonnant de l'antenne ; cependant, cela a pour effet direct d'augmenter la taille totale de l'antenne.

Malgré ces précautions, il est souvent nécessaire d'utiliser des inductances de découplage, qui bloquent les signaux RF tout en autorisant le passage du courant continu. Suivant l'isolation de ces dernières, il peut être nécessaire d'en placer plusieurs le long d'une ligne ; de plus, même si l'isolation est satisfaisante, et particulièrement lorsque l'antenne fonctionne sur une bande de fréquences large, la ligne peut devenir un circuit résonant entre deux inductances. Il faut donc veiller à ce que dans les zones de couplage fort, la distance

entre deux inductances soit inférieure à la demi-longueur d'onde de la fréquence la plus élevée de la bande de travail.

## **2.5.2 Composants pour la polarisation**

Comme nous l'avons expliqué dans la partie précédente, l'alimentation des composants actifs ajoutés à l'antenne pour la rendre reconfigurable peut nécessiter l'utilisation de composants passifs de découplage : capacités ou inductances.

### **2.5.2.1 Capacités**

Evoquons pour commencer les capacités, dont le rôle est de permettre le passage des courants hautes fréquences tout en bloquant les signaux continus. La valeur de la capacité doit être la plus élevée possible, afin que les signaux RF ne soient pas perturbés, même aux fréquences les plus basses de la bande de travail. Bien évidemment, ces capacités ne sont pas des composants parfaits, et il faut aussi vérifier que les pertes d'insertion sont minimales et l'adaptation maximale. En outre les considérations sur la taille des composants faites précédemment sont aussi valides pour ces composants passifs.

Les capacités de découplage, aussi appelées « DC-block » correspondant à nos critères (petite taille, capacité élevée), sont généralement fabriquées à base de matériaux céramiques (forte constante diélectrique). Ces capacités sont en général très large bande (de quelques mégahertz à plusieurs dizaines de gigahertz) et ont des pertes de l'insertion de l'ordre de 0.25/0.5 dB pour des fréquences « basses » de quelques gigahertz. Par ailleurs, l'adaptation est excellente, dans la mesure où les pertes dans ces composants sont très faibles, voire négligeables<sup>12</sup>. La Fig. 2.23 présente les pertes d'insertions dans les capacités utilisées, le modèle 520L de la marque ATC de capacité 10 nF; la phase en transmission est également présentée. Les performances sont excellentes : les pertes d'insertion sont quasi négligeables, et la phase ne varie que d'un degré sur toute la bande ; par ailleurs, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est inférieur à -30 dB sur toute la bande. L'unique inconvénient de ces composants pourrait être leur taille presque trop petite, qui entraîne des difficultés d'ordre pratique lors du prototypage (positionnement précis et soudure).

---

<sup>12</sup> Pour un composant à 2 ports,  $S_{11}^2 + S_{22}^2 + (\text{pertes internes en puissance}) = 1$

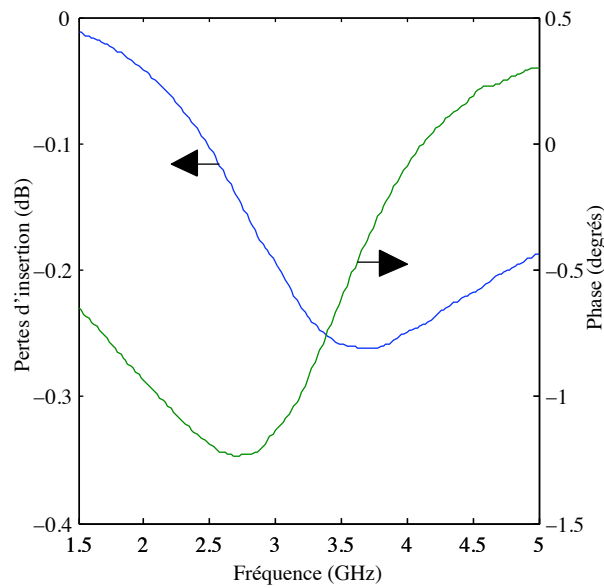


Fig. 2.23 : Pertes d'insertion et phase en transmission des capacités ATC 520L

### 2.5.2.2 Inductances

Le second type de composant passif utilisé a une fonction inverse aux capacités : bloquer les courants haute fréquence tout en permettant le passage du DC. Il s'agit des inductances ; les critères de sélection sont analogues : le composant doit être aussi petit que possible et la valeur de l'inductance la plus élevée possible. Un autre critère extrêmement important est la tenue en fréquence : il est très délicat d'obtenir des inductances de forte valeur, dont le comportement est stable sur une bande de fréquence large voir ultra large. Par ailleurs, il est également compliqué d'obtenir une inductance de forte valeur pour des fréquences élevées.

Au cours de la thèse deux types d'inductances ont été utilisés. La première est une inductance conique à bande ultra large de la société Piconics. Le modèle utilisé est un CC75T, d'une valeur d'environ 7  $\mu\text{H}$ . De manière simpliste, ces inductances coniques sont chargées par un noyau en ferrite, qui permet notamment d'obtenir des valeurs de l'ordre du  $\mu\text{H}$ , et leur design conique, « invariant » en fréquence, assure une bande de fonctionnement très large. Un modèle du composant [111] a été utilisé pour en extraire les caractéristiques, et la Fig. 2.24 présente l'isolation, l'adaptation et la phase en transmission de ces inductances.

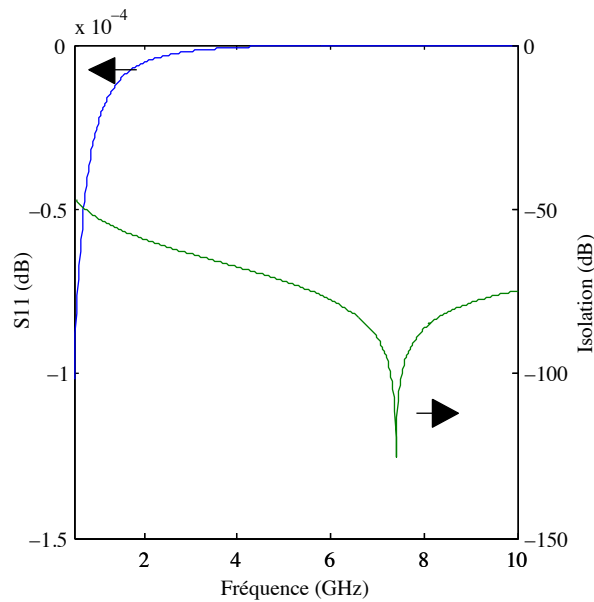


Fig. 2.24 : Adaptation et isolation de l'inductance Piconics CC75T

Comme on le voit sur la figure précédente, ces composants ont une isolation excellente, et sont bien adaptés. Par ailleurs, les performances sont identiques jusqu'à environ 40 GHz ; cependant, ils ont un inconvénient majeur : leur taille. En effet, la valeur de l'inductance est très élevée, ce qui se traduit assez directement par une taille importante : ces bobines ont une longueur de 4 à 5 cm. Aux longueurs d'onde où nous avons été amenés à travailler durant la thèse<sup>13</sup>, la taille du composant est loin d'être négligeable ; cela pose notamment les problèmes de fiabilité des simulations électromagnétiques évoqués précédemment, d'autant plus que ces composants sont fortement métallisés, et chargés par des noyaux en ferrites. Ces composants posent un autre problème, d'ordre plus pratique : ils sont très chers et peu disponibles.

Pour pallier ce défaut, un deuxième type d'inductance a été utilisé. Il s'agit d'une bobine de beaucoup plus petite taille (environ 1x1x1,5 mm), disponible en grande quantité, le modèle 0805 de Fastron. L'inductance est annoncée avec une valeur de 4.7  $\mu\text{H}$ , mais cela n'est vrai qu'à la fréquence de 8 MHz. Comme le montre la Fig. 2.25, on est bien loin de cette valeur aux fréquences auxquelles fonctionnent les antennes étudiées. Un autre inconvénient de ces bobines est qu'elles présentent des résonances parasites, notamment à 2 et 3.7 GHz.

<sup>13</sup> La fréquence maximale de travail utilisée est de l'ordre de 6 GHz, ce qui correspond à une longueur d'onde dans le vide d'environ 5 cm.

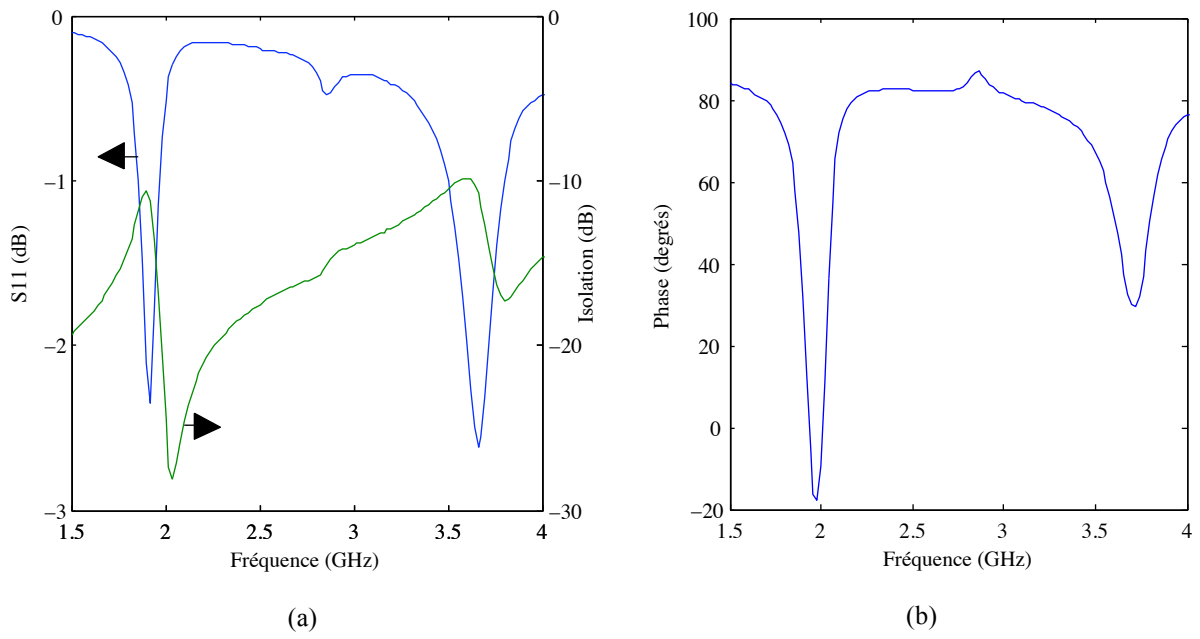


Fig. 2.25 : Adaptation (a), isolation (a) et phase en transmission (b) de l'inductance Piconics CC75T

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a introduit les problématiques spécifiques liées aux antennes reconfigurables, qui sont dues à l'ajout de composants actifs au sein de la structure même de l'antenne. En restreignant le cadre de notre étude aux antennes reconfigurables en fréquence, mono-accès, nous avons présenté les méthodes utilisées au long de la thèse permettant, en partant d'une géométrie d'antenne classique bien choisie, de modifier cette dernière par ajout de structures résonantes qui sont ensuite rendues reconfigurables par ajout de composants actifs.

Un modèle pour l'ajout de ceux-ci au sein d'une structure rayonnante a également été proposé, ainsi que des techniques permettant l'obtention des caractéristiques des composants introduits. Enfin, les problèmes créés par les circuits d'alimentation ont été détaillés, ainsi que des moyens pour limiter leur impact sur le comportement global de l'antenne.

Le développement de ces méthodes, qui s'est poursuivi tout au long de la thèse, représente une partie importante des travaux, dans la mesure où des méthodes pour simuler de manière précise et efficace les antennes reconfigurables sont très peu détaillées dans la littérature scientifique. Il s'est avéré cependant essentiel de bien définir et comprendre ces modèles, et surtout leurs limites puisque les résultats présentés dans les deux prochains chapitres en sont les applications directes.

# Chapitre 3

## Conception et optimisation d'antennes PIFA reconfigurables

### 3.1 Introduction

Le chapitre précédent a permis d'introduire une méthodologie de conception d'antennes reconfigurables, prenant en compte les spécificités de ces dernières et qui est appliquée, dans ce troisième chapitre, à la conception d'antenne PIFA reconfigurables. Il s'agit d'antennes a priori à bande passante instantanée étroite, particulièrement adaptées à une utilisation dans un terminal mobile, première application envisagée au cours de la thèse.

Par ailleurs, on fait appel à plusieurs reprises dans ce chapitre à des processus d'optimisation, qui permettent d'améliorer les performances des antennes considérées ou de faciliter leur conception. L'optimisation d'antenne relève à la fois de la physique, des mathématiques et de l'informatique. Les différentes méthodes d'optimisation utilisées au cours de la thèse sont présentées dans ce chapitre, et l'accent est porté sur la construction des fonctions de coût utilisées ; en effet dans la mesure où des outils d'optimisation commerciaux ont majoritairement été employés, c'est la fonction de coût qui permet de diriger le processus d'optimisation et elle est le point d'interaction entre celui-ci et l'utilisateur.

Au travers de ce chapitre on montrera l'évolution de la démarche de conception des antennes PIFA développées lors de la thèse ainsi qu'une amélioration progressive des méthodes d'optimisation. On commencera par introduire une antenne PIFA simpliste, qui comporte un nombre très important de composants actifs et représente le point de départ de notre étude. La grande variabilité de cette antenne permet d'envisager un comportement flexible et potentiellement prometteur ; cependant, sa grande complexité et son caractère très académique, au sens d'un manque de réalisme des modèles utilisés, tendent à la rendre pratiquement irréalisable. Le prototypage et la mesure des antennes conçues restant une priorité, et la seule manière de valider les concepts développés dans le chapitre précédent, notre étude se dirigera ensuite dans une direction presque diamétralement opposée, à savoir le



développement d'une antenne PIFA ne comportant qu'une paire de composants actifs. Le faible nombre de configurations en résultant, et partant le nombre de degrés de libertés disponibles, rendent nécessaires une optimisation fine de l'antenne, dans le but d'exploiter au maximum chacune des configurations disponibles. Cependant, au terme de l'étude de cette antenne comportant seulement deux composants, il est apparent que le nombre limité de configurations disponibles est trop restrictif pour l'obtention du comportement souhaité, à savoir quatre modes de fonctionnement aussi séparés que possible, ce qui sera explicité ultérieurement. Par suite, le présent chapitre s'achève par l'introduction d'une antenne PIFA comportant un composant actif supplémentaire, soit au total trois, ce qui double effectivement le nombre total de configurations disponibles et permet d'obtenir des résultats plus proches des objectifs fixés.

## 3.2 Optimisation : concepts et méthodes

### 3.2.1 Optimisation d'antennes

Lors de la conception d'antennes paramétrées, il est parfois plus judicieux, ou efficace, de se tourner vers l'optimisation pour trouver un jeu de paramètres satisfaisant, d'autant plus lorsque ceux-ci sont nombreux. En effet, il est souvent impossible de séparer l'antenne en plusieurs sous parties indépendantes les unes des autres, les paramètres étant liés entre eux et influençant le comportement de l'antenne, d'une manière qui n'est pas toujours modélisable mathématiquement (rendant donc délicate une conception plus empirique).

Les données d'entrée de tout algorithme d'optimisation sont les paramètres qui seront amenés à varier ; dans le cadre d'optimisations d'antennes, il s'agit le plus souvent des paramètres géométriques de l'antenne (dimensions, positionnement de structures, etc.). Ces différents paramètres peuvent être contraints, sur leur plage de variation ou par des relations les combinant, afin d'éviter par exemple qu'un jeu de paramètres ne génère une géométrie intéressante du point de vue de la fonctionnalité, mais qui ne soit pas réalisable (superposition ou intersection d'éléments). Pour chaque vecteur de paramètres, les propriétés électromagnétiques de la structure associée sont calculées ; il est ensuite nécessaire d'estimer ses performances suivant différents critères, ce qui est effectué au moyen d'une ou plusieurs fonctions de coût.

Mis à part le cas d'antennes très simples dont les propriétés électromagnétiques peuvent être calculées analytiquement, le recours à des logiciels de simulation électromagnétique, permettant l'obtention du comportement précis de l'antenne, est inévitable. Au cours de la thèse ont été utilisés WIPL-D, basé sur la méthode des moments, et CST qui repose sur des techniques de FDTD ; dans les deux cas, si la méthode de base est connue, il n'est pas possible d'accéder au cœur du code de calcul. Par conséquent l'algorithme d'optimisation doit travailler avec une « boîte noire » : il injecte des paramètres dans un programme qui permet le calcul opaque des caractéristiques de l'antenne ; ces dernières sont ensuite utilisées pour l'évaluation d'une ou plusieurs fonctions de coût.

De manière générale, l'objectif de l'algorithme est de modifier itérativement ces paramètres de manière à minimiser<sup>14</sup> la (ou les) fonction(s) de coût. Leur mise au point, c'est-à-dire la formulation mathématique ou informatique des objectifs d'optimisation, est donc primordiale pour plusieurs raisons. D'abord, dans la mesure où les fonctions de coût dirigent l'algorithme, elles déterminent directement les paramètres optimaux renvoyés en fin d'exécution ; une fonction de coût mal définie entraîne inévitablement l'obtention de résultats mauvais (voir inutilisables). Par ailleurs la fonction de coût est souvent la seule zone d'interaction de l'utilisateur avec son processus d'optimisation (si l'on considère qu'il ne code pas son propre algorithme) et de prise en compte de la physique du problème (mis à part le calcul de la structure) : c'est donc lors du développement de la fonction de coût et de la formulation des contraintes que peuvent être ajoutés des éléments de connaissance a priori du problème ; la conception de l'algorithme à proprement parler relevant des mathématiques (et de l'informatique) est donc indépendante du problème à traiter.

Il faut noter que la question d'optimisation est étroitement liée à celle du temps de calcul. En effet, le besoin en algorithmes d'optimisation vient directement du fait qu'il est impossible de simuler la totalité des géométries d'antenne engendrées par l'ensemble des jeux de paramètres en un temps raisonnable<sup>15</sup>. Par ailleurs, dans la mesure où le calcul des fonctions de coût requiert un processus de calcul opaque à l'algorithme, il n'est pas possible de prévoir l'allure des surfaces de réponse<sup>16</sup> des fonctions de coût en fonction du vecteur des paramètres. Les critères de performance d'un algorithme d'optimisation sont donc sa faculté à déterminer un minimum global de la fonction de coût et sa rapidité pour converger vers celui-ci.

Il faut par ailleurs distinguer optimisation mono objectif et multi objectifs : la seconde comporte plusieurs fonctions de coût, au contraire de la première. La finalité reste de minimiser les fonctions de coût ; cependant, dans le cadre multi objectifs, il n'est pas possible de diminuer simultanément toutes les fonctions de coût au delà d'une certaine limite appelée le front de Pareto. Les solutions se trouvant sur cette surface sont dites non dominées et la réduction du coût d'un des objectifs (par sélection d'une autre solution se trouvant sur le front) entraîne l'augmentation du coût d'au moins un autre objectif. Il n'existe donc plus

---

<sup>14</sup> De manière générale, on peut transformer simplement toute fonction de coût en une fonction de coût auxiliaire à minimiser.

<sup>15</sup> D'autant plus que certaines fonctions peuvent être à variation continue.

<sup>16</sup> La notion de surface de réponse sera détaillée dans la partie suivante.

d'optimum global, mais un ensemble de solutions optimales, et le choix d'une géométrie oblige à faire des concessions sur l'un ou l'autre des objectifs. La figure suivante [112] illustre le concept de front de Pareto lors d'une optimisation à deux objectifs, auxquels correspond pour chacun une fonction de coût (respectivement  $f_1$  et  $f_2$ ).

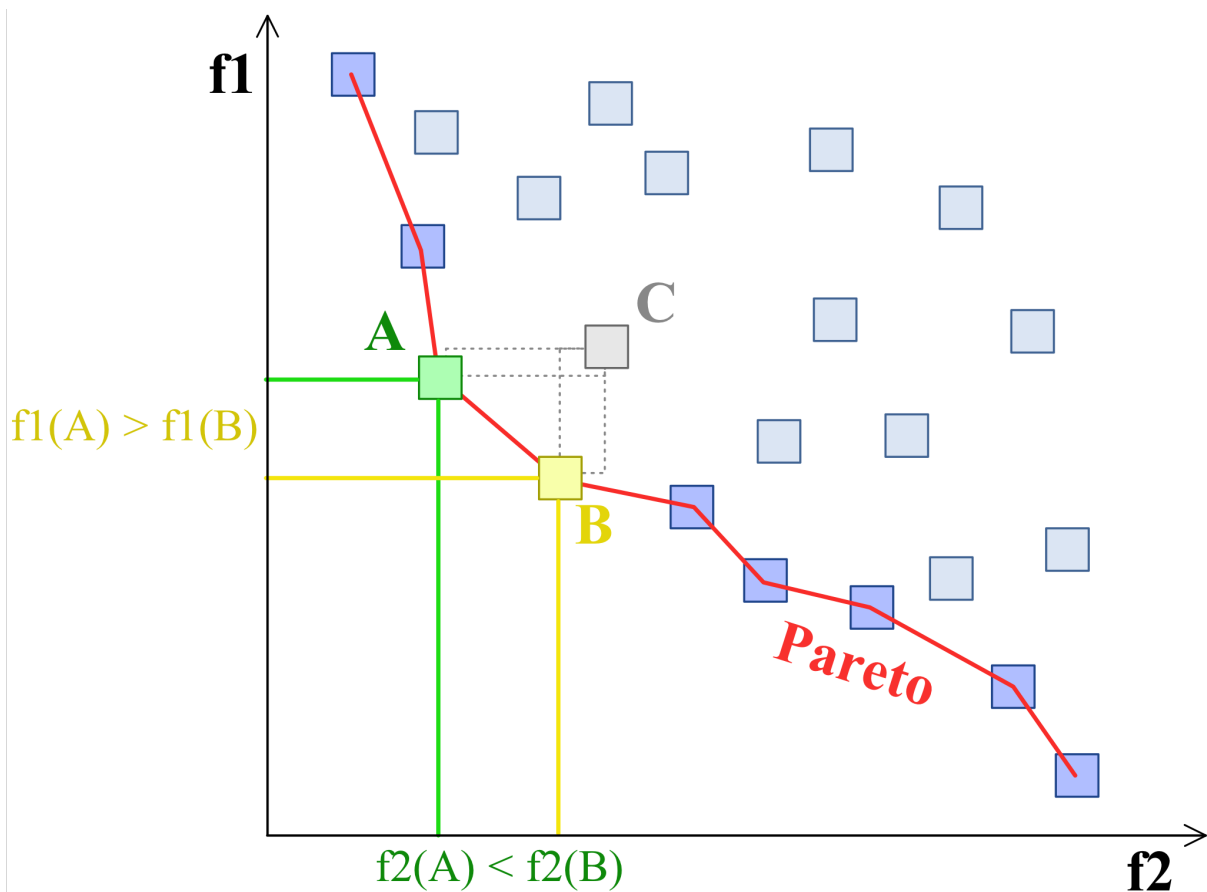


Fig. 3.1 : Exemple de front de Pareto pour une optimisation à deux objectifs

La Fig. 3.2 présente un diagramme d'état de l'exécution d'un algorithme d'optimisation d'antenne générique [113][114].

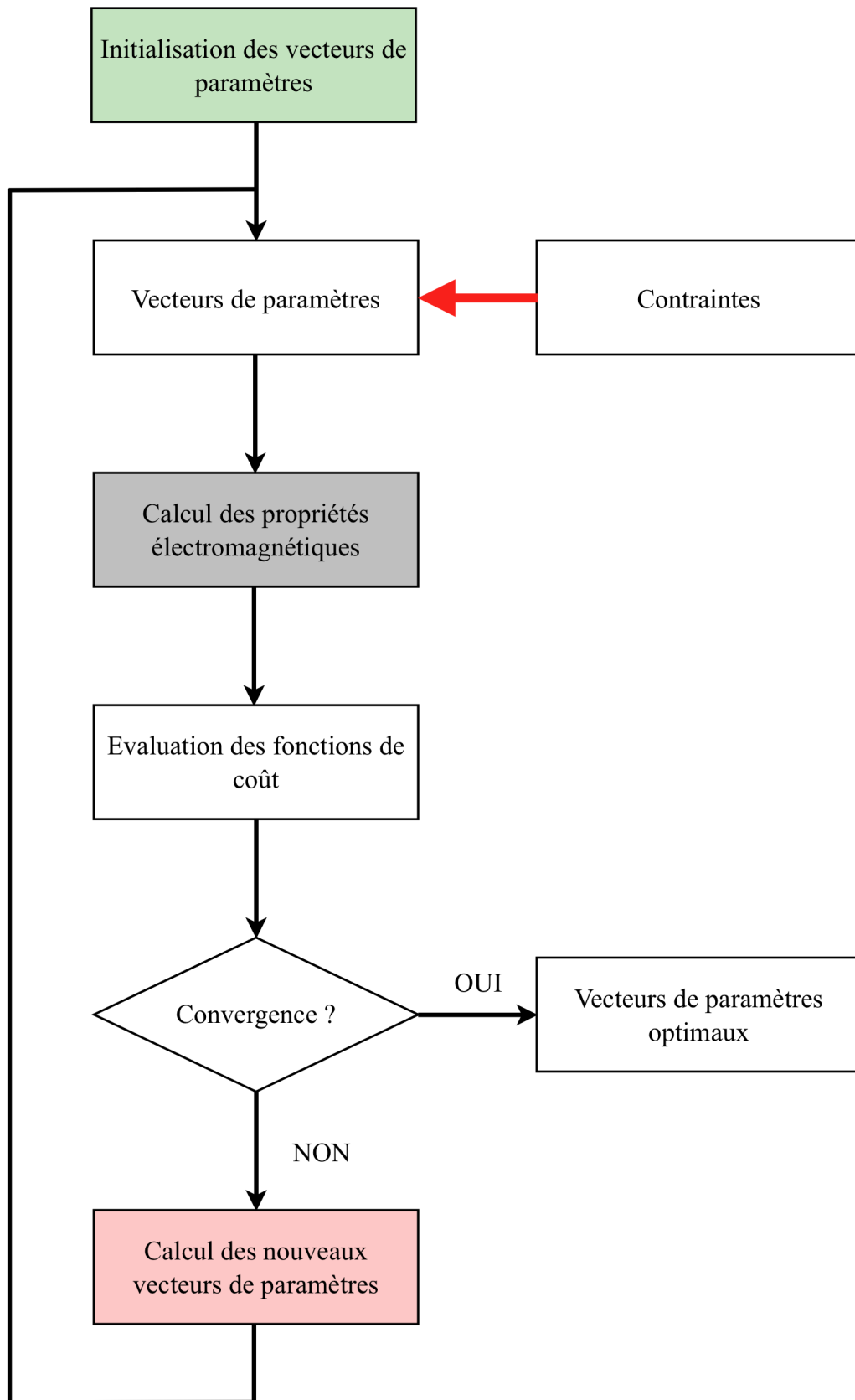


Fig. 3.2 : Graphique d'état d'une optimisation d'antenne générique

---

Les critères d'arrêt de l'algorithme sont variés ; il peut s'agir de la simple atteinte d'un nombre limite d'exécutions ou de la convergence des solutions dans un domaine stable de variation limitée des fonctions de coût. D'autre part, les contraintes qui s'exercent sur les paramètres peuvent être prises en compte de plusieurs manières : les solutions ne respectant pas les contraintes peuvent être simplement supprimées, mais l'on peut tenter de les ramener a posteriori dans le domaine de satisfaction des contraintes (par un algorithme de recuit simulé par exemple). Il est également envisageable de restreindre a priori les domaines de variation des paramètres (dans l'algorithme d'optimisation) afin d'éviter la non satisfaction des contraintes.

L'algorithme d'optimisation, au sens strict du terme, intervient dans le calcul des nouveaux vecteurs de paramètres (figurés en rouge sur le schéma précédent). Dans la section suivante, nous détaillerons les algorithmes d'optimisation qui ont été utilisés au cours de la thèse.

### ***3.2.2 Algorithmes d'optimisation***

#### **3.2.2.1 Population de départ**

Tout algorithme d'optimisation doit être initialisé, c'est-à-dire qu'il faut lui fournir un ou plusieurs vecteurs de paramètres de départ à partir duquel (ou desquels) il va démarrer. Après un premier calcul des fonctions de coût, l'algorithme décide d'un nouvel ensemble de vecteurs ; les fonctions de coût sont calculées de nouveau et ainsi de suite, de façon itérative, chaque étape s'accompagnant d'une diminution d'un ou plusieurs coûts. Cette étape d'initialisation est figurée en vert sur le schéma de la figure précédente. De quelle manière alors peut-on créer cette population de départ ?

Une première solution consiste simplement en l'utilisation d'un vecteur de paramètres, déterminé de manière empirique, qui offre une solution acceptable au problème de minimisation de coût ; ce vecteur sera ensuite optimisé afin d'en diminuer encore le coût. Il est alors apparent, que cette méthode ne permet qu'une optimisation locale ; si la phase empirique de la conception a permis d'obtenir une solution satisfaisante, on peut appliquer un algorithme d'optimisation purement local (comme un gradient qui sera détaillé dans la section suivante) afin de diminuer encore le coût de la solution finale.

Cependant, le plus souvent, on désire explorer de la manière la plus exhaustive possible l'espace engendré par les paramètres, dans le but d'atteindre un minimum global, ou de

générer un front de Pareto dense et aussi rapproché que possible de l'origine. Dans ce cas de figure, on génère un ensemble de vecteurs d'initialisation de différentes manières possibles.

On l'a évoqué précédemment, le temps de calcul d'une géométrie particulière est relativement important, par conséquent il n'est pas possible de générer une population initiale exhaustive de l'ensemble des paramètres. De même, des algorithmes de remplissage d'espace, comme par exemple un remplissage cubique face centré, créent une population initiale trop nombreuse. Il faut donc avoir recours à des algorithmes de création de population initiale moins exhaustifs mais permettant un remplissage satisfaisant de l'espace (c'est là une des principales difficultés des processus d'optimisation).

Une première solution est de générer une population initiale de manière aléatoire, ce qui permet d'obtenir très rapidement une population fournie. Le principal inconvénient de cette méthode est sa propension à engendrer des vecteurs qui ne respectent pas a priori les contraintes imposées aux paramètres. De tels vecteurs sont donc simplement supprimés ; cependant, si les contraintes sont fortes, il n'est pas nécessairement aisé d'obtenir aléatoirement une population dense. Une variante de ce remplissage aléatoire fait appel à un algorithme de recuit simulé modifié [115] sur la première population générée aléatoirement, afin que les vecteurs atteignent par modifications successives le domaine de faisabilité (i.e. le domaine dans lequel les contraintes sont respectées).

Enfin la dernière solution est de réutiliser un ensemble de vecteurs déjà optimisés pour initialiser un nouveau processus. On peut par exemple sélectionner les solutions se trouvant sur le front de Pareto d'une optimisation précédente comme population initiale, afin de tenter de rapprocher celui-ci de l'origine. Une autre possibilité est d'avoir recours à des vecteurs se trouvant sur la surface de réponse, méthode qui sera détaillée en section 3.2.2.4.

L'initialisation effectuée, l'algorithme d'optimisation à proprement parler entre en jeu et permet le calcul de nouveaux vecteurs de paramètre en fonction des variations des fonctions de coût.

### **3.2.2.2 Gradient**

Il s'agit d'un des algorithmes les plus simples et c'est aussi le premier qui a été utilisé durant la thèse. Il est important de remarquer tout d'abord que cet algorithme est purement mono-objectif ; il peut être étendu au cas multi-objectif, par combinaison linéaire des différents objectifs et ajustement des coefficients, appelés poids, se trouvant devant chaque fonction de coût. On est néanmoins ramené au cas où le but est de minimiser une unique

fonction globalisée, et on ne pourra utiliser des outils purement multi-objectifs, comme le front de Pareto.

L'algorithme du gradient, aussi appelé descente du gradient, nécessite une fonction de coût à valeurs réelles comportant autant de variables que de paramètres à optimiser. Il faut bien entendu l'initialiser, par l'une des méthodes explicitées précédemment, ce qui produit un vecteur initial  $a_0$ . Considérons une fonction de coût  $F$  à valeurs réelles, différentiable au voisinage de  $a_0$ , la descente du gradient est basée sur l'observation que  $F$  a la plus forte décroissance, en partant de  $a_0$ , dans la direction de l'opposé de son gradient (calculé en  $a_0$ ). Définissons alors  $a_1$  comme suit :

$$a_1 = a_0 - \gamma \cdot \nabla F(a_0)$$

Alors, pour  $\gamma$  suffisamment petit,  $F(a_1) < F(a_0)$ , et l'on peut construire ainsi une suite de points convergeant vers un minimum local. Le rôle de  $\gamma$  est très important : s'il est trop petit, la descente sera très lente, et l'on risque de converger vers un minimum local. S'il est grand, il est possible de sortir d'un minimum local, mais on risque de tourner autour d'un minimum sans jamais converger vers celui-ci : il peut donc être utile de faire varier  $\gamma$  dynamiquement au cours de l'exécution de l'algorithme. La figure ci-dessous représente schématiquement l'exécution d'une descente de gradient sur une fonction à deux variables, dont la surface représentative a la forme d'un bol (les lignes de niveau sont représentées en bleu).

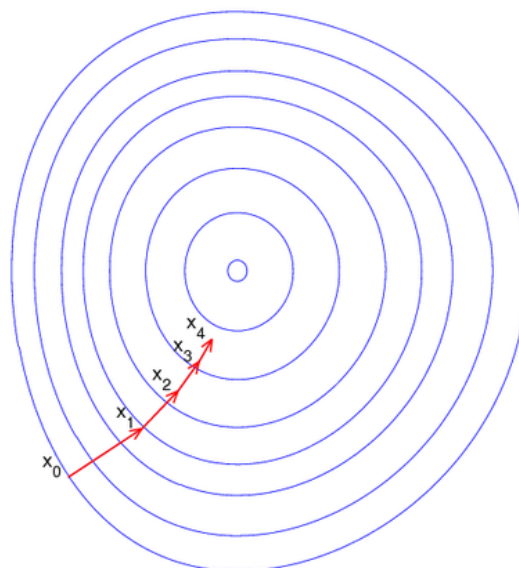


Fig. 3.3 : Illustration schématique de la descente du gradient pour une fonction à deux variables



Cet algorithme est très efficace pour améliorer localement et rapidement une solution qui a été déterminée empiriquement au préalable. Par ailleurs, il est facilement parallélisable (au sens des architectures de calcul), et ce, quel que soit le code de calcul « boîte noire » employé pour déterminer la fonction de coût<sup>17</sup> : en effet, le calcul du gradient nécessite le calcul des dérivées partielles de la fonction de coût par rapport à ses différentes variables. Le calcul de chacune de ces dérivées partielles peut s'effectuer dans un processus indépendant. De cette manière on obtient un taux de parallélisation de l'ordre de 100% : les premiers résultats d'optimisation présentés dans ce chapitre ont été obtenus grâce à un algorithme de gradient codé sous MATLAB, utilisant comme cœur de calcul le logiciel WIPL-D, et permettant une distribution du calcul sur 8 processeurs.

### 3.2.2.3 Génétique

L'algorithme génétique n'a pas été utilisé durant la thèse pour des raisons de puissances de calcul, cependant, il est important d'en présenter brièvement le fonctionnement, ne serait-ce que pour justifier le fait de l'avoir écarté, bien qu'il soit très utilisé dans le domaine de l'optimisation d'antennes [116][117][118][119][120][121][122].

L'algorithme génétique est un algorithme évolutionniste basé sur la réplication des mécanismes d'évolution du vivant : les individus les plus adaptés à un problème donné tendent à survivre le plus longtemps et à se reproduire plus facilement. Les paramètres à optimiser sont « codés » sous forme de chromosomes, et ces chromosomes peuvent subir, par analogie naturelle, des croisements et des mutations (suivant certaines probabilités), lors de la reproduction des populations. On ne détaillera pas ici les mécanismes de codage des chromosomes et de leur évolution, qui relèvent purement de l'algorithmique, mais il est intéressant d'explicitier succinctement le déroulement d'un tel algorithme.

La population de départ contient un certain nombre d'individus dont le niveau d'adaptation (c'est à dire la valeur de la fonction de coût pour chacun) est calculé. Une fraction de la population est sélectionnée<sup>18</sup> puis amenée à se reproduire. Lors de la reproduction croisements et mutations ont lieu, et le résultat est une nouvelle population, que l'on peut à nouveau faire évoluer.

---

<sup>17</sup> On fait bien entendu abstraction du nombre maximal d'exécutions simultanées du code de calcul, qui est potentiellement limité (mémoire machine, nombre de licences, etc.)

<sup>18</sup> Processus stochastique sélectionnant les individus les plus adaptés, tout en conservant une bonne diversité des individus.

L'avantage de cet algorithme est qu'en début d'exécution, il est très efficace pour explorer le domaine d'optimisation et trouver rapidement de bonnes solutions, c'est à dire des solutions dont le coût est faible. Cependant, lorsqu'il s'agit de déterminer plus localement des minima globaux, il converge moins rapidement que d'autres algorithmes. Il est important de noter d'autre part que l'algorithme génétique peut être appliqué à des problèmes d'optimisation multi-objectifs.

Le principal problème de cet algorithme est l'importance de son besoin en puissance de calcul : bien que très parallélisable (le coût de chaque individu peut être calculé dans un processus indépendant) il demande une taille de population importante, et de nombreuses générations pour être efficace. Or chaque individu doit être évalué et ce processus nécessite, dans notre cas, le calcul électromagnétique d'une antenne qui peut demander un certain temps. Par ailleurs la taille de la population elle-même, ainsi que les taux de mutation et de croisement, sont des paramètres délicats à déterminer, mais primordiaux à une exécution réussie de l'algorithme : plusieurs essais sont parfois nécessaires afin de les déterminer, ce qui augmente encore le temps total d'optimisation.

#### 3.2.2.4 Méthode de réponse de surface

Cette méthode n'est pas strictement un algorithme d'optimisation, mais elle peut venir en appui d'un algorithme, pour lui fournir, par exemple, une population de départ. Elle consiste, à partir d'un ensemble de vecteurs  $(x_1 \dots x_n)$  placés dans l'espace (une population de départ que l'on pourra avoir déterminée avec les techniques présentées en 3.2.2.1) et dont on a calculé la valeur du coût  $F(x_n)$  pour chacun, à interpoler les différents points  $(x_n ; F(x_n))$  obtenus afin d'obtenir une surface (au sens large) que l'on espère proche de celle représentative de  $F$ , en fonction des différents paramètres à optimiser.

On devra bien entendu faire des hypothèses sur la régularité, la statistique, voire la signification physique de la fonction de coût en fonction des paramètres, pour déterminer la fonction interpolante, et il n'est pas assuré que la surface interpolée obtenue soit confondue avec celle de  $F$ . Néanmoins, il est aisé et rapide de trouver analytiquement les minima de la surface obtenue, qui forment une bonne population de départ d'un éventuel algorithme d'optimisation. On pourra également calculer le coût de ces nouveaux éléments, afin d'affiner encore la surface interpolée, et tenter de s'approcher au mieux de la véritable surface représentative de la fonction de coût. L'avantage de cette méthode est sa grande rapidité : si les fonctions interpolantes sont efficaces et la fonction  $F$  suffisamment régulière, on peut

rapidement obtenir une allure relativement fidèle de la fonction de coût sur un domaine étendu, ce qui permet de faire un premier parcours rapide, quoique non exact, de l'ensemble du domaine d'optimisation.

### 3.2.2.5 Recuit simulé

L'algorithme de recuit simulé est également basé sur l'observation de la nature et plus particulièrement sur un phénomène d'origine métallurgique. En effet, en fonderie, le contrôle de la température de refroidissement d'un alliage en fusion permet d'augmenter la taille de ses cristaux et de diminuer le nombre de leurs défauts. Énergétiquement parlant, lorsque l'on chauffe un alliage, ses atomes ont une grande énergie et peuvent se libérer de leur état stable précédent (un minimum local d'énergie) pour se déplacer librement vers des états d'énergie plus élevée. En contrôlant la température de refroidissement, la probabilité augmente que l'atome se stabilise vers un nouvel état stable d'énergie inférieure au précédent.

Par analogie au processus physique, l'algorithme de recuit simulé procède de la manière suivante. Il est tout d'abord initialisé avec un ensemble de vecteurs de paramètres possédant chacun son énergie propre, correspondant à son coût. Considérons un de ces vecteurs et notons  $E$  son énergie. A chaque itération, on définit aléatoirement un vecteur « voisin » d'énergie  $E'$ , obtenu, par exemple, en perturbant aléatoirement chacun des paramètres à optimiser (avec une amplitude maximale à déterminer). Là interviennent deux éléments essentiels de l'algorithme de recuit simulé : la probabilité de transition  $P$ , et la loi temporelle de température  $T(t)$ .

La température est généralement fixée initialement à une valeur très élevée (voire infinie) puis est réduite progressivement, jusqu'à atteindre 0, après un certain nombre d'itérations. La loi de probabilité  $P(E, E', T)$ , qui représente la probabilité de transition d'un état d'énergie  $E$  à un état voisin d'énergie  $E'$ , à la température  $T$ , doit respecter plusieurs propriétés. La première est que, lorsque  $T$  tend vers 0,  $P(E, E', T)$  doit tendre vers 0 lorsque  $E' > E$  et doit avoir une valeur positive lorsque  $E' < E$ . Par ailleurs, il est important que  $P(E, E', T)$  soit toujours strictement positif lorsque  $E' > E$ , afin de permettre des mouvements vers des états d'énergie plus élevés, et ainsi éviter au vecteur de paramètres de stagner dans un minimum local d'énergie. Un exemple<sup>19</sup> de fonction  $P$  est le suivant :

---

<sup>19</sup> Choix appelé règle de Metropolis

$$\begin{cases} P = 1, \text{ si } E' < E \\ P = e^{-\frac{E'-E}{T}}, \text{ si } E' \geq E \end{cases}$$

Cette probabilité est comparée à un nombre  $\alpha$  généré aléatoirement entre 0 et 1. Si  $P(E, E', T) > \alpha$ , alors la transition est effectuée depuis le vecteur de paramètre d'énergie  $E$  vers son voisin d'énergie  $E'$ , sinon on reste dans le même état.

L'algorithme de recuit simulé ici présenté est la version d'origine, mono-objectif. Il peut être amélioré et étendu au cadre multi objectifs [123][124][125][126][127]. Au cours de la thèse on a utilisé un algorithme de recuit simulé multi-objectifs, intégré dans le logiciel modeFrontier.

### 3.3 Première approche : antenne PIFA avec un nombre important de composants

#### 3.3.1 Démarche, contraintes, premiers résultats

L'antenne présentée dans cette section est la première antenne conçue durant la thèse. L'objectif fixé est la réalisation d'une antenne pour terminal, reconfigurable en fréquence sur une large bande, mais dont la bande instantanée peut être étroite. Sans avoir de cahier des charges précis, deux contraintes fortes ont été considérées : l'antenne doit être compacte et fonctionner sur une bande couvrant environ 0,5 à 5 GHz, ce qui englobe la majorité des standards de communication (bande étroite).

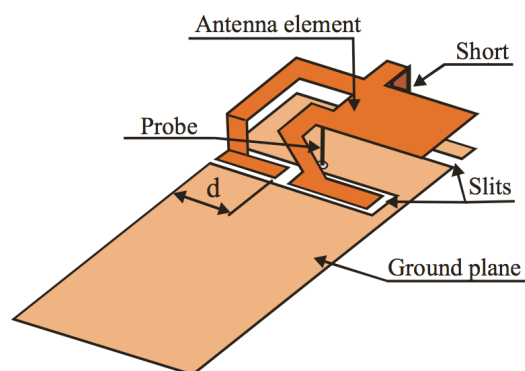


Fig. 3.4 : Exemple de chargement de plan de masse dans une antenne PIFA

L'antenne étant destinée à des terminaux, l'étude s'est naturellement orientée vers des antennes de type PIFA. En s'inspirant de résultats précédemment publiés [128] on a décidé

d'utiliser une fente dans le plan de masse, et de charger cette fente par un repli du patch rayonnant, comme présenté en

Fig. 3.4. En effet, en ajustant la longueur du ruban métallique chargeant la fente, il est possible de faire varier la fréquence de résonance de l'antenne. Dans un premier temps, le type de reconfigurabilité choisi est discret (et fréquentiel, comme toutes les antennes développées au cours de la thèse). L'antenne est modélisée à l'aide du logiciel WIPL-D, et les interrupteurs modélisés par des composants parfaits, comme présenté dans le chapitre précédent.

La première version de l'antenne comporte un plan de masse, dont la taille a été fixée, dès le départ à 60 x 115 mm, après quelques simulations préliminaires. Au dessus de ce plan de masse se trouve un patch rayonnant ; de ce dernier est issu un ruban métallique replié qui vient charger une fente taillée dans le plan de masse. Un fil de métal reliant le plan de masse au patch fait office d'alimentation, l'excitation étant réalisée par un port delta-gap situé à la jonction entre le plan de masse et ce fil. La reconfigurabilité se situe au niveau du ruban métallique : celui ci est découpé au niveau du plan de masse en trois éléments distincts, connectés en série par des fils et des interrupteurs parfaits. Ceux-ci permettent de relier ou non les parties entre elles ce qui a pour effet de faire varier la longueur électrique de la fente, donc la fréquence de résonance de l'antenne. La figure ci-dessous présente la géométrie de cette antenne.

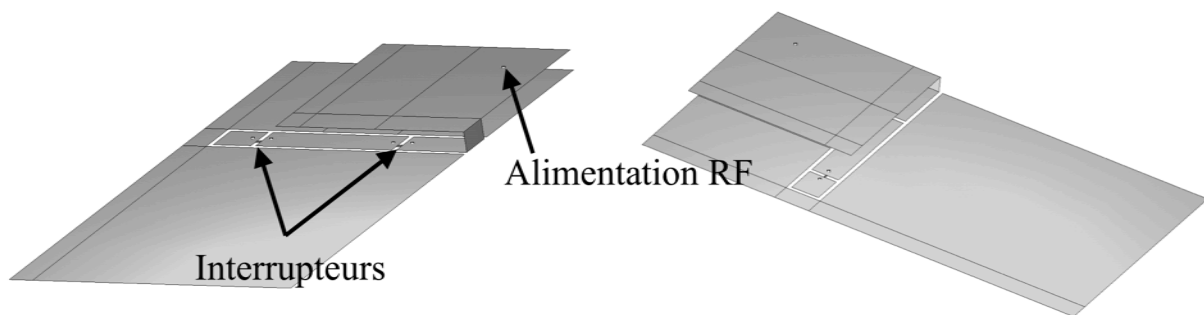


Fig. 3.5 : Géométrie de départ de l'antenne PIFA reconfigurable

L'accordabilité fréquentielle de l'antenne avec cette seule reconfigurabilité est bien loin de recouvrir la totalité du domaine spectral visé ; il est nécessaire d'ajouter à l'antenne d'autres éléments reconfigurables, afin d'augmenter le nombre maximal de configurations possibles et donc potentiellement le nombre de fréquences de résonances distinctes. A cet effet sont ajoutés un certain nombre de fils, connectant le patch au plan de masse par

---

l'intermédiaire d'interrupteurs parfaits, se comportant comme des courts-circuits commutables et permettant l'apparition de nouvelles fréquences de résonance.

Il est important, pour comprendre la démarche de conception de cette première antenne, de remarquer que la technique de simulation multiport présentée dans le chapitre précédent n'est jusque là pas encore mise en place. Dans le but de couvrir le domaine fréquentiel de 0,5 à 5 GHz, on procède comme suit : un court-circuit commutable supplémentaire est ajouté et positionné de manière à obtenir une nouvelle fréquence de résonance lorsqu'il est passant. Cette dernière peut être ensuite modifiée en commutant entre les trois longueurs du ruban chargeant la fente. Lorsque l'interrupteur est bloquant, la capacité du modèle d'interrupteur est tellement faible qu'aucun courant ne traverse le court-circuit ; ce dernier n'a donc aucun impact sur le comportement de l'antenne. L'opération d'ajout de court-circuit commutable est répétée un certain nombre de fois, pour faire apparaître autant de nouvelles résonances que possible. Cependant, au delà d'un certain nombre (ici 3), l'ajout d'un court-circuit supplémentaire ne résulte pas nécessairement en l'apparition d'une nouvelle fréquence de résonance significative (dans le sens où elle est adaptée et distincte des résonances déjà existantes).

Afin de faire apparaître encore de nouvelles résonances, un élément parasite, en forme de L, est alors ajouté à côté du patch. A nouveau, des courts-circuits commutables sont mis en place, ce qui amène le nombre total d'interrupteurs à 13 (11 courts-circuits commutables et 2 interrupteurs permettant de faire varier la longueur du ruban) auxquels s'ajoute un port d'alimentation de l'antenne. La géométrie ainsi obtenue est présentée en figure Fig. 3.6 et ses dimensions dans le Tableau 3.1.

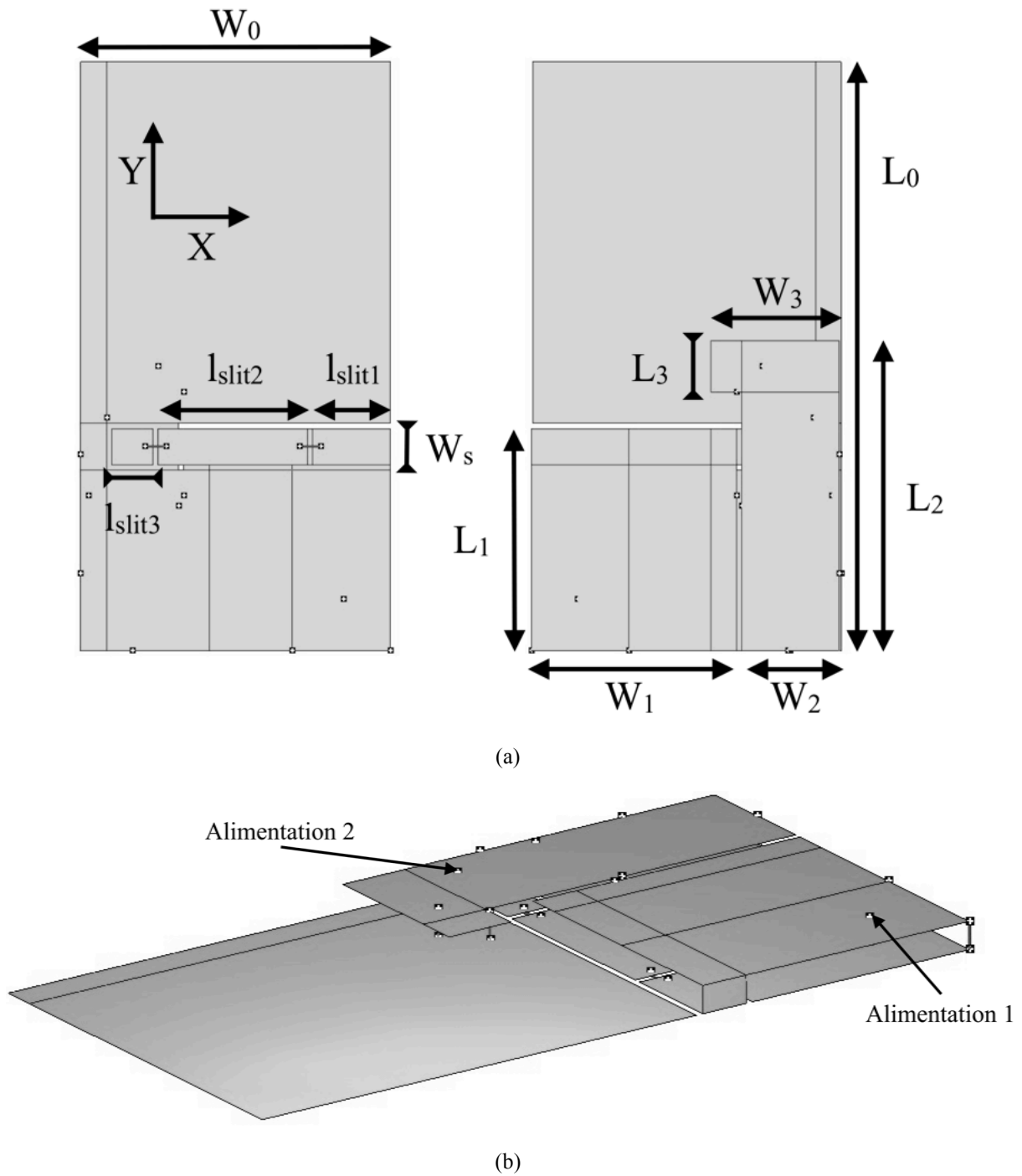


Fig. 3.6 : Géométrie de l'antenne PIFA proposée, vu de dessous (a – gauche), de dessous (b – gauche) et en perspective (b)

Paramètre	Dimension (mm)
$L_0$	114
$L_1$	45
$L_2$	50
$L_3$	10
$l_{slit1}$	15
$l_{slit2}$	29
$l_{slit3}$	8

$W_0$	60
$W_1$	40
$W_2$	19
$W_3$	25
$W_s$	9

TABLEAU 3.1 : DIMENSIONS DE L'ANTENNE PIFA PROPOSEE

Le problème principal présenté par cette méthode de conception est son manque de transparence : la modification d'un paramètre géométrique de l'antenne entraîne nécessairement la modification manuelle des interrupteurs, suivie d'une nouvelle simulation : cela signifie, en comptant 11 courts-circuits commutables (dont un seul est passant à la fois, les autres étant bloquants), pour chacun desquels trois longueurs de ruban sont possibles, un total de 33 manipulations (modification des interrupteurs puis simulation et enfin récupération des données) pour obtenir le comportement total de l'antenne.

Afin de gagner du temps, et de fluidifier le processus de conception, la méthode de simulation multiports est mise en place, et s'avère très efficace. En plus de permettre en une seule simulation (certes plus longue) le calcul du comportement de l'antenne dans toutes les configurations présentées ci-dessus, le traitement matriciel automatisé permet de prendre en compte un nombre de configurations beaucoup plus important. En effet, lors des phases initiales de conception présentées ci-dessus et pour des raisons uniquement pratiques, il n'est envisagé d'activer qu'un seul court-circuit à la fois, ce qui est extrêmement limitant, ne serait-ce qu'au regard du nombre total de possibilités de configuration d'interrupteurs. Grâce au traitement en masse permis par MATLAB, on peut avoir accès à un nombre total de  $2^{13}$  configurations. Par ailleurs, le point d'alimentation qui avait été fixé au début de la conception peut potentiellement être déplacé à n'importe lequel des 11 courts-circuits, ce qui fait un total de 12 points d'alimentation possibles. Au total, au lieu des 33 configurations possibles envisagées initialement, la considération de l'antenne comme un composant multiports permet d'avoir accès à un nombre total de  $12 \cdot 2^{13} = 98304$  configurations.

De quelle manière cependant considérer une courbe de  $S_{11}$  globale de l'antenne, qui tienne compte de ce nombre très important de combinaisons ? La solution simple est, pour chaque échantillon de fréquence, soit ici 400 entre 0,5 et 10 GHz, de parcourir l'ensemble des configurations disponibles et de sélectionner celle qui présente la meilleure adaptation. Lors de ces traitements deux points d'alimentation s'avèrent être intéressants : le point d'origine (que l'on appellera point 1), ce qui semble naturel dans la mesure où c'est celui qui a été



utilisé lors de la conception de l'antenne, ainsi qu'un second (point 2), tous deux présentés en Fig. 3.6.

En chacun de ces deux points d'alimentation, la courbe de  $S_{11}$  est obtenue en reliant linéairement les minima parmi toutes les configurations possibles pour chacun des points fréquentiels. La Fig. 3.7 présente les courbes d'adaptation obtenues pour les points d'alimentation 1 et 2.

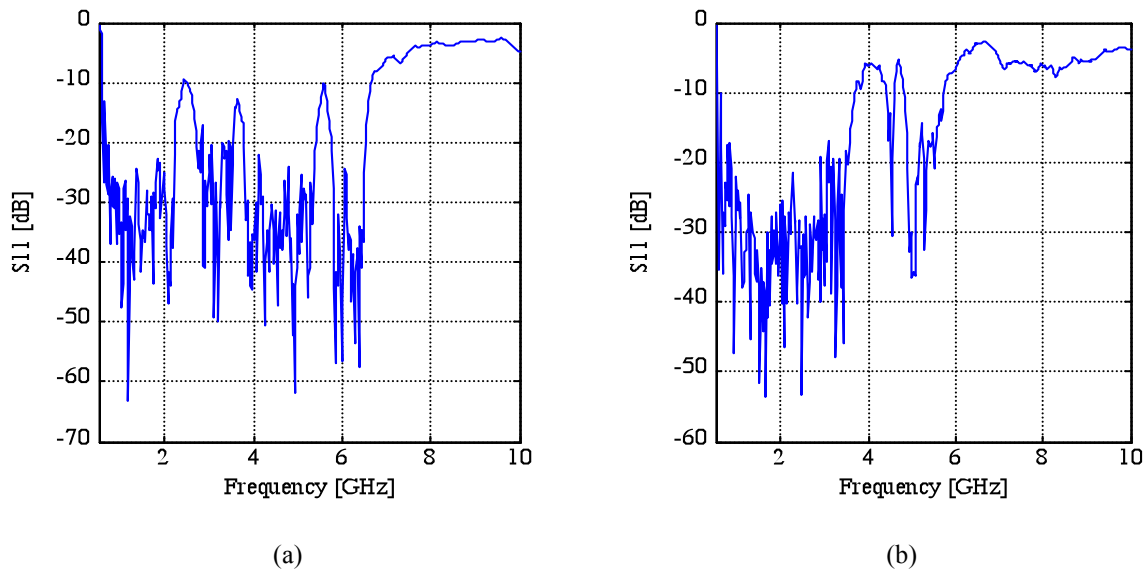


Fig. 3.7 : Courbe de  $S_{11}$  de l'antenne proposée, aux points d'alimentation 1 (a) et 2 (b)

Comme on peut le voir, on atteint avec ce grand nombre de configurations une bande passante totale ultra large de 0,5 à 6,7 GHz pour le point 1. La bande globale du point 2 est moins large, de 0,6 à 3,9 GHz, mais l'adaptation est meilleure. Il ne s'agit pas ici, bien entendu, de bandes instantanées, mais de résultats d'une reconfiguration entre différents états des interrupteurs.

Il est cependant manifeste que cette bande passante globale ne prend pas en compte la bande passante individuelle de chacun des modes. Or il est important d'avoir une idée de la valeur de celles-ci, dans la mesure où une bande passante trop large ou trop étroite n'est pas forcément souhaitable. Néanmoins, mis à part l'étude détaillée des 400 différentes configurations<sup>20</sup> qui constituent les courbes globales de  $S_{11}$ , on ne peut obtenir de manière exhaustive le comportement de l'antenne à chacune de ses fréquences de fonctionnement.

<sup>20</sup> Certaines configurations peuvent être employées en plusieurs points fréquentiels, ce qui diminue le nombre total de configurations réellement utilisées.

Pour pallier très partiellement ce problème, il a été décidé de calculer une bande passante moyenne pour les différentes configurations employées, ainsi que les valeurs extrêmes. Pour le point d'alimentation 1, la bande passante moyenne (à -10 dB) est de 290 MHz ; cependant, celle-ci peut varier de 20 MHz (résonance très aigue, 20MHz étant le plus petit pas fréquentiel) jusqu'à presque 1GHz (bande ultra large), ce qui témoigne d'une très grande variabilité de cette caractéristique. La Fig. 3.8 présente la bande passante (à -10 dB, en MHz) de chaque configuration pour chacun des points fréquentiels de l'étude, pour les points d'alimentation 1 et 2.

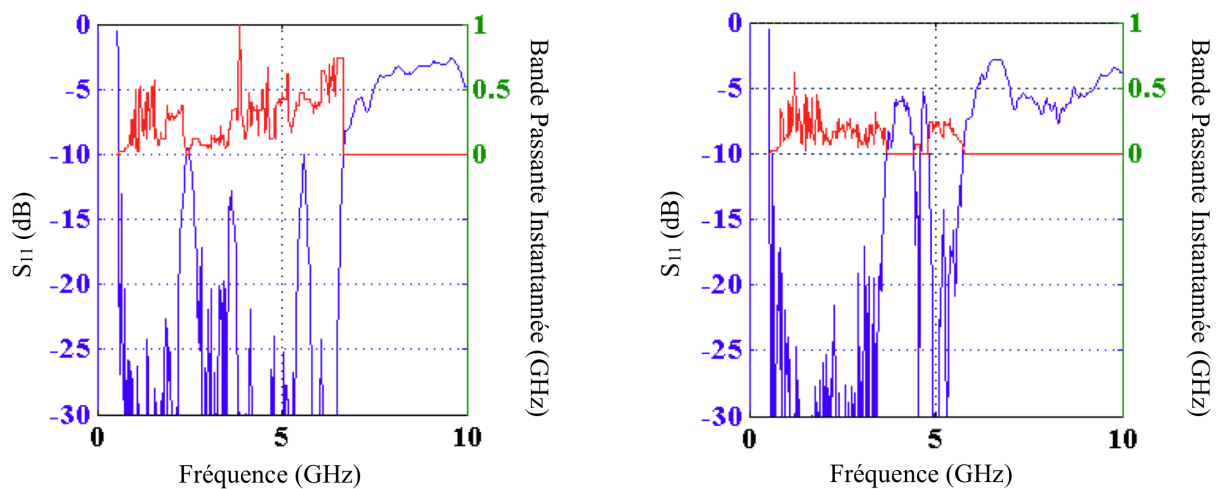


Fig. 3.8 : Adaptation et bandes passantes associées de l'antenne présentée, pour le point d'alimentation 1 (a) et 2 (b)

Comme expliqué précédemment, les diagrammes de rayonnement ne font pas partie des critères de conception de l'antenne. Par ailleurs, dans la mesure où tous les composants utilisés sont sans pertes (capacités idéales), l'antenne adaptée rayonne nécessairement ; néanmoins, il est souhaitable d'observer les diagrammes de rayonnement, ne serait-ce que pour observer leur variabilité en fréquence, ou distinguer des directions privilégiées. La figure ci-dessous montre différents diagrammes de rayonnement aux fréquences de communication usuelles (GSM, GPS, WiFi, etc.). A chaque fréquence, on a choisi la configuration d'interrupteurs donnant la meilleure adaptation, et le diagramme de rayonnement est calculé en présence des interrupteurs.

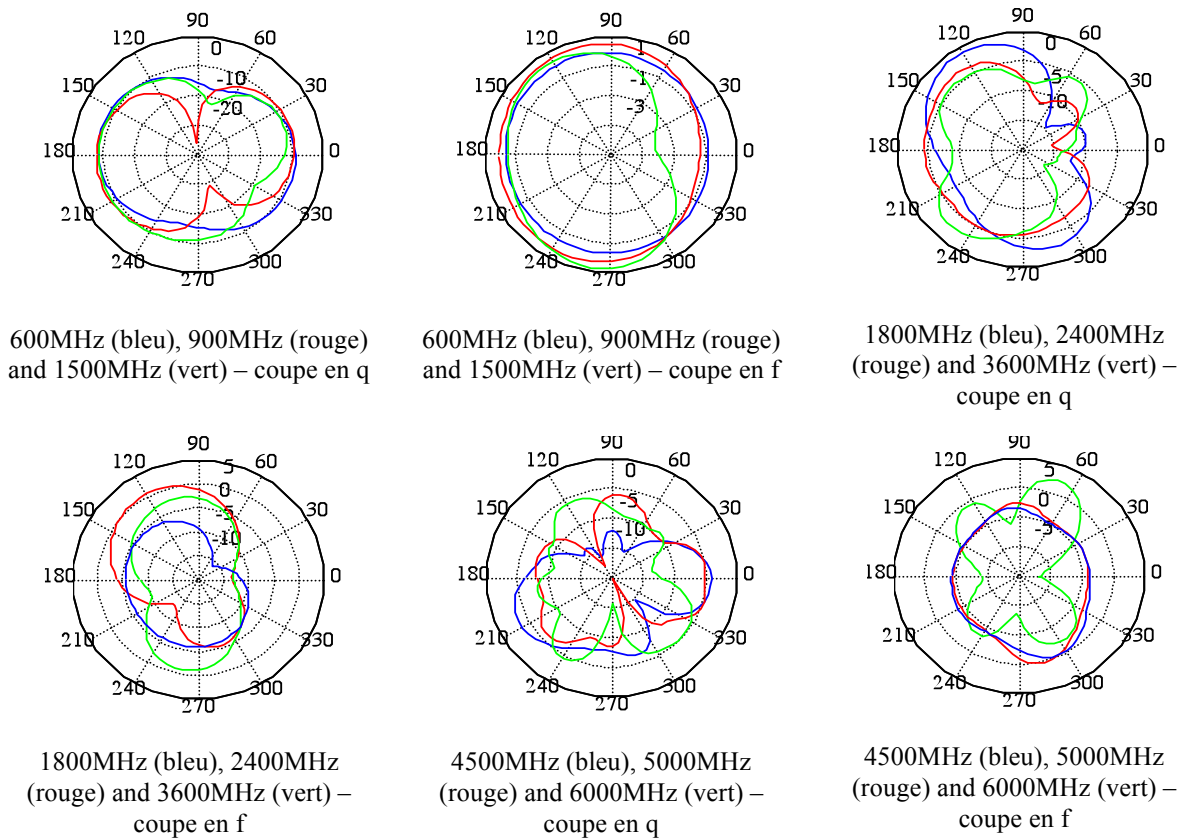


Fig. 3.9 : Diagrammes de gain de l'antenne PIFA proposée, en dBi

A basse fréquence, les diagrammes ont une allure toroïdale, avec un rayonnement omnidirectionnel en  $\phi$ , et un gain maximum de 1 dBi. En revanche, lorsque la fréquence augmente, les diagrammes deviennent plus torturés, moins réguliers ; l'antenne devenant électriquement plus grande, les nombreux courts-circuits perturbent beaucoup plus les champs rayonnés. Par ailleurs le gain diminue fortement, étant presque uniformément négatif en dBi, mis à part dans certaines directions privilégiées. Il est aussi important de noter une certaine stabilité dans les diagrammes de gain, au sens où leur évolution avec la fréquence est relativement lente, ce qui n'est pas évident au vu du fonctionnement de l'antenne. En effet, la configuration des interrupteurs est amenée à changer tous les 20 MHz (au maximum), et ce changement s'accompagne d'une modification du diagramme de rayonnement. Il serait nécessaire de parcourir exhaustivement l'ensemble des configurations pour le certifier, néanmoins il semble, au vu de ces courbes réparties sur l'ensemble de la bande adaptée de l'antenne, que les diagrammes de rayonnement ne changent pas brusquement.

Ces premiers résultats montrent une grande flexibilité dans le comportement électrique et radiatif des antennes, pour peu qu'on mette en place judicieusement un nombre suffisant de commutateurs. Cependant il s'agit d'une conception purement académique et non réaliste,

dans la mesure où des composants parfaits ont été utilisés, et où aucun circuit d'alimentation n'a été intégré. En outre la complexité de fabrication, son coût et la difficulté à piloter et alimenter les composants la rendraient très peu propice à une utilisation pratique.

### 3.3.2 Utilisation de composants réalistes

Dans le but de rendre le modèle d'antenne présenté précédemment, plus réaliste, il convient de prendre en compte des caractéristiques réalistes des composants. Deux types de composants, présentés dans le chapitre précédent, ont été utilisés. Il s'agit de diodes PIN BAR63, ainsi que d'interrupteurs micro-onde à l'arséniure de gallium SW479 de MaCOM. La Fig. 3.10 montre les courbes de  $S_{11}$  calculées sous MATLAB par la méthode de simulation multiport, en injectant les caractéristiques des deux types de composants. Le port 1 est ici utilisé pour l'alimentation.

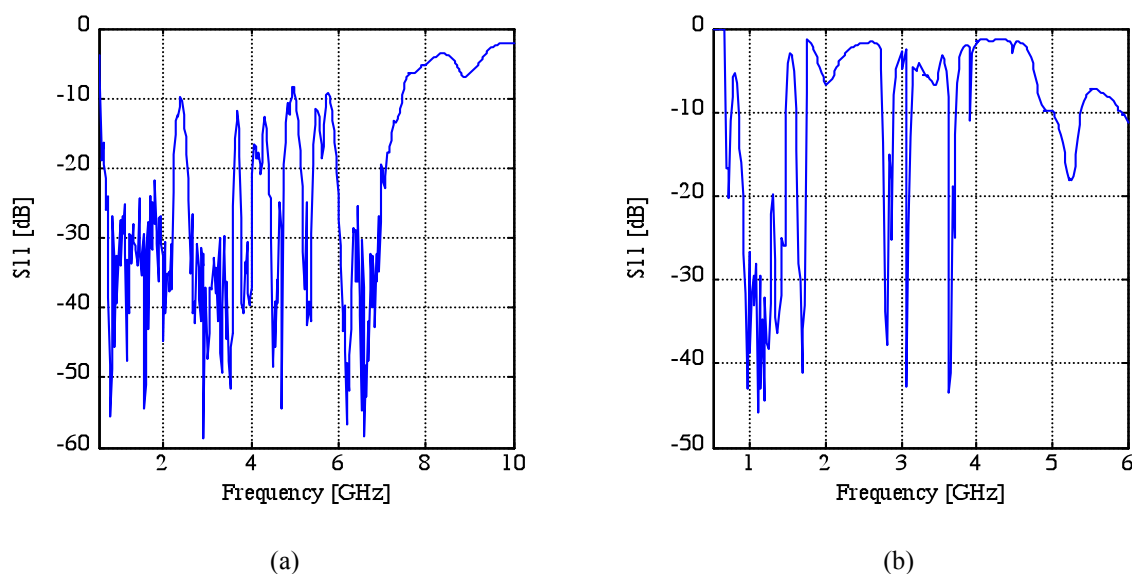


Fig. 3.10 : Courbes de  $S_{11}$  calculées en utilisant des caractéristiques de diodes PIN (a) et d'interrupteurs GaAs (b)

L'utilisation des diodes PIN ne change pas le comportement de l'antenne de manière importante. En effet, ces diodes ont un comportement proche des capacités utilisées pour modéliser les interrupteurs, bien que la capacité soit plus forte (environ  $1.5e-13$  F au lieu de  $1e-15$  F).

En revanche, l'utilisation des interrupteurs se révèle désastreuse. L'adaptation est mauvaise et la bande passante à -10 dB très fortement réduite, les fréquences adaptées étant disséminées sur le spectre étudié. Les pertes d'insertion des SW479 sont pourtant bonnes, de même que leur isolation. Cette dégradation des performances ne peut être liée qu'à deux

facteurs. Le premier est la relativement mauvaise adaptation de ces composants, puisque cette dernière peine à atteindre les -15 dB en basse fréquence, et dépasse -10 dB au delà de 3,5 GHz. Mais la raison la plus probable provient de la dimension physique du composant. Contrairement aux diodes PIN, dont l'extension spatiale est très limitée, la phase d'un signal qui traverse ces interrupteurs varie grandement en fonction de la fréquence, de telle sorte que le placement des différents courts-circuits n'est plus valide. Il est nécessaire de repositionner ces derniers, en prenant en compte la phase des interrupteurs.

### ***3.3.3 Simplification, et optimisation***

Une seconde piste pour améliorer l'antenne, cette fois d'un point de vue de la faisabilité, dans le sens de capacité à réaliser un prototype, est de réduire le nombre très important de composants. Comme explicité précédemment, les composants ont été ajoutés un à un, sans prendre en compte les autres composants déjà présents et les possibilités combinatoires qui découlent de leur présence. Pour réaliser l'antenne, il est nécessaire de la simplifier, la manière la plus rapide étant de diminuer le nombre de composants actifs. Mais il faut un critère pour déterminer quels composants et donc quels courts-circuits supprimer.

L'étude des diverses configurations aux différents points fréquentiels, permet de déterminer quels interrupteurs sont les moins utilisés, en comptabilisant combien de fois chaque interrupteur est passant ou bloquant, uniquement sur la bande de 0.5 à 5 GHz<sup>21</sup>. Les interrupteurs qui sont le plus souvent bloquants sont supprimés (avec leur court-circuit associé). On pourrait tout aussi bien supprimer ceux qui sont le plus souvent passants, auquel cas, les courts-circuits resteraient sur l'antenne, ce qui compliquerait le prototypage (par comparaison au cas précédent). La seule exception concerne l'un des interrupteurs qui relie deux parties du ruban métallique ; en effet celui-ci étant presque toujours passant, il a été décidé de le supprimer, et de connecter les deux parties du ruban que celui-ci séparait. En plus de cet interrupteur, trois autres courts-circuits ont été supprimés, ce qui porte à un total de 10 le nombre d'accès sur l'antenne : une alimentation et neuf interrupteurs. Par ailleurs, le port d'alimentation est désormais figé, sur l'accès 1. Pour améliorer ses performances, ce modèle simplifié est par la suite optimisé.

Tout d'abord pour accélérer les calculs, le domaine fréquentiel d'optimisation est réduit à l'intervalle 0,5 – 5 GHz. Ensuite, les paramètres optimisés sont limités aux positions des

---

<sup>21</sup> Il n'est pas utile, voire il est contre-productif, de prendre en compte les configurations utilisées aux fréquences les plus hautes (> 6GHz) puisque l'antenne n'est alors pas adaptée.

courts-circuits sur le plan de masse, les autres dimensions de l'antenne (plan de masse, patch rayonnant, parasite) n'étant pas optimisés. Si cela restreint grandement le domaine d'optimisation, cela permet de faciliter la formulation des contraintes ; par ailleurs, les paramètres les plus importants, au sens où ce sont eux qui influent le plus sur le comportement de l'antenne, se trouvent être les positions des interrupteurs (et de l'alimentation), et cela porte déjà le nombre de paramètres à 20. Pour l'optimisation proprement dite, on procède comme suit : tout d'abord une population initiale importante (environ 1000 vecteurs de paramètres) est générée de manière aléatoire, les vecteurs ne satisfaisant pas les contraintes étant supprimés (une vingtaine environ). Les géométries associées à ces vecteurs initiaux sont simulées, celle de coût moindre optimisée localement ensuite grâce à l'algorithme de gradient. Toutes les fréquences considérées d'intérêt identique, la fonction de coût a été choisie sous la forme simple :

$$\sum_{f \in [0,5;5]} |S_{11}(f)|^2$$

Minimiser cette fonction de coût revient alors à minimiser la puissance fréquentielle moyenne réfléchiée au port d'entrée. L'antenne ainsi optimisée est présentée en Fig. 3.11, et la courbe d'adaptation correspondante en figure Fig. 3.12. L'optimisation permet de maintenir un bon niveau de performances, avec une adaptation à -10 dB de 0,6 à 5 GHz, malgré la diminution importante du nombre de composants. Il est aussi intéressant de noter que la bande d'optimisation est effectivement satisfaite, au détriment des fréquences supérieures à 5 GHz (par rapport à l'antenne 14-ports présentée précédemment).

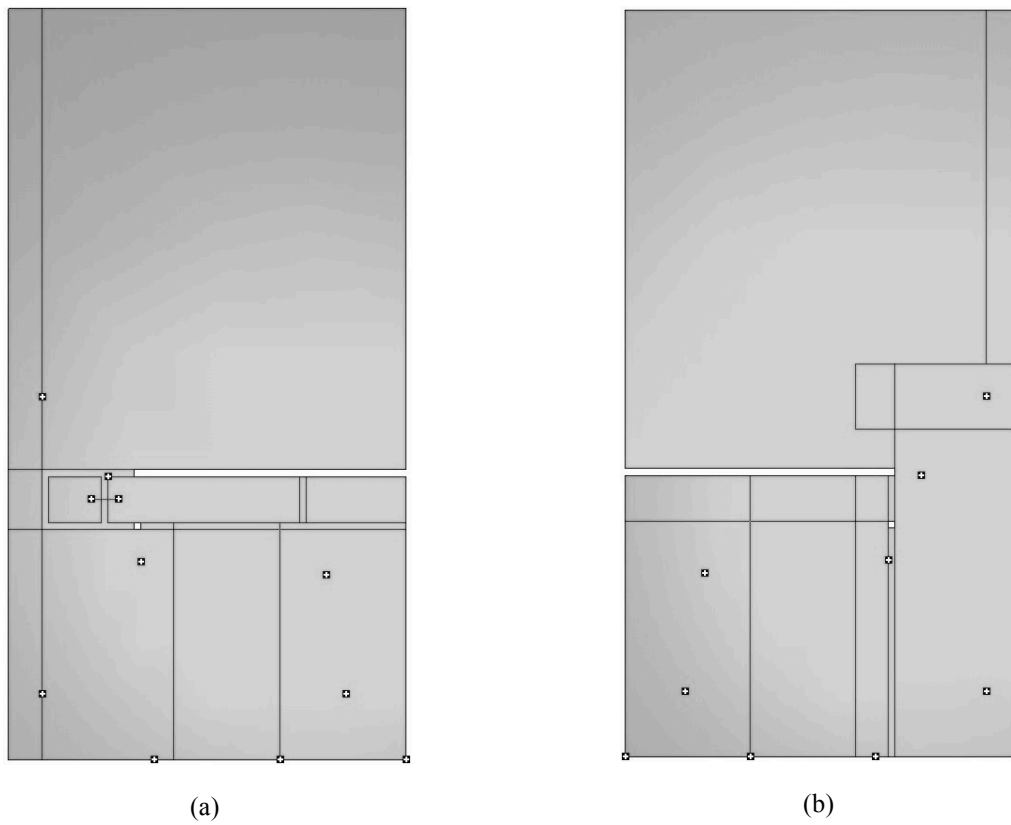


Fig. 3.11 : Géométrie de l'antenne PIFA 10-accès optimisée vue du dessous (a) et du dessus (b)

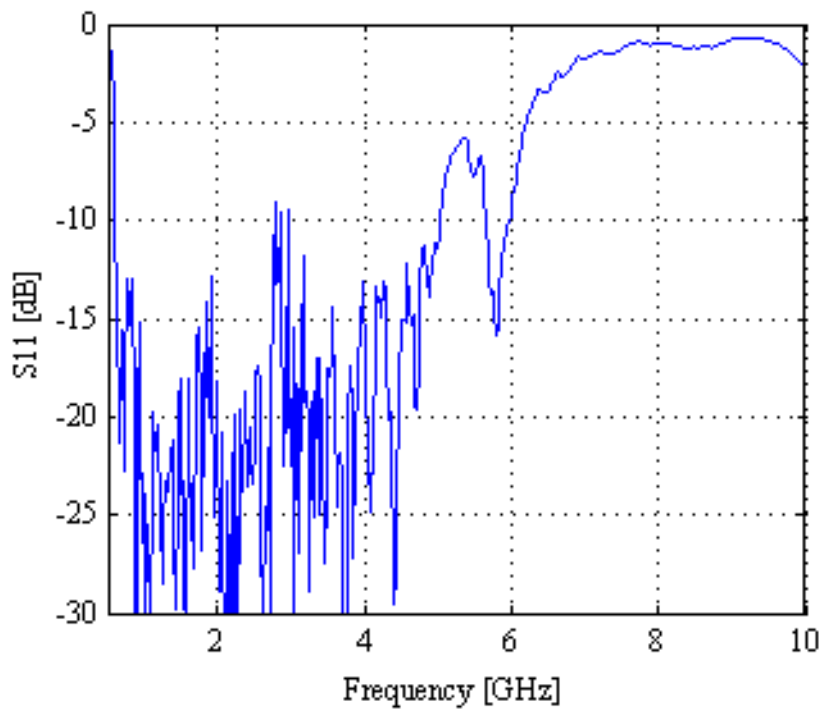


Fig. 3.12 : Courbe d'adaptation de l'antenne PIFA optimisée

### 3.3.4 *Limites et ouverture*

Ces premiers résultats d'optimisation sont encourageants, mais insuffisants. Afin de valider les concepts développés pour cette antenne PIFA reconfigurable et ses variantes, il est nécessaire de réaliser un prototype et de mesurer les caractéristiques, au moins fréquentielles, de celui-ci.

Il faut commencer par intégrer les caractéristiques de composants au sein de la boucle d'optimisation, afin de prendre en compte notamment la phase qui est critique pour les interrupteurs intégrés. Par ailleurs, le nombre de composants actifs doit être réduit de manière significative. En effet, lors de la mesure des caractéristiques des interrupteurs micro-onde, qui a nécessité la création d'un circuit de mesure (cf. chapitre précédent), ces derniers se sont révélés très sensibles. Il est par ailleurs également important pour la fiabilité des résultats de simulation de prendre en compte les circuits de polarisation des composants actifs.

Ces différentes constatations ont débouché sur la conception d'une nouvelle antenne PIFA, plus simple, décrite dans le paragraphe qui suit.

## **3.4 Seconde approche : antenne PIFA avec deux composants**

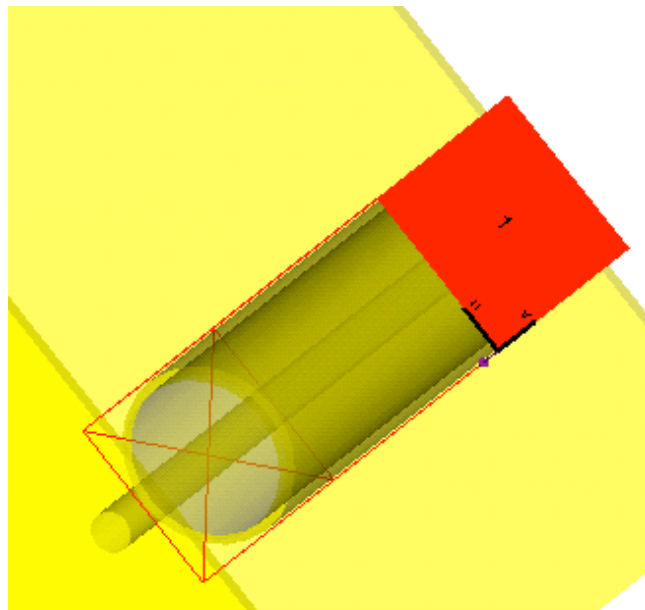
### *3.4.1 Présentation de l'antenne et des contraintes a priori*

La contrainte très forte que l'on s'est imposée en début de conception de cette nouvelle antenne est de réduire le nombre de composants actifs à uniquement deux, ce qui correspond à un nombre total de 4 configurations différentes. Afin de s'affranchir des problèmes de polarisation et en dépit de la taille gênante de ces composants (cf paragraphe 3.3.2), les interrupteurs GaAs ont été choisis comme composant actifs car ils intègrent les circuits de découplages et d'isolation nécessaires à leur fonctionnement. Une seconde contrainte additionnelle concerne les dimensions de l'antenne, avec une taille de plan de masse volontairement fixée à 40 x 60 mm eu égard à des conditions réalistes d'usage d'un terminal portable. La bande de fréquence de fonctionnement visée est d'environ 900 MHz jusqu'à 3,6 GHz, ce qui permet de couvrir la plupart des standards de communication (bande étroite). Le réalisme du modèle utilisé pour l'antenne est amélioré dans cette nouvelle conception, dans la mesure où le niveau de détails est plus important (au détriment du temps de simulation). Cette nouvelle antenne marque également le passage à un nouveau système de logiciel, avec le



couple CST + ADS en lieu et place du couple WIPL-D + MATLAB. C'est notamment CST, en particulier son module de CAO, qui a permis de complexifier le modèle d'antenne dont le détail est présenté ci-dessous.

Premièrement la modélisation de l'alimentation RF de l'antenne a été améliorée. Au lieu d'un delta-gap reliant le court-circuit d'alimentation et le plan de masse, le nouveau modèle utilise un modèle de câble coaxial (gaine + âme), qui permet une bonne modélisation de la véritable transition entre le guide d'onde coaxial et le couple plan de masse – âme du coaxial de l'antenne prototypée. Par ailleurs, toujours dans le but de modéliser au mieux l'alimentation de l'antenne, une excitation de type *guide d'onde* est utilisée dans le simulateur électromagnétique ; pour ce type d'excitation, le simulateur calcule les modes propres de la géométrie du câble d'alimentation, et propage ces derniers le long du câble. Un mécanisme de déconvolution intégré permet alors de s'affranchir de la longueur du câble d'alimentation, et de se positionner exactement dans le plan d'accès de l'antenne. L'avantage de ce mode d'excitation de l'antenne, en comparaison par exemple, avec un simple delta-gap entre l'âme et la gaine du câble coaxial, est qu'il supprime les problèmes de modes évanescents dans le guide d'onde, se traduisant par une mauvaise précision sur le  $S_{11}$  simulé de l'antenne.



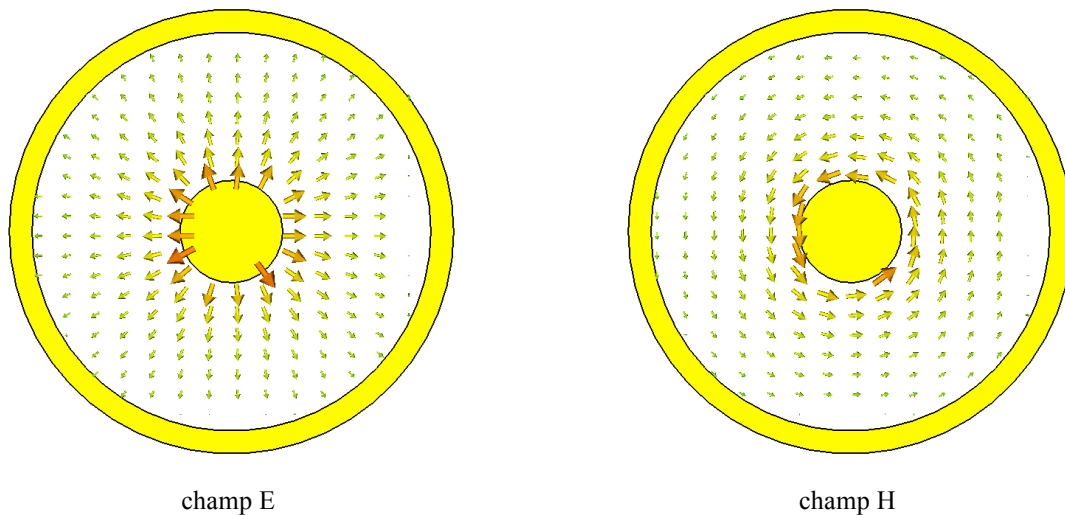


Fig. 3.13 : Modèle de câble coaxial et mode propre (ordre 1, TEM) propagé pour l'alimentation de l'antenne

Les interrupteurs sont positionnés sous le plan de masse de l'antenne. Conformément à ce qui a été montré au chapitre précédent, deux fils relient le patch rayonnant de l'antenne aux interrupteurs, au travers de vias dans le plan de masse. Ces vias, de même que les circuits de montage détaillés sont modélisés dans CST. Par ailleurs, le diélectrique, support physique des composants, est également pris en compte ; en outre, afin que celui-ci ne perturbe pas trop le comportement de l'antenne, sa permittivité relative a été choisie assez faible :  $\epsilon_r = 2,33$  (épaisseur de 1.576 mm). L'excitation des interrupteurs est réalisée à l'aide d'un delta-gap entre la piste d'entrée du composant, et le plan de masse commun de la structure.

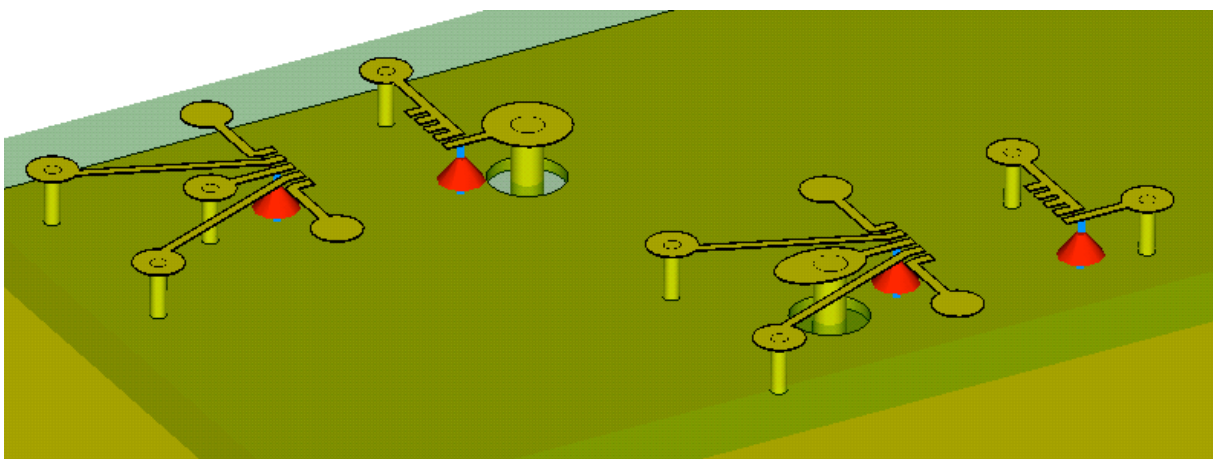
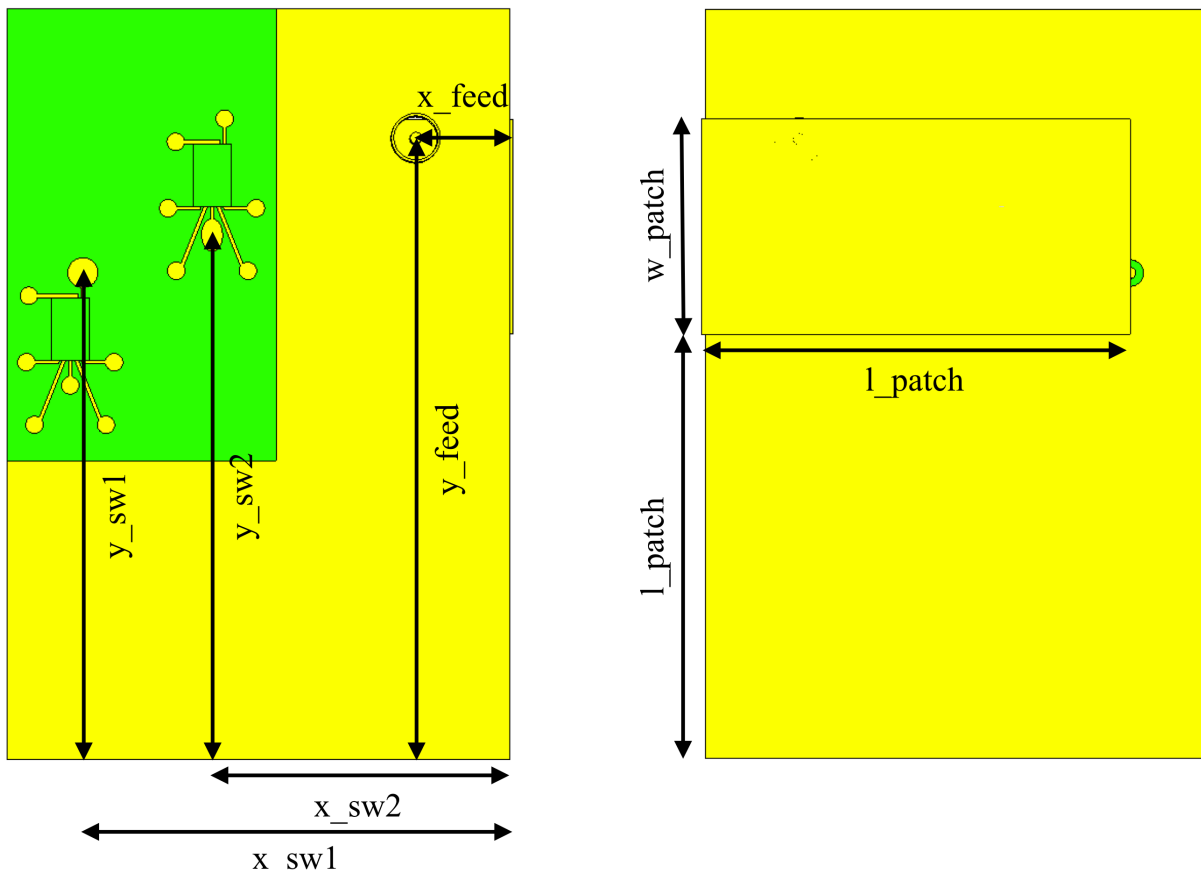


Fig. 3.14 : Détail des circuits de polarisation et d'excitation des interrupteurs

Les problèmes de maillage de la géométrie sont également critiques dans la précision des résultats. Un maillage trop large permettra un calcul rapide mais peu précis. A l'opposé un maillage très fin donnera un résultat très précis mais de manière excessivement lente. Pour

résoudre partiellement ce problème, il peut être intéressant de commencer par utiliser un maillage peu dense pour obtenir des résultats rapidement, puis d'utiliser une *fonction de maillage adaptatif* pour les améliorer. Cette dernière densifie progressivement le maillage (par incréments) jusqu'à ce que les caractéristiques mesurées, dans le cas présent la matrice S de l'antenne multi-accès, soient stables<sup>22</sup> ; cela permet d'obtenir des résultats précis, avec une densité de maillage minimale. Le maillage adaptatif ne garantit pas la fiabilité du maillage et donc des résultats : on peut tomber dans un « creux » de stabilité : c'est pourquoi le pas de densification progressive du maillage doit être choisi judicieusement : trop faible et l'on risque de rester dans un creux de stabilité des résultats, trop élevé et l'on obtiendra un maillage beaucoup plus dense que nécessaire (et donc une perte de temps de calcul).

La géométrie de l'antenne ainsi que les paramètres qui seront par la suite optimisés sont présentés dans la figure Fig. 3.15.



<sup>22</sup> Au sens où une augmentation supplémentaire de la densité du maillage ne fait pas varier les résultats, qui se maintiennent dans un faible pourcentage de variation relative.

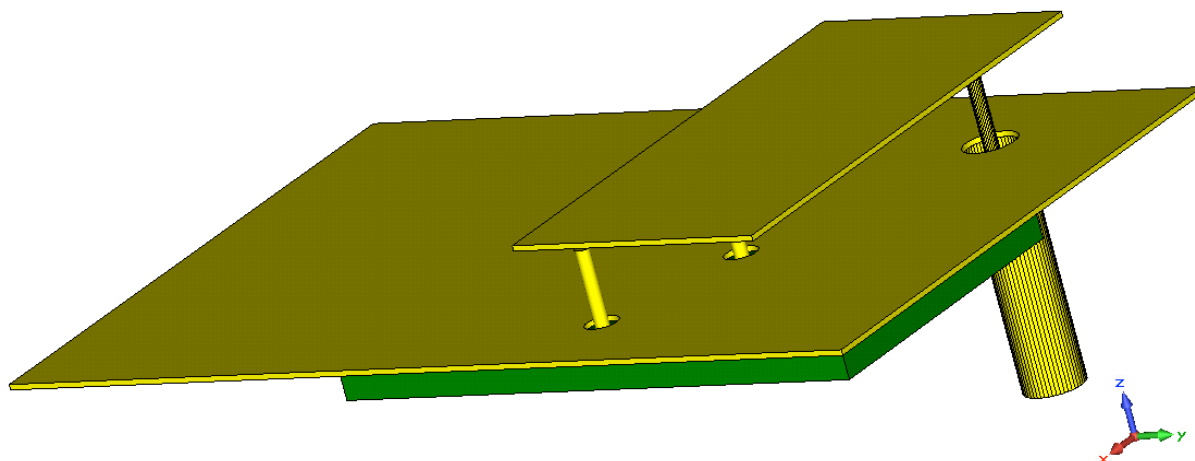


Fig. 3.15 : Géométrie de l'antenne, et paramètres optimisés.

### 3.4.2 Optimisation de l'antenne

Dans la continuité des travaux menés précédemment, l'antenne est optimisée, à l'aide du moteur d'optimisation intégré à ADS, la simulation électromagnétique étant confiée à CST. A nouveau on commence par simuler un grand nombre de géométries, dont les paramètres ont été générés de manière aléatoire, puis celle de moindre coût est localement optimisée par une méthode de type gradient.

La fonction de coût est cette fois définie de façon moins simpliste que la minimisation de la puissance fréquentielle moyenne réfléchie utilisée auparavant. En effet, des optimisations préliminaires, menées lors de la construction de la fonction de coût, ont montré que le faible nombre de configurations possibles (4 en l'occurrence) tend à entraîner l'algorithme d'optimisation vers une solution ultra large bande, qui ne tire pas avantage du caractère reconfigurable de l'antenne. Le but de cette conception est en effet d'obtenir une antenne comportant quatre modes de fonctionnement, que l'on souhaite les plus séparés possibles les uns des autres, c'est à dire avec des sous-bandes adaptées se recouvrant le moins possible. Il faut donc, pour commencer, sélectionner pour chaque mode de fonctionnement la bande que l'on souhaite voir adaptée, ce qui est fait au moyen des premiers résultats de simulation, et en choisissant pour chaque mode une bande où celui-ci est déjà adapté, de préférence correspondant à un standard de communication existant. Les bandes sélectionnées sont présentées dans le tableau suivant, la numérotation des interrupteurs en figure Fig. 3.15.

Configuration des interrupteurs (1 – 2)	Bande adaptée (objectif) (GHz)	Standard visé
ON – ON	1.8 to 2.1	DCS – UMTS
OFF – ON	2.3 to 2.5	WiFi
ON – OFF	3.4 to 3.6	WiMax

OFF – OFF	0.75 to 0.95	GSM
-----------	--------------	-----

TABLEAU 3.2 : OBJECTIF D'ADAPTATION DE BANDES POUR L'OPTIMISATION

A chaque mode de fonctionnement, est associée une fonction de coût, ou fonction objectif. Celle-ci doit être minimale lorsque l'antenne est à la fois adaptée dans la bande visée, et désadaptée en dehors de ces fréquences. Par ailleurs, il est également important de modifier le zéro de la fonction de coût afin qu'une solution qui serait par exemple adaptée à -40 dB ne soit pas privilégiée par rapport à une solution adaptée à -10 dB, limite conventionnelle considérée comme satisfaisant l'adaptation. En outre, cette modification permet d'empêcher que l'objectif associé à une antenne très adaptée ne devienne prédominant sur les autres, et n'interdise à l'algorithme de converger vers une solution intéressante. Pour toutes ces raisons la fonction choisie est la suivante, où on note  $A_f$  le domaine de fréquence à adapter :

$$\sum_{f \in A_f} \left( \max(|S_{11}(f)|; 0,26)^2 - 0,1 \right)$$

Minimiser cette fonction de coût revient à diminuer la puissance réfléchie au port d'alimentation de l'antenne, mais seulement si la désadaptation en bande dépasse -10 dB. De manière analogue, les fonctions correspondant aux objectifs de désadaptation sont modifiées, afin qu'au-delà de -2 dB une réjection supérieure ne diminue pas d'avantage le coût. La fonction de coût choisie mettant en œuvre ces objectifs est la suivante, où l'on note  $D_f$  le domaine de fréquence à rejeter.

$$\sum_{f \in D_f} \left( 0,63 - \min(|S_{11}(f)|; 0,8)^2 \right)$$

A chaque mode de fonctionnement de l'antenne correspond donc une fonction de coût qui est la combinaison linéaire des deux fonctions présentées. Cependant, afin d'équilibrer les deux objectifs, ceux-ci sont normalisés par le nombre de points de fréquence considérés. En effet, considérons le premier objectif du tableau précédent ; les simulations sont réalisées entre 0,5 et 5 GHz, avec un pas fréquentiel de 20 MHz, soit un total de 226 points fréquentiels. La bande à adapter s'étend de 1,8 à 2,1 GHz, ce qui représente 16 points, tandis que la bande à rejeter occupe les 210 points fréquentiels restant. La fonction de coût de cet objectif sera donc la suivante :

$$\frac{1}{210} \sum_{f \in D_f} \left( 0,63 - \min(|S_{11}(f)|; 0,8)^2 \right) + \frac{1}{16} \sum_{f \in A_f} \left( \max(|S_{11}(f)|; 0,26)^2 - 0,1 \right)$$

Les fonctions de coût des autres modes sont analogues en remplaçant les coefficients de normalisation 16 et 210 par 11 et 205 respectivement. Le module d'optimisation du logiciel ADS étant purement mono-objectif, ces quatre fonctions sont également combinées linéairement pour obtenir une unique fonction à minimiser. Les poids affectés étant identiques pour chaque configuration, la fonction globale à minimiser est donc simplement la somme des 4 fonctions objectifs. Cependant, les premiers résultats ont montré que l'optimisation tendait naturellement vers une solution complètement désadaptée (sur tous les modes) et il a donc été décidé d'affecter les objectifs d'adaptation d'un fort poids (20).

Une fois arrêtée la fonction de coût, le processus d'optimisation peut être lancé. Les paramètres à optimiser sont la position des interrupteurs et de l'accès d'alimentation, ainsi que la taille et la position du patch rayonnant. La hauteur de ce dernier est fixée à 5 mm, ainsi que les dimensions du plan de masse (60 x 40 mm). Les paramètres sont par ailleurs contraints entre eux, afin de garder une signification physique : on exprime par ces contraintes le fait que les trois courts-circuits doivent effectivement être connectés au patch et au plan de masse, ainsi que le fait que les interrupteurs et leurs circuits de polarisation respectifs ne peuvent se superposer. Parmi les 1000 designs aléatoires simulés, le meilleur est optimisé par descente de gradient, et la courbe de  $S_{11}$  de cette antenne optimisée est présentée en Fig. 3.16. Les dimensions optimisées sont présentées dans le Tableau 3.3.

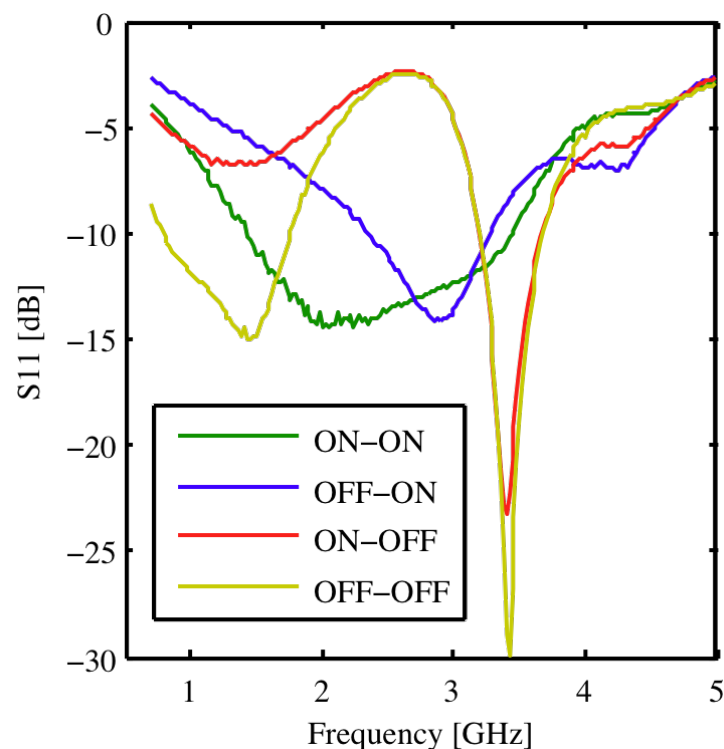


Fig. 3.16 : Courbe de  $S_{11}$  de l'antenne PIFA optimisée

Paramètre	Valeur(mm)
x_sw1	34.3
y_sw1	38.9
x_sw2	23.9
y_sw2	43.2
x_feed	7.8
y_feed	79.6
x_patch	0
y_patch	34
l_patch	34.3
w_patch	17.2

TABLEAU 3.3 : PARAMETRES GEOMETRIQUES DE L'ANTENNE OPTIMISEE

Configuration des interrupteurs (1 – 2)	Bande adaptée (objectif) (GHz)	Bande adaptée (obtenue) (GHz)
ON – ON	1.8 à 2.1	1.4 à 3.4
OFF – ON	2.3 à 2.5	2.3 à 3.2
ON – OFF	3.4 à 3.6	3.2 à 3.7
OFF – OFF	0.75 à 0.95	0.8-1.7 & 3.2-3.7

TABLEAU 3.4 : COMPARAISON ENTRE LES BANDES ADAPTEES DESIREES ET IBTENUES

Comme on peut le voir sur la courbe de  $S_{11}$ , tous les objectifs n'ont pas été respectés. Cependant, il est important de remarquer que toutes les bandes que l'ont souhaitait voir adaptées le sont effectivement ; elles sont néanmoins beaucoup plus larges que désiré, ce qui est compréhensible dans la mesure où, comme on l'a expliqué précédemment, un fort poids a été placé sur l'adaptation, la réjection n'étant qu'un objectif supplémentaire dont le but est de séparer les différents modes. En particulier, le mode ON-ON que l'on souhaitait uniquement adapté aux alentours de 2 GHz, présente une bande ultra large de 1,4 à 3,4 GHz. Par ailleurs, le mode OFF-OFF, s'il est bien adapté dans la bande de fréquences visée, partage avec le mode ON-OFF une résonance aux alentours de 3,5 GHz, bande de fréquences visée pour ce dernier. Cette bande de fréquence commune, les deux courbes quasi confondues, va à l'encontre de l'objectif de séparation des modes que l'on s'était fixé en début de conception. De manière générale, les pentes des courbes sont beaucoup moins abruptes que souhaité, lorsqu'on passe d'une bande adaptée à une bande rejetée. A nouveau l'objectif d'adaptation a volontairement été privilégié.

Il semble au vu de ces résultats que les objectifs visés sont trop contraignants pour la géométrie sélectionnée. En effet, on a utilisé seulement deux composants, ce qui donne un total de quatre configurations distinctes avec comme objectif d'obtenir quatre modes fréquentiels très séparés les uns des autres. Contrairement à l'antenne PIFA présentée dans la

section précédente, et qui comporte un grand nombre d'interrupteurs, donc de degrés de liberté, leur nombre ici très restreint peut se révéler trop limitant. Nous y reviendrons plus avant dans ce chapitre.

CST permet de visualiser les diagrammes de rayonnement de l'antenne en présence de composants arbitraires (dont les matrices S sont fournies). La Fig. 3.17 présente les diagrammes de gain de l'antenne (en dBi) en présence des interrupteurs, à différentes fréquences correspondant chacune à une norme de communications sans fil. A chacune de ces fréquences on a bien entendu sélectionné la configuration d'interrupteurs correspondant au mode de fonctionnement adapté.

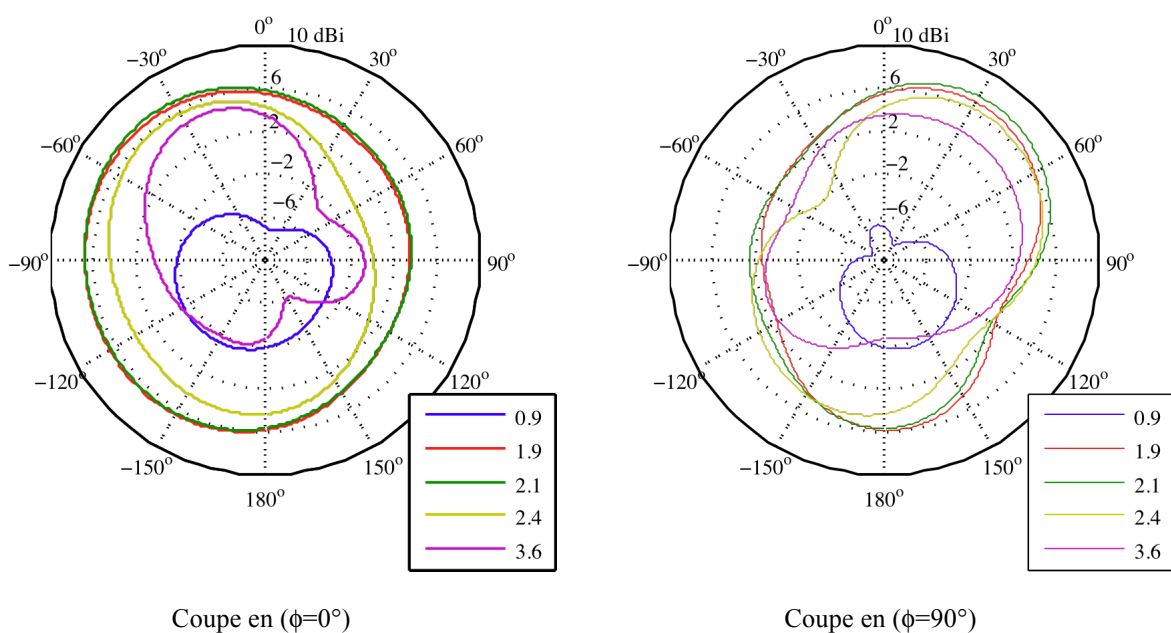


Fig. 3.17 : Diagrammes de gain (dBi) de l'antenne PIFA optimisée

Aux fréquences les plus basses, l'antenne est électriquement petite, ce qui peut expliquer en partie le faible niveau de gain observé (au maximum -2 dBi). Par ailleurs, toujours à ces basses fréquences, il est apparent que c'est le plan de masse qui rayonne, et non le patch. Lorsque la fréquence augmente, le diagramme devient plus omnidirectionnel, avec un gain plus élevé (aux alentours de 6 dBi). Enfin, aux fréquences les plus élevées, on obtient un diagramme proche de celui d'une PIFA classique, avec notamment un écrantage dû au plan de masse et un rayonnement du patch.

### 3.4.3 Résultats de mesure – Co-simulation

La simplification de l'antenne PIFA, par réduction du nombre de composants, a pour but principal de rendre faisables le prototypage et la mesure d'une telle antenne. Néanmoins,



les difficultés liées à la sensibilité de l'interrupteur GaAs, déjà rencontrées lors de l'acquisition de ses caractéristiques, suggèrent la mise en place d'une mesure en deux temps.

Dans un premier temps, seule la plaque de circuit imprimé porteuse des deux interrupteurs, ainsi que le plan de masse commun de l'antenne sont réalisés. A la place des courts-circuits qui relie la sortie de chacun des interrupteurs au patch, on place deux connecteurs coaxiaux, permettant la mesure des coefficients de réflexion de chaque interrupteur, en mode passant et bloquant, dans le plan de traversée du plan de masse par les courts-circuits.

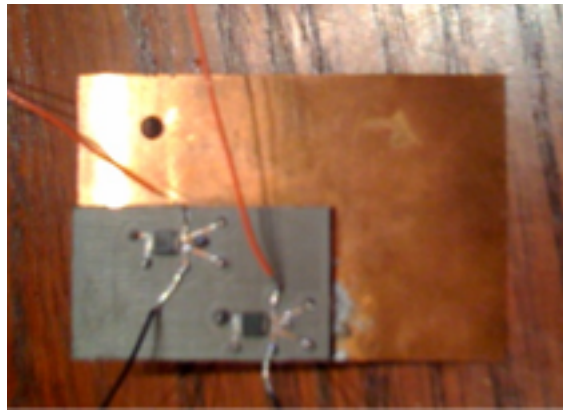


Fig. 3.18 : Photographie du circuit mesuré

Ces coefficients mesurés, on simule une antenne simplifiée sous CST qui n'est plus constituée que du plan de masse et du patch rayonnant. Du côté de la plaque de circuit sont placés deux accès coaxiaux ; cette antenne est donc une antenne 3-ports. Une fois celle-ci simulée, on peut connecter par traitement informatique aux ports 2 et 3 les caractéristiques mesurées des interrupteurs, connectés sur leur circuit d'alimentation. La Fig. 3.19 présente la géométrie de cette antenne simplifiée.

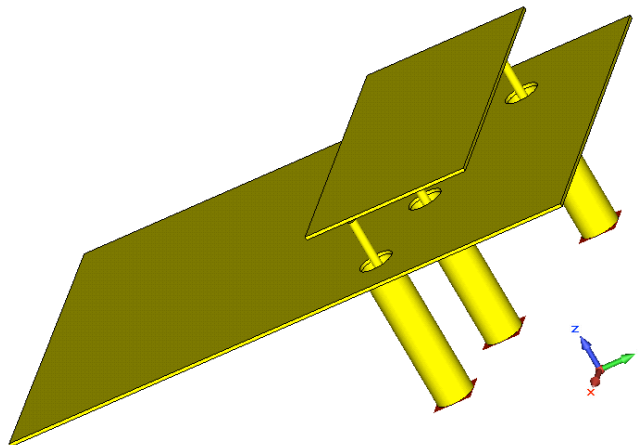


Fig. 3.19 : Antenne simplifiée, utilisée en co-simulation

Les résultats de cette co-simulation, interrupteurs mesurés et antenne simulée sont présentés en Fig. 3.20.

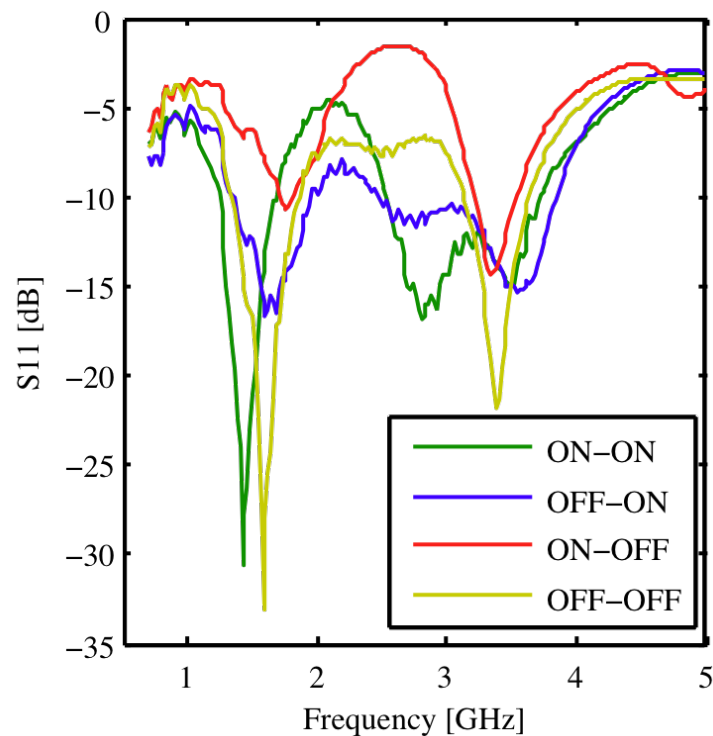


Fig. 3.20 : Courbe de S11 résultant de la co-simulation antenne simulée et interrupteurs mesurés

Il est apparent que les résultats de mesure et de simulations sont très différents. Cette disparité n'est a priori imputable qu'à la modélisation ou à la mesure des interrupteurs, puisqu'il s'agit de la seule partie réalisée de l'antenne. On retrouve certaines fréquences de résonance communes entre la simulation et la mesure, les modes ON-OFF et OFF-ON mesurés étant relativement proches des résultats de simulation, tout du moins en comparaison des modes ON-ON et OFF-OFF.

Plusieurs hypothèses peuvent expliquer cette grande disparité. La première peut simplement concerner un problème de montage des composants : les circuits de polarisation ainsi que les soudures, si elles sont très similaires à ceux du circuit de mesure du composant, ne sont pas rigoureusement identiques. Par ailleurs, l'observation des courbes de co-simulation, montre l'impact relativement limité de l'interrupteur 1 sur le comportement de l'antenne ; en effet les modes de fonctionnement de celle-ci sont très proches, qu'il soit passant ou bloquant. Il est possible que l'interrupteur soit tout simplement défectueux (bien que présentant une modification de son comportement en fonction de la polarisation) mais il est également possible que la non symétrie du composant entre en compte. D'après la Fig.

3.14, les interrupteurs ne sont pas disposés de la même manière (le court-circuit venant du patch ne se connecte pas à la même patte sur les deux composants) : le fait que les deux pattes de sortie soient connectées en permanence au plan de masse commun (donc au même potentiel continu) de la structure, modifie peut-être le comportement de l'interrupteur, par rapport au contexte de mesure différent lors de l'acquisition de ses caractéristiques. Enfin, d'un point de vue strictement pratique, étant donné la petite taille du plan de masse (et le fait qu'il rayonne à basse fréquences), ainsi que la présence de fils de polarisation qui ne sont pas pris en compte dans la simulation on peut supposer l'apparition d'effets de couplage et de mode commun qui modifient l'impédance de l'antenne

### ***3.4.4 Réoptimisations***

#### **3.4.4.1 En utilisant la plaque de circuit disponible**

La mesure en deux temps du circuit reconfigurable puis de l'antenne finale permettent à la fois un affinement du modèle d'interrupteur, puisque l'on prend désormais en compte tout le circuit de montage, et la possibilité de réoptimiser l'antenne en prenant en compte ces caractéristiques modifiées.

Une nouvelle optimisation mise en place conserve la plaque de circuit mesurée. En effet les composants utilisés étant peu disponibles, il est d'abord souhaitable de réoptimiser les paramètres encore libres de l'antenne, tout en conservant fixes ceux qui sont imposés par la plaque réalisée ; on peut ainsi prototyper cette nouvelle antenne, sans besoin de créer un nouveau circuit d'interrupteurs. La taille du plan de masse reste inchangée à 60 x 40 mm, de même que les positions de l'alimentation et des interrupteurs. Les paramètres restés libres sont donc la position du patch, sa taille, ainsi qu'un nouveau paramètre libéré : l'altitude au dessus du plan de masse, auparavant fixée à 5 mm.

Le même processus d'optimisation est utilisé. Un grand nombre d'antennes générées aléatoirement est simulé et la géométrie de coût moindre est localement optimisée par gradient. Les fonctions de coût employées sont les mêmes. La courbe de  $S_{11}$  de l'antenne résultante est présentée en Fig. 3.21.

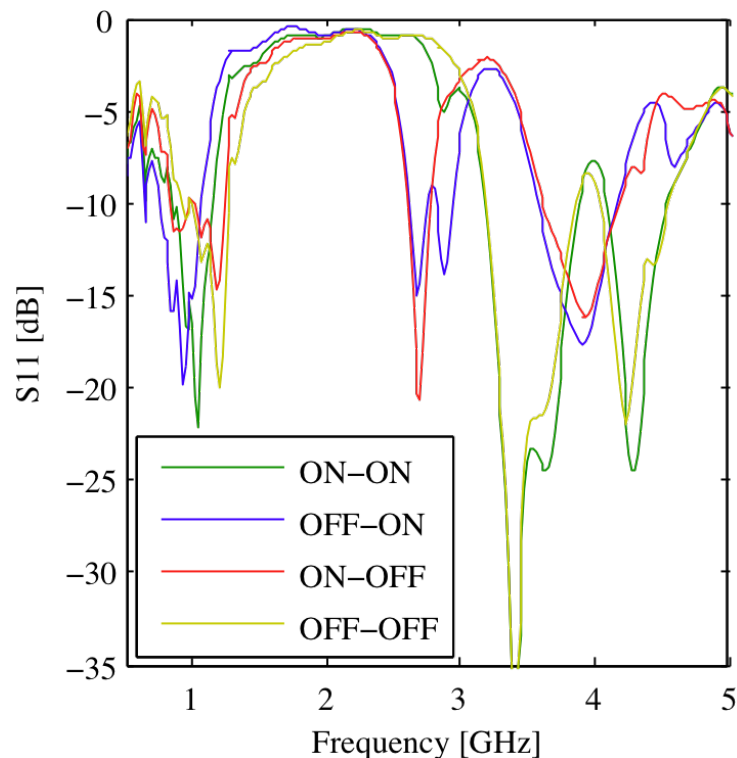


Fig. 3.21 : Courbe de  $S_{11}$  de l'antenne réoptimisée

Le résultat est sensiblement meilleur avec cette nouvelle antenne réoptimisée, particulièrement au niveau de la réjection. Cependant, il existe de nombreuses résonances parasites, notamment en basse fréquences, et au delà de 3.5 GHz. Par ailleurs, il est apparent que l'interrupteur numéro 1 n'a qu'un effet très limité sur le comportement de l'antenne (les courbes sont très voisines, qu'il soit bloquant ou passant), ce qui conforte l'hypothèse formulée précédemment, concernant les disparités entre simulation et mesures.

Le nombre de degrés de liberté disponibles est trop faible pour améliorer de manière significative les performances de l'antenne, et il est nécessaire d'en dégager de nouveaux.

#### 3.4.4.2 En réoptimisant toute la géométrie de l'antenne : simulation multi-objectif

Afin d'augmenter le nombre de degrés de liberté, il faut abandonner la plaque déjà réalisée qui est trop limitative. Les mêmes paramètres optimisables qu'en début de conception de l'antenne sont donc disponibles. On revoit cependant la méthodologie d'optimisation en utilisant désormais un logiciel spécifiquement dédié à l'optimisation, modeFrontier, qui permet une optimisation multi-objectifs. On utilise par ailleurs les caractéristiques des interrupteurs mesurées précédemment sur la plaque réalisée, pour assurer une meilleure adéquation entre simulations et mesures. Tout d'abord est générée aléatoirement, une population de base de 85 individus dont les paramètres respectent les contraintes

géométriques imposées par la physique de l'antenne ; ces géométries sont toutes simulées via CST et le coût de chacun des quatre objectifs est calculé, cette fois indépendamment, pour chaque géométrie. On rappelle les quatre objectifs que l'on souhaite atteindre :

Configuration des interrupteurs (1 – 2)	Bande adaptée (objectif) (GHz)	Objectif modeFrontier	Coordonnée diagramme bulles
ON – ON	1.8 to 2.1	objective 194	$r$
OFF – ON	2.3 to 2.5	objective 195	$c$
ON – OFF	3.4 to 3.6	objective 192	$x$
OFF – OFF	0.75 to 0.95	objective 193	$y$

TABLEAU 3.5 : CORRESPONDANCE OBJECTIFS MODEFRONTIER – BANDES A OPTIMISER

Afin de visualiser simultanément les quatre objectifs à minimiser, on utilisera un diagramme de « bulles colorées » ; le fonctionnement de ce graphique est le suivant. Chaque géométrie possède 4 coordonnées,  $(x,y,r,c)$ , correspondant aux coûts associés respectivement aux objectifs  $(192,193,194,195)$ , conformément à la dénomination présentée dans le Tableau 3.5. Pareillement à l'illustration du front de Pareto proposée en début de chapitre, deux axes X et Y représentent les objectifs 192 et 193. Chaque géométrie est placée sur ce plan en fonction de ces coordonnées  $x$  et  $y$ , ce qui définit un point au centre d'un disque dont le rayon est proportionnel à la coordonnée  $r$  de la géométrie concernée. Enfin, ce disque est coloré, d'une teinte variant avec la coordonnée  $c$  de la géométrie : les couleurs froides sont associées à des coûts faibles, tandis que les couleurs chaudes représentent des coûts élevés. Les solutions de coût minimal sont donc représentées par un disque bleu, proche de l'origine et de faible rayon.

Le diagramme bulles associé à la simulation des 85 géométries aléatoires est présenté en Fig. 3.22. Il apparaît immédiatement qu'il est difficile de déceler les bonnes solutions, d'autant plus qu'il ne suffit pas de regarder l'origine (correspondant seulement à la minimisation de deux des quatre objectifs). On peut néanmoins grâce à modeFrontier n'afficher que les solutions se trouvant sur le front de Pareto, ce qui est présenté en Fig. 3.23. Les géométries de ce front de Pareto, qui sont au nombre d'une trentaine, sont ensuite optimisées en utilisant un algorithme de recuit simulé multi-objectifs (5 itérations), dont le résultat est de densifier le front de Pareto tout en apportant également des solutions globalement meilleures. Le nouveau front de Pareto est proposé en Fig. 3.24.

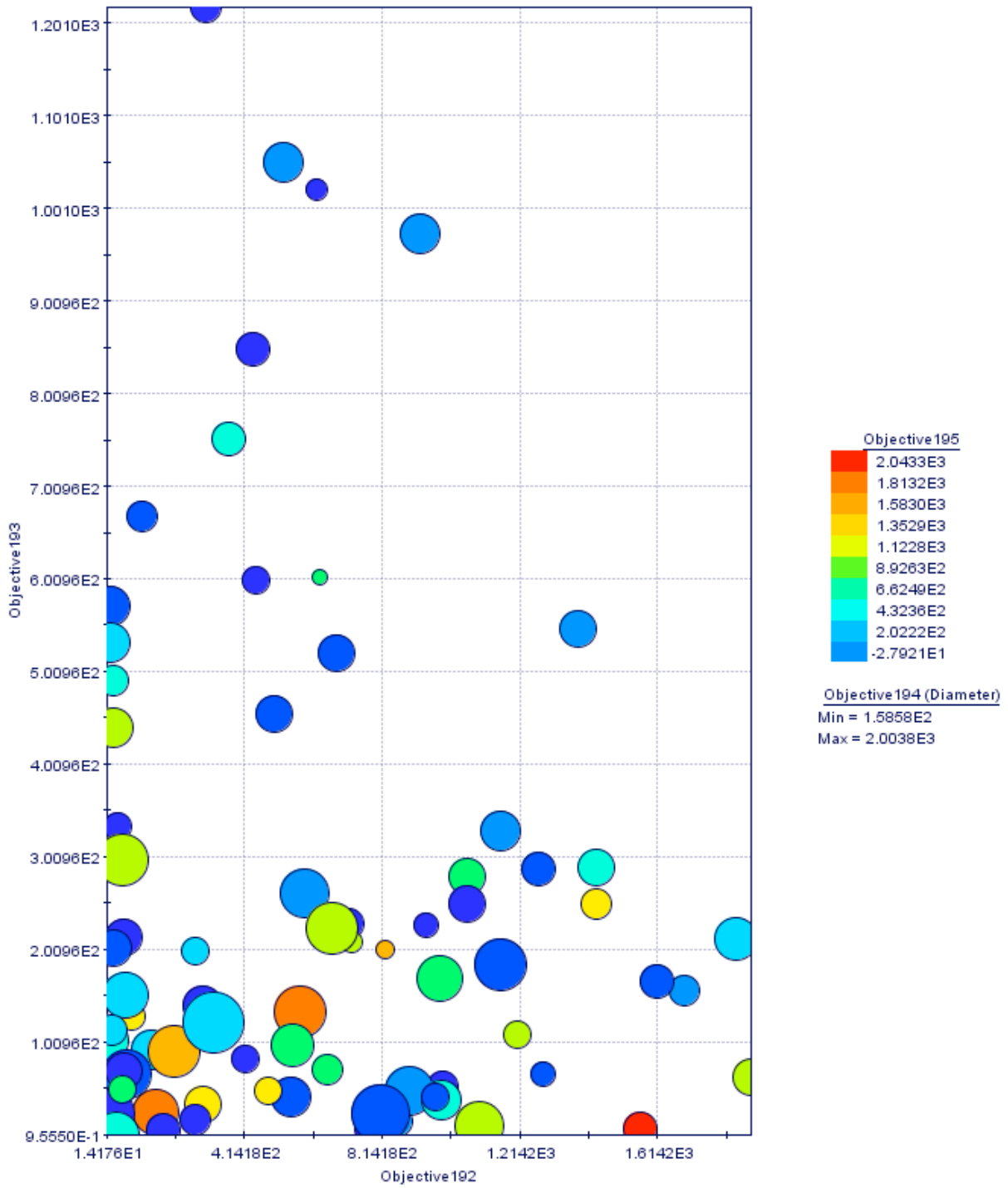


Fig. 3.22 : Diagramme bulles de la simulation de la population initiale

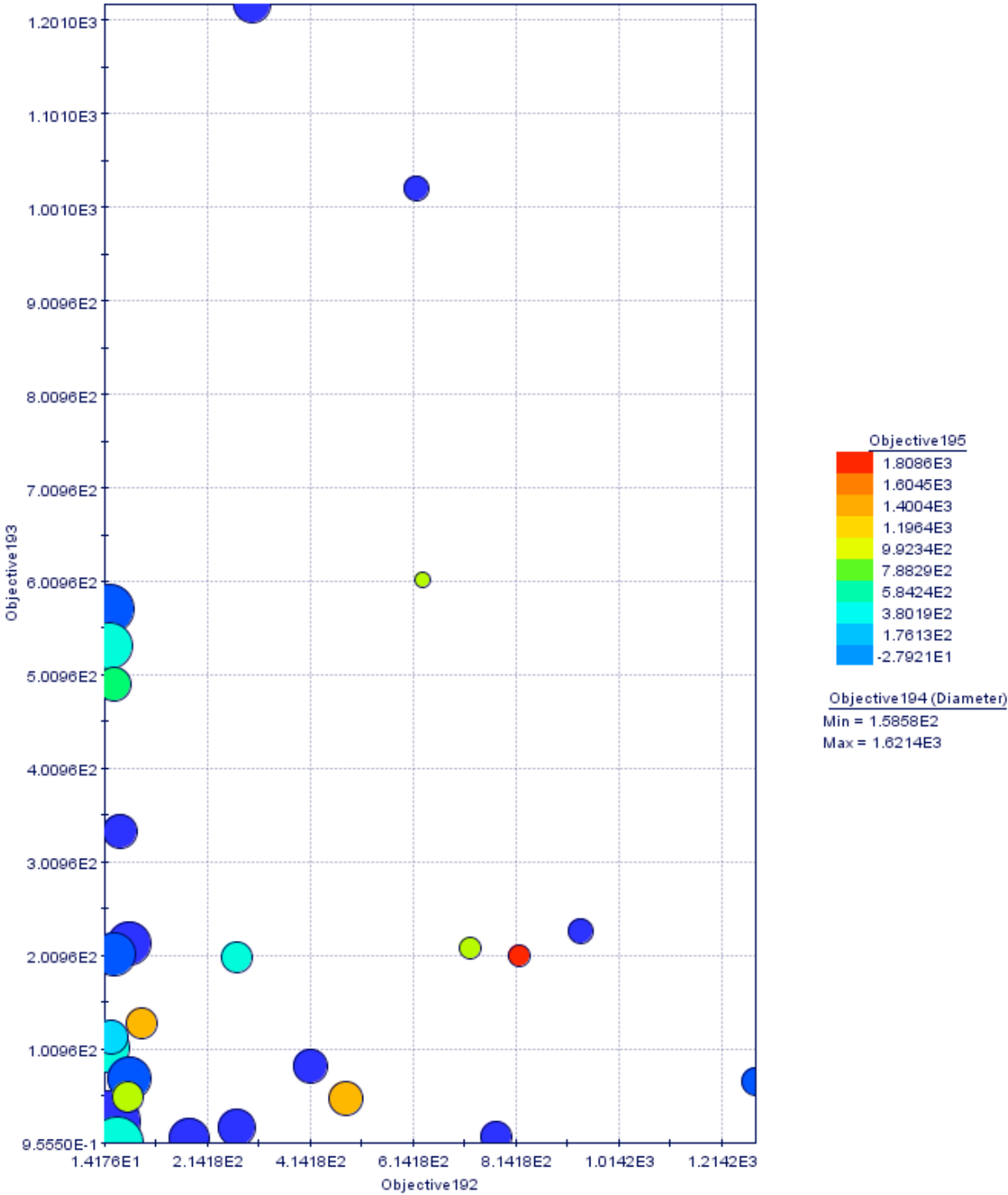


Fig. 3.23 : Front de Pareto de la population initiale

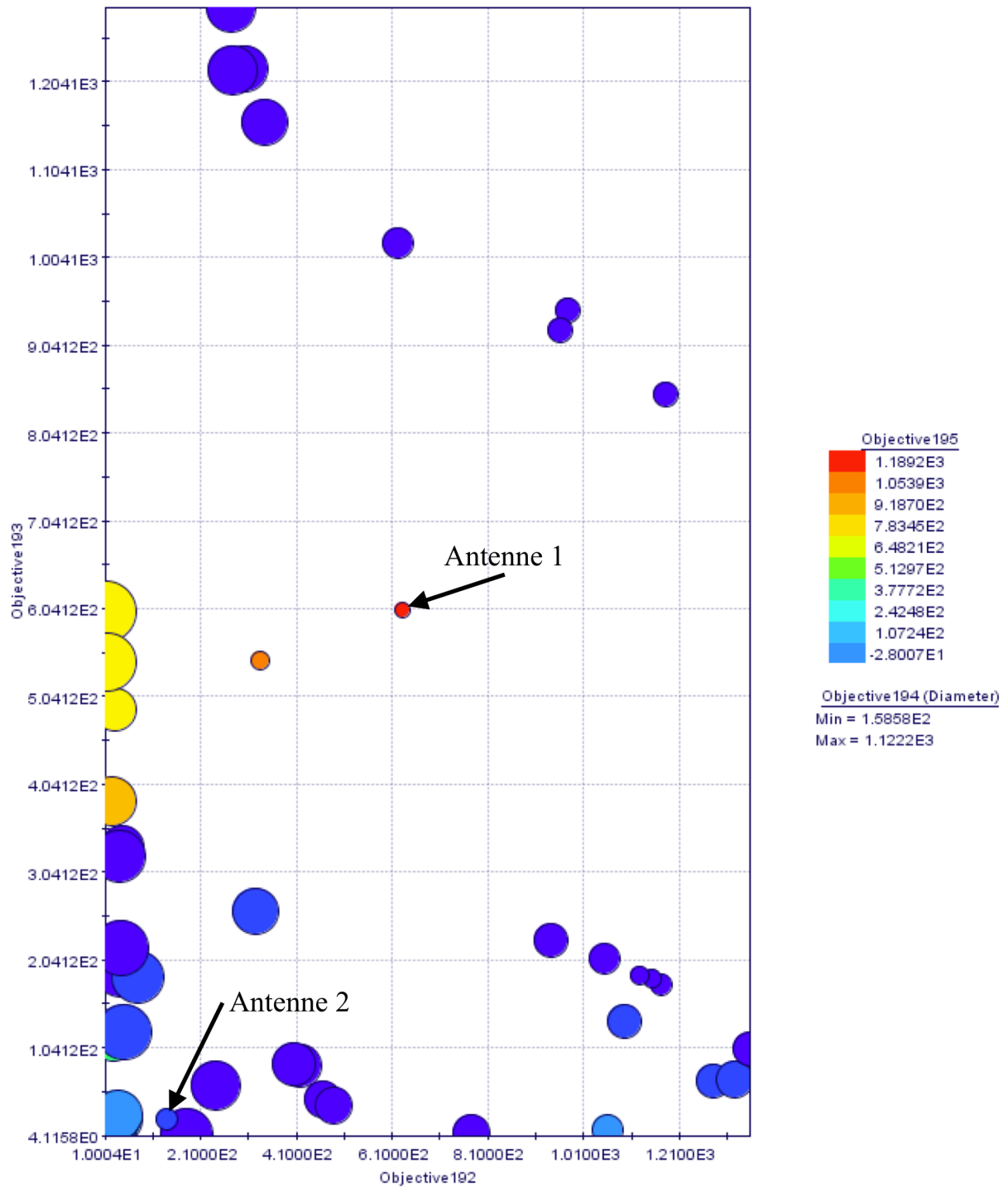


Fig. 3.24 : Front de Pareto résultant de l'optimisation par recuit simulé

Au vu de ce front de Pareto, il n'est pas évident qu'une solution meilleure que les autres existe. Il est cependant intéressant de sélectionner deux solutions, afin d'observer leur comportement. On sélectionne ici deux géométries sur le front de Pareto (indiquée en Fig. 3.24), dont on détaillera les courbes de  $S_{11}$ .



Considérons la première antenne. Elle se trouve sur le front de Pareto, car sa bulle représentative a un rayon très faible, ce qui signifie que l'objectif d'adaptation dans la bande 1.8 à 2.1 GHz (et rejet aux autres fréquences) est satisfait au mieux possible. En revanche les coûts des autres objectifs sont tous élevés (éloignée de l'origine, couleur chaude), ce qui montre que cette antenne n'est satisfaisante que sur un seul des quatre critères. Sa courbe de  $S_{11}$  est la suivante :

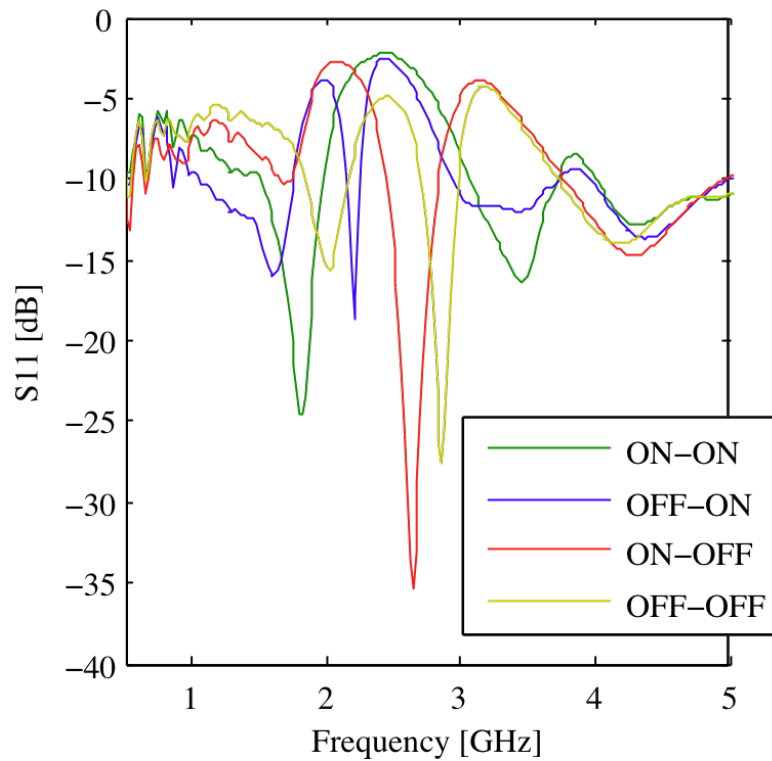


Fig. 3.25 : Courbe de  $S_{11}$  de l'antenne optimisée (antenne 1)

Au regard de la courbe de  $S_{11}$ , les performances de l'antenne (en rapport avec les objectifs fixés) sont relativement médiocres. Toutes les bandes de fréquences désirées ne sont pas adaptées et il y a de nombreuses résonances parasites.

Observons à présent l'antenne 2 qui semble relativement bonne sur tous les critères (comparativement au reste des solutions). Sa courbe d'adaptation est présentée ci-dessous.

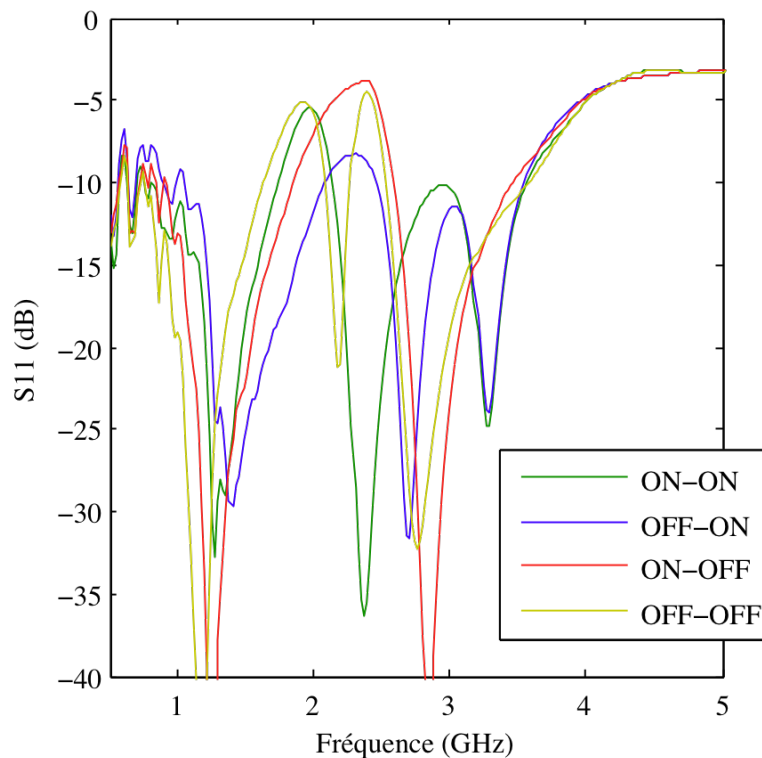


Fig. 3.26 : Courbe de S11 de l'antenne optimisée (antenne 2)

Malgré des coûts relativement faibles par rapport à l'ensemble des solutions, les performances sont toujours très éloignées de ce que l'on recherche. On observe notamment de nombreuses résonances parasites et les rejections sont mauvaises (inférieures à -5dB).

Si la méthode d'optimisation, et les fonctions de coût sont intéressantes, il est clair que les résultats ne sont pas excellents, ce qui est principalement dû à deux des choix qui ont été faits. Le premier est l'utilisation d'interrupteurs à l'arséniure de gallium, uniquement motivée par la possibilité de s'affranchir des contraintes liées à la conception des circuits d'alimentation, ceux-ci étant intégrés aux composants. Mais ceux-ci se révèlent fragiles, sensibles et non réciproques. Par ailleurs, leurs performances ne sont en théorie pas supérieures à celles d'une simple diode PIN, composant beaucoup plus simple et fiable. De plus les performances mesurées des interrupteurs sont relativement médiocres et ne peuvent que participer des mauvaises performances des antennes co-simulées. L'autre choix, a posteriori beaucoup trop contraignant, est celui de n'employer que deux composants, donc quatre configurations possibles au maximum, et d'imposer à l'antenne quatre modes de fonctionnement très séparés.

Par suite, afin de valider les concepts développés au long du chapitre, on a mis en place une nouvelle optimisation d'antenne qui tire profit des résultats acquis tout au long de la thèse.

## **3.5 Vers une approche intermédiaire : des degrés de liberté supplémentaires**

### ***3.5.1 Une nouvelle géométrie***

Cette nouvelle géométrie est toujours basée sur une antenne PIFA. La seule contrainte a priori forte qui est conservée concerne la dimension du plan de masse (60 x 40 mm). Cette contrainte est cependant fortement relaxée, dans la mesure où la taille du patch rayonnant peut dépasser ces dimensions. La hauteur du patch rayonnant est elle aussi maintenue fixée à 5 mm.

Les composants actifs utilisés sont cette fois des diodes PIN (BAR63, présentées au chapitre précédent) et sont au nombre de 3, pour un total de 8 configurations d'antenne possibles. Les circuits de polarisation des composants ne sont pas pris en compte, et comme on peut le voir sur la Fig. 3.27, la diode PIN est positionnée d'une manière peu réaliste : il n'y a pas de diélectrique, et la diode est perpendiculaire au plan de masse. Toutes ces approximations tendent à simplifier au maximum l'antenne, afin d'accélérer les simulations : cela permet d'augmenter le nombre d'itérations de l'algorithme d'optimisation, tout en gardant un temps de calcul raisonnable. Par ailleurs, on espère que les modifications à apporter à l'antenne pour la rendre plus réaliste affectent relativement peu (ou localement) le comportement de l'antenne. D'autre part, ne pas prendre en compte initialement les circuits de polarisation laisse plus de liberté au processus d'optimisation pour le positionnement des interrupteurs (et simplifie grandement la mise en place des contraintes géométriques).

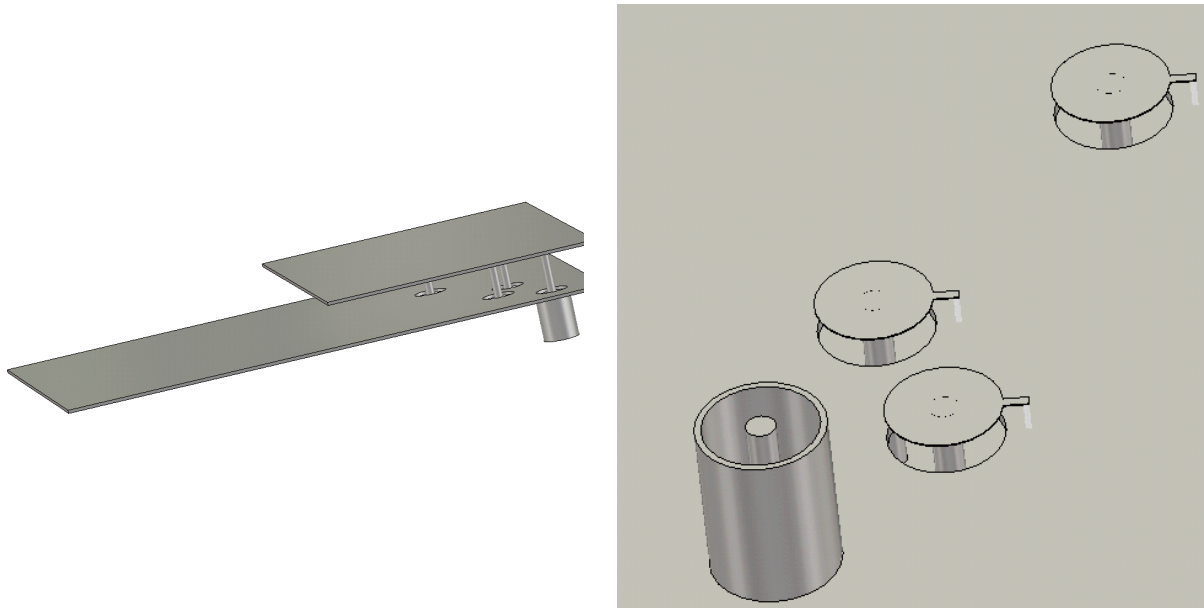


Fig. 3.27 : Géométrie de l'antenne PIFA comportant 3 diodes PIN et détail du positionnement des diodes

### 3.5.2 Résultats d'optimisation

Le processus d'optimisation reste très similaire à celui des optimisations précédentes. On génère une population initiale de manière aléatoire, ramenée ensuite dans le domaine de faisabilité ; les géométries se trouvant sur le front de Pareto sont optimisées par une méthode de recuit simulé. La simplicité volontaire de la géométrie de l'antenne permet d'augmenter considérablement le nombre d'itérations de l'algorithme.

Il existe toutefois une différence importante comparativement aux optimisations précédentes : chaque objectif n'est plus attribué à une configuration fixée, prédéterminée au travers de simulations préliminaires. Lors du calcul d'une géométrie, le coût pour chaque objectif et pour chaque configuration est évalué : on sélectionne ensuite les quatre coûts minimaux (un par objectif) en prenant soin de ne pas sélectionner deux fois la même configuration, ce qui n'est pas limitant puisque notre objectif est d'obtenir des configurations aussi séparées que possible.

On obtient après optimisation le front de Pareto présenté en Fig. 3.28. En agrandissant le graphe près de l'origine, on remarque une géométrie qui semble intéressante puisqu'elle semble avoir une valeur faible pour chacun des coûts. Le Tableau 3.6 présente les configurations des interrupteurs qui correspondent à chacun des objectifs fixés dans modeFrontier.

Bande adaptée (objectif) (GHz)	Objectif modeFrontier	Coordonnée diagramme bulles	Configuration des interrupteurs (1–2–3)
--------------------------------	-----------------------	-----------------------------	---

1.8 to 2.1	objective 93	$x$	ON – OFF – ON
2.3 to 2.5	objective 93_1	$y$	ON – ON – ON
3.4 to 3.6	objective 95	$r$	ON – OFF – OFF
0.75 to 0.95	objective 95_1	$c$	OFF – ON – OFF

TABLEAU 3.6 : TABLEAU DES OBJECTIFS ET CONFIGURATIONS D'INTERRUPTEURS DE L'ANTENNE PIFA 3-PORTS OPTIMISEE

On remarque tout d'abord que tous les interrupteurs sont utilisés, c'est à dire que chacun commute au moins une fois parmi les quatre modes d'utilisation. La courbe de  $S_{11}$  correspondant à cette géométrie est présentée en Fig. 3.29. Toutes les bandes que l'on veut adapter le sont, à l'exception de la bande de plus basses fréquences, où la taille de l'antenne est probablement le facteur limitant. On remarque par ailleurs que les réjections sont de manière générale bonnes (les pentes sont plus fortes), mais il existe des résonances parasites dans la plupart des configurations, notamment aux alentours de 3,5 GHz.

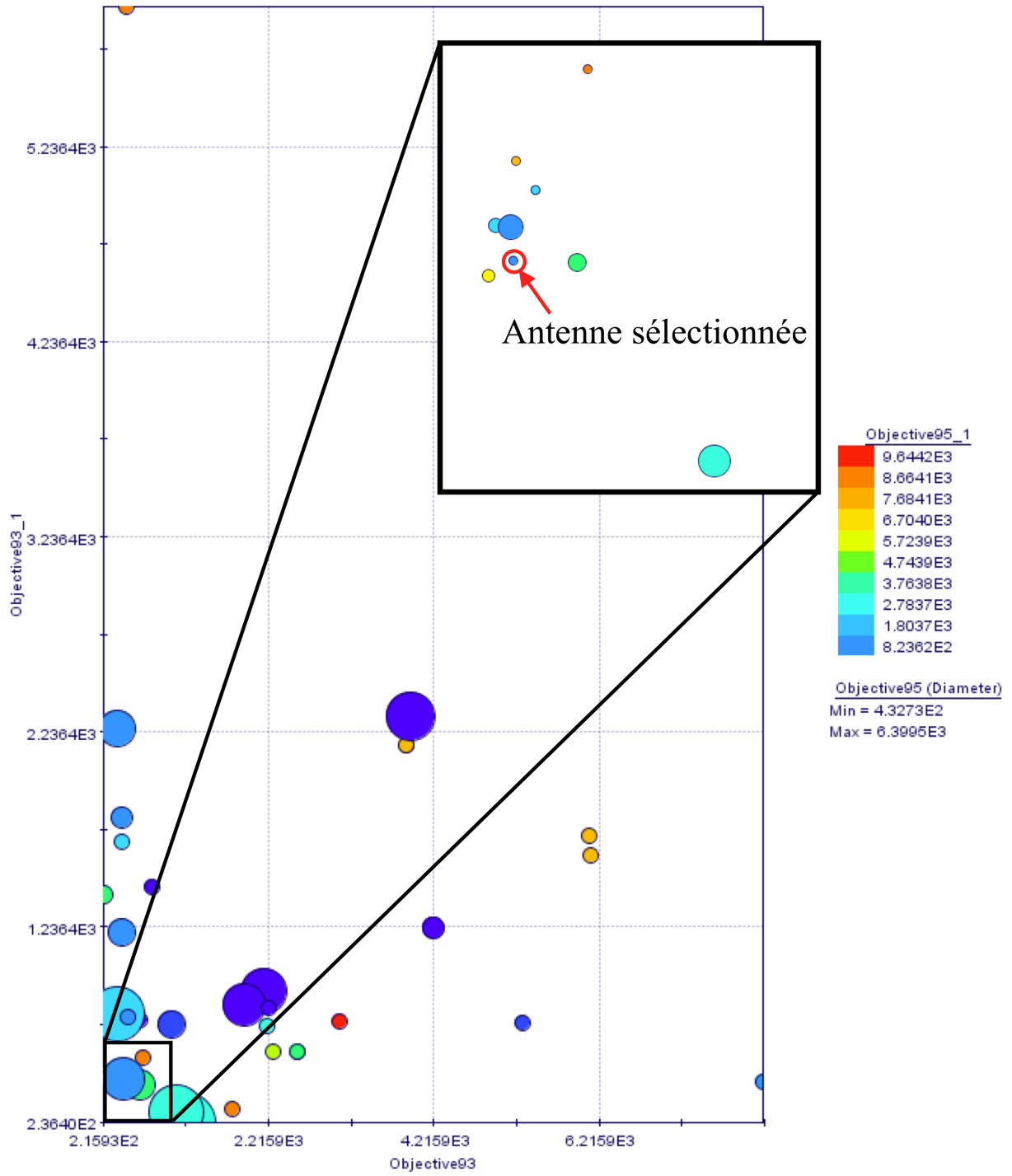
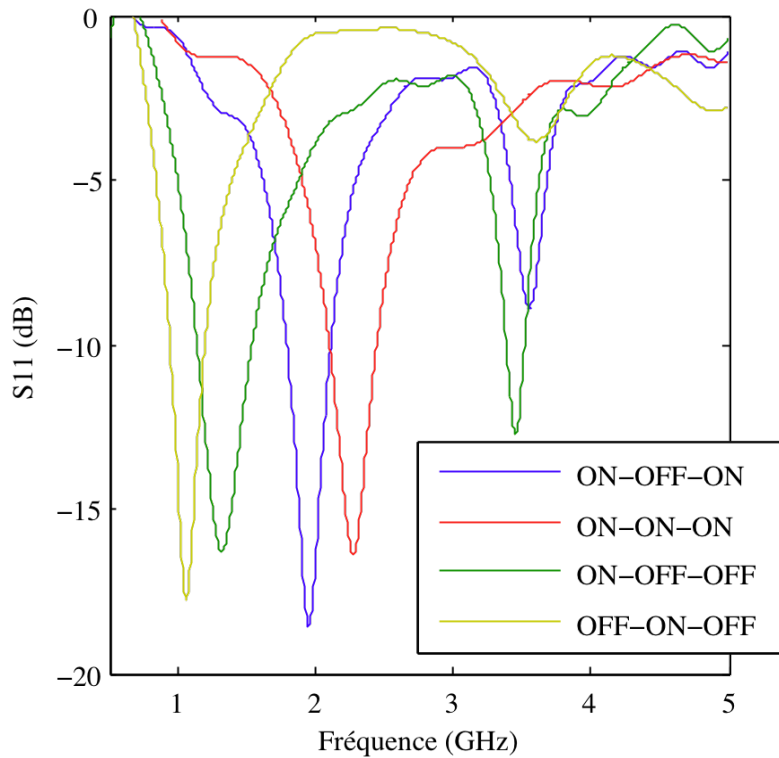


Fig. 3.28 : Front de Pareto de l'optimisation de l'antenne PIFA 3-ports


 Fig. 3.29 : Courbe de S<sub>11</sub> de l'antenne optimisée

Une fois cette géométrie sélectionnée, l'étape suivante est de complexifier la structure, par ajout des circuits de polarisation et du diélectrique. La géométrie de l'antenne obtenue est présentée en Fig. 3.30; le même diélectrique ( $\epsilon_r = 2,33$ ) que précédemment est employé et les circuits de polarisation sont détaillés en Fig. 3.31. L'antenne ainsi obtenue possède la courbe de S<sub>11</sub> présentée en Fig. 3.32 et les dimensions<sup>23</sup> optimisées en Tableau 3.7.

Paramètre	Valeur(mm)
x_sw1	6,96
y_sw1	7,72
x_sw2	5,88
y_sw2	12,08
x_sw3	19
y_sw3	22,5
x_feed	23,6
y_feed	18,6
x_patch	-47,1

<sup>23</sup> La paramétrisation de l'antenne est identique à l'antenne précédente, exception faite de l'ajout d'un troisième interrupteur ( $x_{sw3}$ ,  $y_{sw3}$ ).

y_patch	-5,6
l_patch	78,48
w_patch	43,1

TABLEAU 3.7 : PARAMETRES OPTIMISES DE L'ANTENNE PIFA 3-PORTS

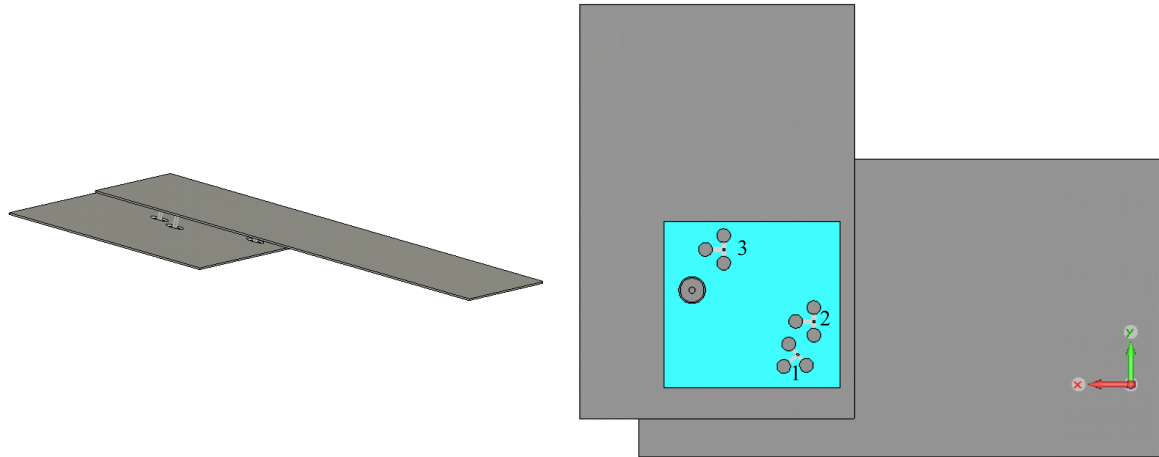


Fig. 3.30 : Géométrie de l'antenne PIFA 3 ports optimisée

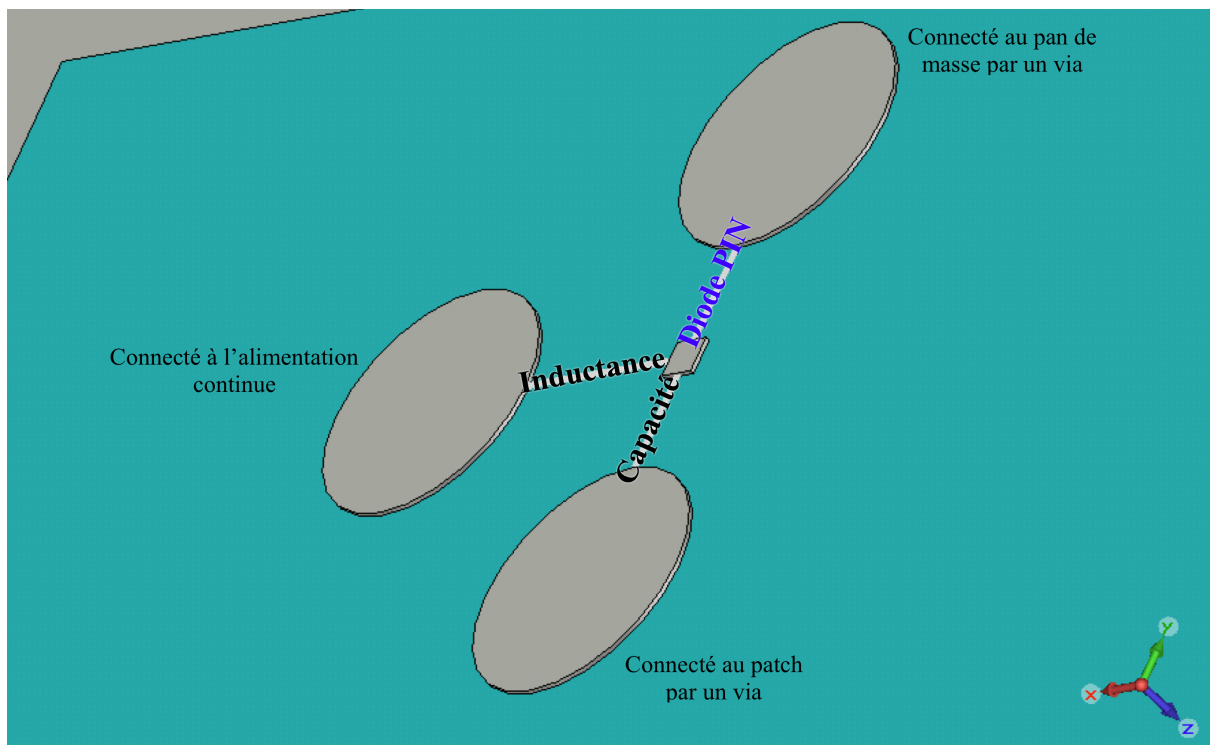
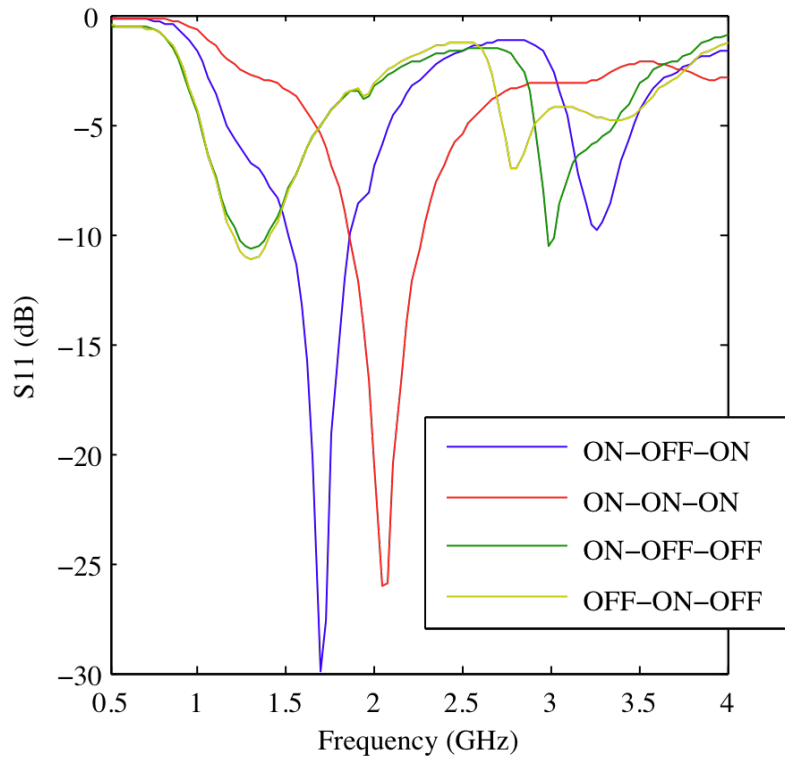


Fig. 3.31 : Détails d'un circuit de polarisation (interrupteur 3)




 Fig. 3.32 : Courbe de  $S_{11}$  de l'antenne optimisée

L'ajout des circuits de polarisation et du diélectrique ont deux effets principaux : une modification de l'adaptation en général et un décalage vers le bas des fréquences de résonance (mis à part les plus basses). Ce dernier point peut s'expliquer par le fait que les diodes ne sont plus positionnées exactement de la même façon : elles ne sont plus reliées directement au plan de masse, mais sont connectées à un patch, puis au plan de masse par un via ; par suite les lignes de courant sont plus longues, ce qui peut expliquer ce léger décalage en fréquence. Malgré la complexification de l'antenne, les performances restent acceptables, bien que l'on ne soit plus dans les bandes désirées ; il est néanmoins probable qu'une optimisation très locale de cette antenne permettrait, en déplaçant légèrement la position des courts-circuits, de retrouver les fréquences de résonances voulues.

## 3.6 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre trois types d'antennes PIFA reconfigurables et leurs variations. Celles-ci présentent une complexité croissante dans leurs possibilités de reconfiguration ; en effet, le nombre total de celles-ci varie de seulement 4 à presque 100000. Il semble, au vu des résultats obtenus au cours de la thèse, qu'une complexification progressive de l'antenne PIFA, par ajout de courts-circuits commutables, permette de s'approcher de la fonctionnalité recherchée, ici l'obtention d'une antenne possédant un ensemble de bandes étroites de fréquences adaptées commutables. Divers algorithmes d'optimisation ont été employés pour obtenir une telle fonctionnalité selon un processus plus systématique que par une conception totalement empirique. Ainsi il est apparu qu'un nombre de courts-circuits commutables supérieur au nombre de bandes de fréquences que l'on souhaite adapter soit nécessaire. Cela permet de dégager des degrés de libertés supplémentaires qui permettent à l'optimisation de converger, sinon plus facilement, du moins plus rapidement vers une solution acceptable. Ainsi, l'antenne PIFA dotée de trois interrupteurs donne-t-elle de meilleurs résultats que celle qui n'en possède que deux, dans le cadre d'une optimisation à quatre bandes distinctes. On est alors tenté de généraliser et de supposer que naturellement une antenne équipée de quatre commutateurs donnera des résultats encore meilleurs pour une optimisation à quatre bandes, ou permettra l'ajout d'une cinquième, voire sixième bande, à adapter dans le processus d'optimisation.

Certains choix se sont révélés problématiques dans cette étude. Le premier concerne la décision d'employer des interrupteurs à l'arséniure de gallium, qui se sont avérés à la fois peu fiables et délicats à manœuvrer ; cela s'est traduit directement par des résultats expérimentaux relativement médiocres, en comparaison avec ceux obtenus avec des diodes qui seront présentés dans le chapitre suivant. D'autre part, la décision de limiter à seulement deux le nombre de composants actifs sur l'antenne, motivée uniquement par des problèmes pratiques (difficultés liées aux composants évoquées plus haut ou complexité accrue de formulation de contraintes d'optimisation), s'est traduite par une perte de temps. En effet, si cela a permis un affinage rendu nécessaire du processus d'optimisation et notamment des fonctions de coût, les résultats obtenus ne sont pas à la hauteur de nos espérances. Néanmoins, l'ouverture de la démarche vers l'emploi d'un nombre plus important de composants, ici trois, démontre sa validité.

Toutes ces antennes PIFA présentent des fonctionnalités bande étroite. Cette étroitesse a été volontairement imposée par les fonctions de coûts, dans la mesure où la fonctionnalité recherchée était l'obtention de bandes aussi séparées que possible. Cependant, il est intéressant de rechercher à concevoir des antennes possédant des fonctionnalités à bande ultra large instantanée, ne serait-ce que pour l'originalité de telles antennes.

# Chapitre 4

## Conception d'antennes UWB reconfigurables

### 4.1 Introduction

Les antennes reconfigurables UWB sont relativement rares, comme on l'a évoqué dans le premier chapitre de ce mémoire. Cependant, elles représentent un important potentiel en termes d'applications, notamment dans les domaines émergents des radios logicielles et cognitives.

Une antenne reconfigurable UWB est une antenne dont au moins l'un des modes de fonctionnement présente une bande passante instantanée ultra large. Par suite, les composants de reconfiguration employés, ainsi que les structures ajoutées pour la reconfiguration et la polarisation doivent présenter un comportement ultra large bande ou, plus exactement, ils doivent maintenir les caractéristiques pour lesquelles ils sont utilisés sur un domaine fréquentiel très étendu. Il s'agit là d'un des points les plus délicats dans la conception de telles antennes.

Dans ce chapitre seront introduites trois antennes distinctes et leurs évolutions respectives. On commencera par présenter une antenne basée sur un patch triangulaire alimenté par une sonde en F, modifiée puis optimisée afin de présenter à la fois une bande UWB commutable et une bande étroite, à plus basse fréquence et accordable. On présentera ensuite une antenne monopôle UWB possédant une réjection bande étroite accordable en fréquence sur la majorité de sa bande. Enfin nous introduirons une antenne monopôle planaire UWB munie à la fois d'une bande UWB commutable et d'une bande étroite accordable située à l'intérieur de la bande UWB. Ces deux dernières antennes ont par ailleurs été prototypées et des résultats de mesure seront présentés.

## 4.2 Antenne patch triangle UWB reconfigurable

### 4.2.1 Démarche, méthode

La première antenne UWB étudiée est basée sur une antenne patch, triangulaire, alimentée par une sonde en F [129]. On s'est initialement tourné vers ce type d'antenne, car elle est assez similaire, géométriquement parlant, aux antennes PIFA que l'on a étudiées jusqu'ici, dans la mesure où celles-ci ont un plan de masse sous lequel peuvent être placés des composants actifs accompagnés de leurs circuits d'alimentation ; par suite, le recours à des courts-circuits commutables a naturellement été envisagé.

#### 4.2.1.1 Antenne de départ

L'antenne qui a servi de base aux travaux présentés dans cette section est le fruit d'une collaboration précédente entre le laboratoire et le département COMELEC de Télécom-ParisTech<sup>24</sup>.

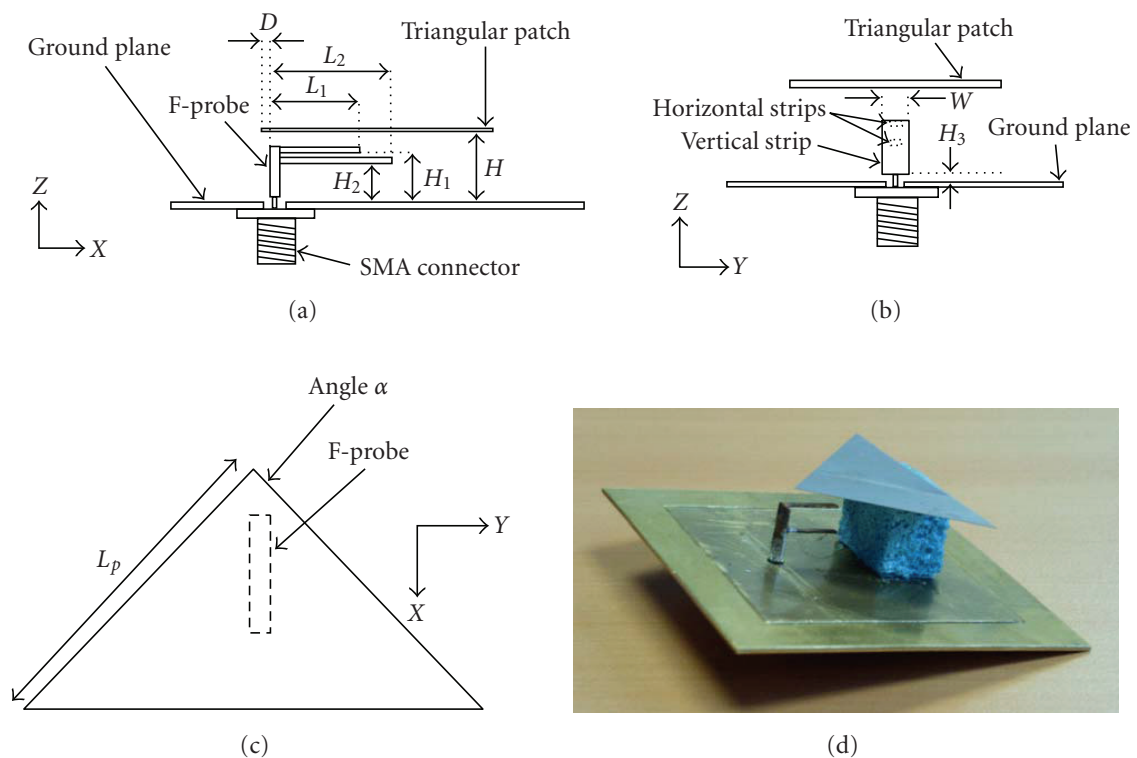


Fig. 4.1 : Antenne UWB patch triangle – sonde en F

<sup>24</sup> Les Fig. 4.1 et Fig. 4.2 sont extraites de **ref**

La géométrie de l'antenne est présentée en Fig. 4.1 ; elle est constituée d'un patch triangulaire, situé au dessus d'un plan de masse, et est alimenté par une sonde en F reliée à un connecteur SMA situé sous le plan de masse. La courbe du coefficient de réflexion est présentée en Fig. 4.2 et les dimensions exactes dans le Tableau 4.1.

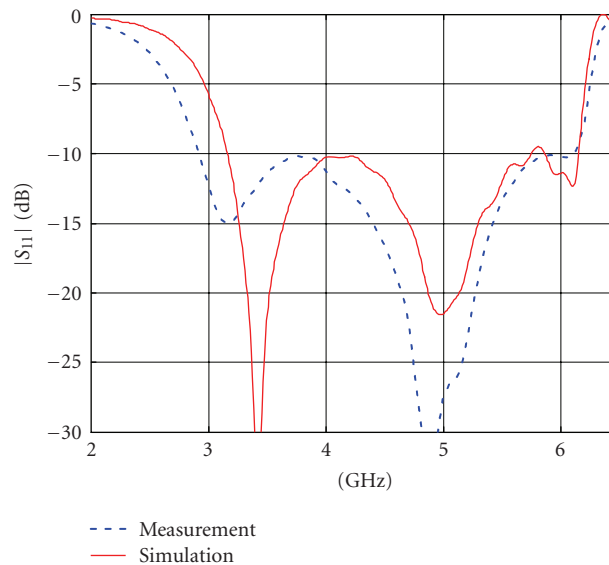


Fig. 4.2 : Courbe de  $S_{11}$  de l'antenne UWB de départ

Paramètre	Dimension (mm)
$L_p$	36
$L_1$	9,9
$L_2$	10,8
D	0,6
H	14,9
$H_1$	10,05
$H_2$	5,6
$H_3$	0,4
W	3,6
$\alpha$	84°

TABEAU 4.1 : DIMENSIONS DE L'ANTENNE UWB DE DEPART

#### 4.2.1.2 Modifications apportées

La première modification apportée à l'antenne est, conformément à ce qui a été expliqué au chapitre 2, le choix de doubler toutes les dimensions de l'antenne. La bande des fréquences de résonance est conséquemment décalée vers le bas, passant de 3-6 GHz à 1.5-3 GHz, l'objectif étant de diminuer les contraintes sur les composants employés et de faciliter un éventuel prototypage. Les paramètres géométriques de l'antenne sont ajustés afin d'obtenir

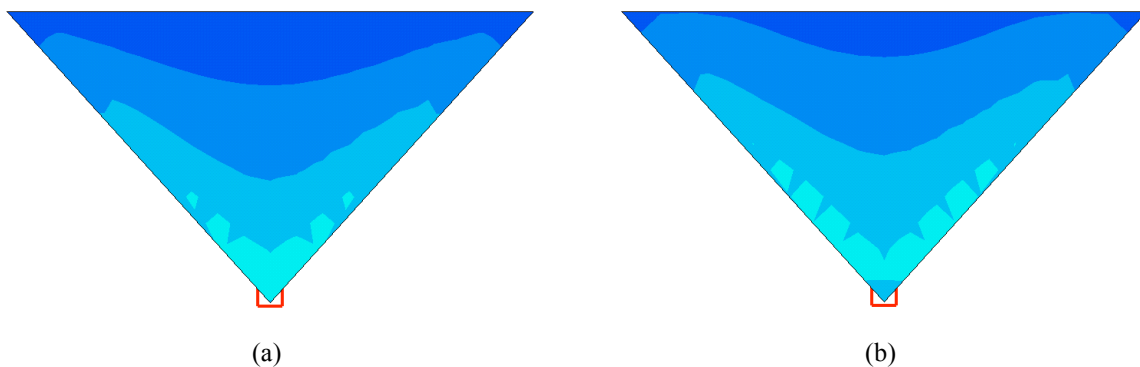
une adaptation de -10 dB dans la nouvelle bande de fréquence ; ils sont donnés dans le Tableau 4.2.

Paramètre	Dimension (mm)
$L_p$	62
$L_1$	20,4
$L_2$	19,8
D	1,2
H	26
$H_1$	20,1
$H_2$	11,8
$H_3$	0,6
W	7,2
$\alpha$	84,3°

TABLEAU 4.2 : DIMENSIONS MODIFIEES DE L'ANTENNE

La seconde modification concerne l'ajout de courts-circuits reliant le patch au plan de masse, de manière similaire aux antennes PIFA du chapitre précédent ; en revanche, cette fois des diodes varicap sont utilisés en tant que composants continûment reconfigurables.

Le positionnement de ces courts-circuits est primordial : s'ils sont mal positionnés, ils peuvent au mieux n'avoir aucun impact sur le comportement de l'antenne, et au pire dégrader les performances de celle-ci. Pour détecter les zones « sensibles », on choisit un outil de visualisation des densités de courant surfaciques intégré à CST. La Fig. 4.3 montre ces densités de courant sur le patch de l'antenne, à quatre fréquences réparties sur la bande d'adaptation de l'antenne : 1,5, 2, 2,5 et 3 GHz.



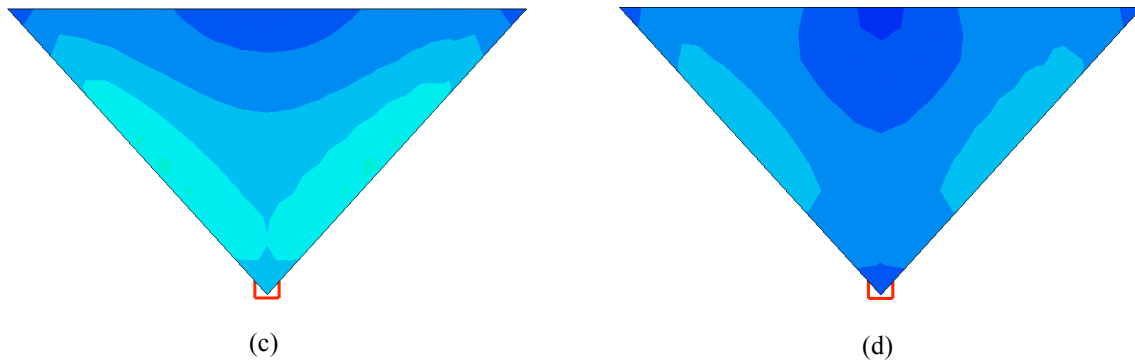


Fig. 4.3 : Visualisation des lignes de courant (amplitude maximale) à 1,5 (a), 2 (b), 2,5 (c) et 3 GHz (d)

Ces lignes de courant sont représentées en valeur absolue, à leur amplitude maximale. Il est manifeste que l'impact des courts-circuits est le plus important lorsqu'ils sont placés sur les côtés du triangle, zones où les courants sont les plus forts. L'ajout des courts-circuits permet l'apparition d'une résonance de basse fréquence, aux alentours de 1 GHz ; la valeur exacte de cette fréquence, ainsi que l'adaptation correspondante de l'antenne, dépendent du positionnement des courts-circuits le long des côtés du patch triangulaire. Par ailleurs, la longueur électrique des courts-circuits peut être modifiée, en faisant varier la capacité se trouvant à leur extrémité ; cela permet, une fois leur position exacte déterminée, de faire varier localement la fréquence à laquelle ils résonnent. Deux courts-circuits actifs sont ajoutés, initialement positionnés de manière symétrique dans les coins supérieurs du triangle. Leur position exacte sera optimisée par la suite.

Les courts-circuits actifs, bien qu'ils permettent l'apparition d'une fréquence de résonance accordable, ne représentent cependant pas un apport suffisant en termes de fonctionnalité d'antenne. Il serait intéressant de pouvoir permettre à l'antenne d'activer ou de désactiver sa bande UWB, tout en conservant cette fréquence de résonance basse.

Pour désadapter la bande UWB, des fentes sont ajoutées, le long des côtés du triangle également, lieu des densités de courants les plus fortes. Elles sont rendues « commutables » par l'ajout de diodes PIN reliant leurs deux extrémités, positionnées dans l'alignement des côtés du triangle afin, lorsqu'elles sont passantes, que les lignes de courant sur le patch ne soient que peu perturbées. Lorsqu'en revanche les diodes sont bloquantes, celles-ci sont contraintes de contourner les fentes. Ce comportement est illustré en Fig. 4.4.

Cette modification des lignes de courant a deux principaux effets : premièrement, lorsque les diodes sont bloquantes, l'adaptation dans la bande UWB est réduite d'au moins 5 à 7 dB. D'autre part, le rallongement des lignes de courant depuis le point d'alimentation de



l'antenne jusqu'aux courts-circuits commutables (dû au contournement des fentes) a pour effet de diminuer la fréquence de résonance accordable. Naturellement, les longueurs, largeurs et positions des fentes devront être optimisées.

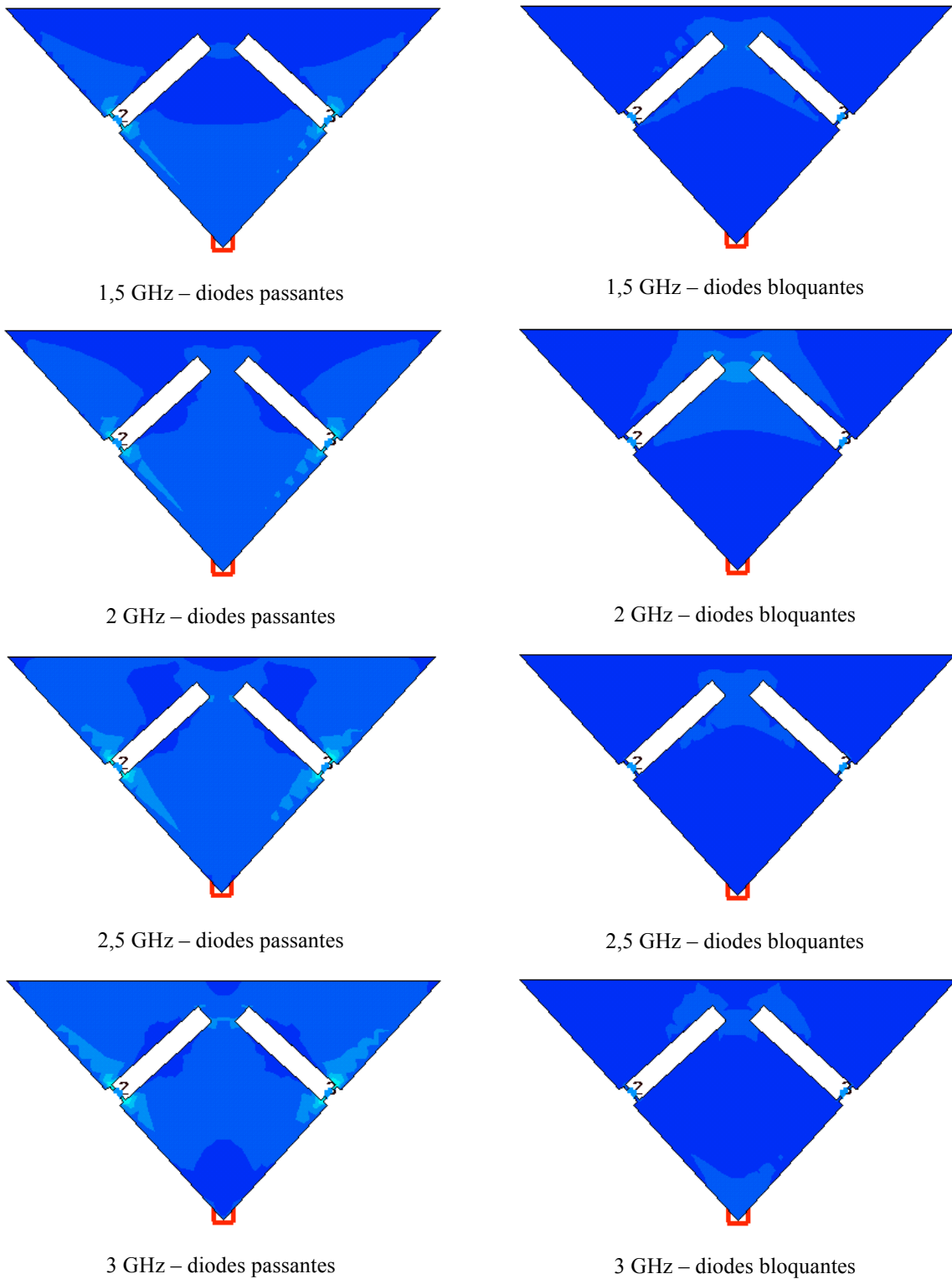


Fig. 4.4 : Modification des lignes de courant, par commutation des diodes PIN de chargement des fentes

La désadaptation dans la bande UWB n'étant pas suffisante (-3 à -5 dB), il est nécessaire de déterminer une autre zone modifiable : la sonde d'alimentation est un candidat idéal, ne serait-ce que dans la mesure où elle est le siège des courants surfaciques les plus forts de l'antenne. Par ailleurs, une grande partie du caractère ultra large bande de l'antenne résulte de la proximité, à la fois dans la position et les dimensions, des deux bras de cette sonde en F. En séparant ces derniers par des fentes commutables, il est possible de diminuer très fortement l'adaptation dans la bande UWB, jusqu'à des niveaux supérieurs à -1 dB. Cependant, lorsque les diodes sont bloquantes, les deux branches sont toutes deux déconnectées de l'alimentation coaxiale, ce qui a pour effet direct de supprimer l'excitation du patch par la sonde ; par conséquent la résonance accordable en basse fréquence disparaît, ce qui n'est pas souhaitable. En effet, dans ce cas, l'antenne en mode UWB-OFF n'offre plus aucune possibilité d'utilisation, puisqu'elle est désadaptée sur tout son spectre d'utilisation ; en maintenant la résonance basse fréquence, on permet à l'antenne de conserver une utilisation possible en bande étroite, que la bande UWB soit passante ou non.

Pour ce faire, un « pont » est ajouté à la sonde en F, qui relie la partie basse de celle-ci (prêt de l'alimentation coaxiale) à la branche supérieure du F, en passant au dessus de la partie centrale de la sonde, et notamment de la branche inférieure du F ; la sonde modifiée est présentée en figure Fig. 4.5. Lorsque les diodes sont bloquantes, le pont est traversé par un courant qui permet l'excitation de la branche supérieure du F, qui à son tour peut exciter le patch, ce qui permet de maintenir la résonance basse fréquence. Lorsque les diodes sont passantes, il n'est traversé que par un faible courant et ne perturbe donc que peu le fonctionnement UWB de la sonde. En effet, ce pont a été ajouté de manière orthogonale aux lignes de courant, dans le but précis d'éviter de coupler celles-ci de manière trop importante, particulièrement en mode UWB. Ses dimensions très sensibles seront optimisées par la suite.

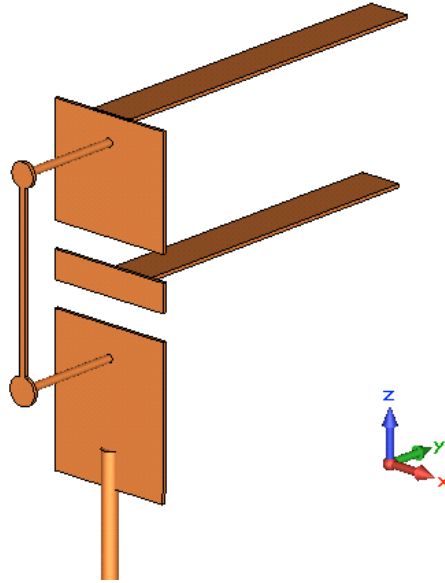


Fig. 4.5 : Sonde en F modifiée

L'antenne modifiée comporte donc un total de 6 composants actifs : 2 diodes PIN sur la sonde, 2 autres sur le patch et 2 diodes varicap sous le plan de masse, reliées aux courts-circuits. Il est évidemment nécessaire d'alimenter ces composants, ce qui est présenté dans la section suivante.

#### 4.2.2 Polarisation des composants

Sans ôter à la généralité du problème, on suppose que le plan de masse commun de la structure est alimenté par un potentiel continu fixé à 0 V. La structure comporte six composants, polarisés symétriquement par paire ; trois potentiels continus variables sont donc nécessaires à l'alimentation de la structure (en plus d'une référence commune). La polarisation des varicaps est la plus simple ; en effet, le plan de masse, de taille relativement importante, permet une conception plus aisée des circuits de polarisation, qui sont écrantés par ce dernier. De manière tout-à-fait similaire à ce qui a été présenté au sujet des PIFA dans le chapitre précédent, des via sont percés dans le plan de masse ; les courts-circuits traversent ceux-ci et sont connectés chacun à une diode varicap, reliée elle-même au plan de masse. Les deux courts-circuits étant connectés électriquement par le patch, il suffit d'en polariser un seul pour obtenir une différence de potentiel avec le plan de masse : en faisant varier ce potentiel de polarisation, on fait varier la capacité des deux diodes, simultanément et symétriquement<sup>25</sup>.

<sup>25</sup> Dans la mesure où les deux varicaps sont identiques, aux variations dues au processus de fabrication près.

Le détail de la polarisation des varicaps est donné en Fig. 4.6. Il faut noter que le fil d'amenée du potentiel continu, ainsi que l'inductance de découplage nécessaire, ne sont pas pris en compte sur ce modèle.

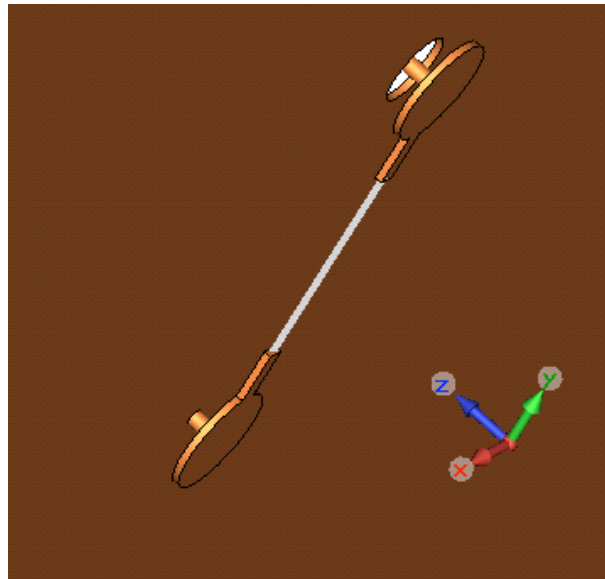


Fig. 4.6 : Détails de la polarisation des varicaps

Par suite de la polarisation des varicaps, l'ensemble du patch est au même potentiel, ce qui ne permet pas d'alimenter les diodes PIN qui chargent les fentes placées sur celui-ci. L'ajout d'une fente supplémentaire, séparant le patch en deux parties conformément à la Fig. 4.7, permet de remédier au problème. Cependant, pour limiter l'effet de cette nouvelle fente de polarisation sur l'antenne, deux capacités de découplages sont ajoutées, dans le prolongement des fentes « actives », zone où les courants sont les plus forts ; grâce à celles-ci, la fente de polarisation est pratiquement invisible à l'antenne, que ce soit en mode UWB-ON ou UWB-OFF. Le patch étant séparé en deux parties distinctes (du point de vue des signaux continus), il est nécessaire de leur appliquer une différence de potentiel pour alimenter les diodes PIN chargeant les fentes. Pour ce faire, on a ajouté un pont, conformément à la Fig. 4.8. Ce pont relie la pointe inférieure du patch triangulaire à un point de polarisation dans le plan de masse, isolé électriquement du reste de ce dernier par une fente circulaire ; le pont est en outre relié au travers d'une inductance de découplage, dont l'objectif est de limiter l'effet d'un fil d'amenée de courant continu, sous le plan de masse. La moitié supérieure du plan est déjà polarisée par le potentiel utilisé pour alimenter les varicaps. La position et les dimensions du pont ont été déterminées empiriquement, de manière à peu perturber le comportement de l'antenne.

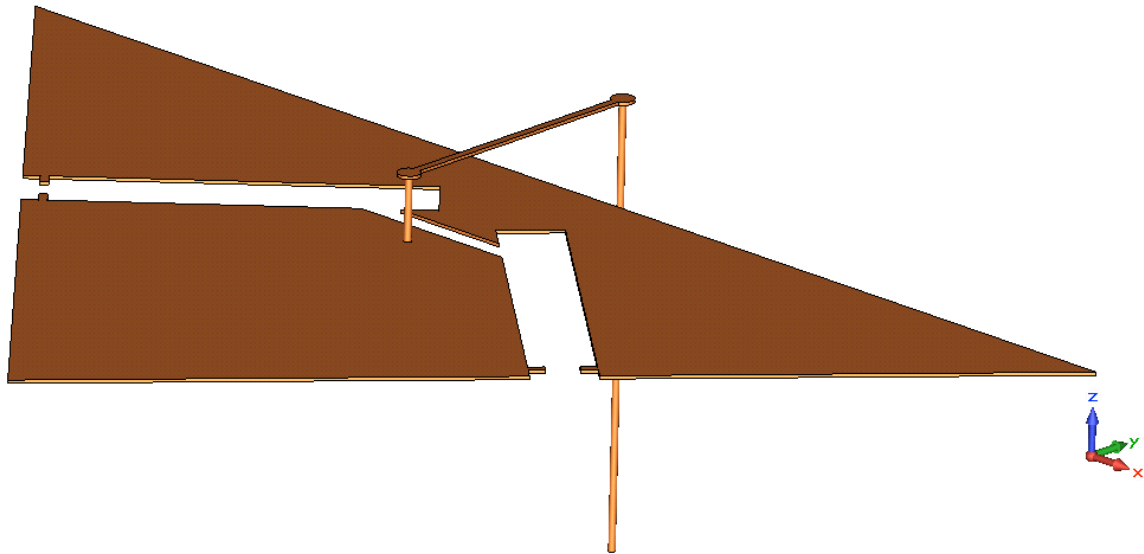


Fig. 4.7 : Détails de la polarisation du patch

Il reste à polariser les deux diodes PIN de la sonde en F ; cependant cette zone est le siège des courants les plus forts, et toute modification dans cette zone est relativement délicate. Le plan de masse étant déjà polarisé à 0 V DC, il est judicieux d'utiliser la polarisation du port d'alimentation RF de l'antenne, pour limiter l'ajout de structures potentiellement perturbantes. Par conséquent, pour alimenter la sonde, il suffit de relier la branche inférieure du F au plan de masse, ce qui est réalisé de la manière montrée en Fig. 4.8. On utilise une inductance de découplage, entre le plan de masse et cette ligne de polarisation, pour isoler les courants RF du plan de masse. Le positionnement de cette ligne de polarisation est le résultat empirique de nombreuses simulations préliminaires ; néanmoins, ses dimensions exactes doivent être optimisées, puisqu'elles sont très sensibles. La géométrie complète de l'antenne modifiée est présentée en Fig. 4.8.

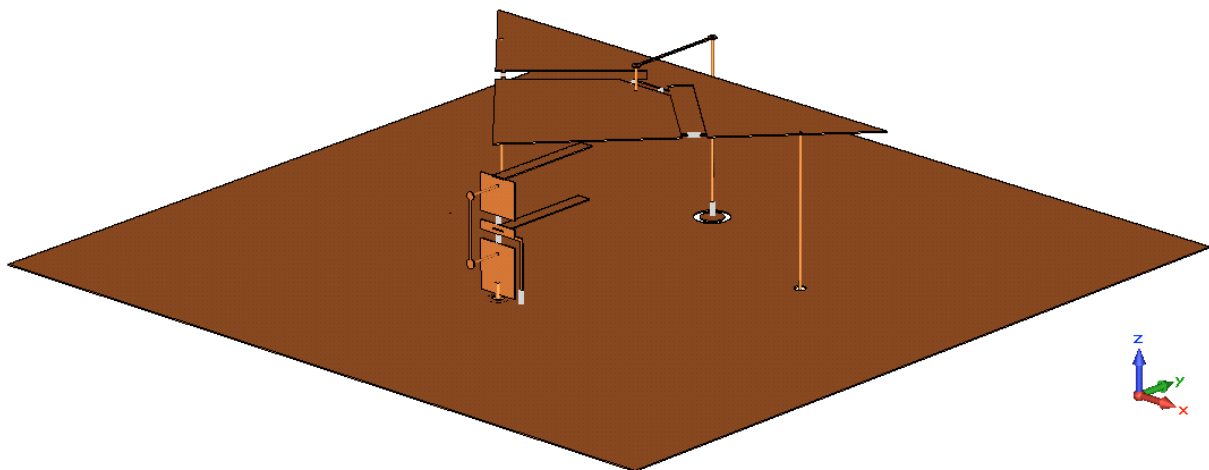


Fig. 4.8 : Détails de la polarisation de la sonde en F active

De manière générale, il a été décidé d'optimiser les dimensions et positions de toutes les structures ajoutées, afin d'obtenir les meilleures performances possibles, selon certains critères que nous allons détailler dans la partie suivante.

### 4.2.3 *Optimisation et résultats de simulation*

La première question à poser est celle des critères de performance et le choix de ceux à optimiser. La fonctionnalité recherchée dans cette antenne est celle d'une bande UWB commutable, en plus d'une résonance étroite en basse fréquence (hors spectre UWB). Cette bande UWB doit à la fois être bien adaptée en mode UWB-ON et rejeter une partie importante du signal en mode UWB-OFF.

Il est important de quantifier la réjection ; en ce qui concerne l'adaptation, on utilise le critère standard de -10 dB sur le coefficient de réflexion comme critère. La réjection est particulièrement utile pour filtrer des signaux ; on peut souhaiter filtrer un signal sortant, afin d'éviter de perturber d'autres signaux qui pourraient se trouver dans la même bande, dans le cadre par exemple de cohabitation avec d'anciens standards de télécommunications (c'est particulièrement vrai en UWB). On peut aussi souhaiter filtrer un signal entrant, pour éviter de perturber ou endommager le système de réception (par exemple dans une perspective de guerre électronique). Dans les deux cas, il faut limiter au maximum la puissance sortante, et pour ce faire, on s'intéresse au coefficient de réflexion. La puissance totale rayonnée par l'antenne est donnée par la formule suivante,  $P_0$  étant la puissance fournie à l'antenne :

De manière analogue, la puissance entrant dans un système est donnée par la même formule,  $P_0$  étant cette fois la puissance totale reçue par l'antenne, sur l'angle solide  $4\pi$ . Si l'on souhaite filtrer 90% de la puissance, le coefficient de réflexion doit avoir une valeur de -0,46 dB ou plus. Il est alors apparent que pour obtenir un filtrage efficace, la désadaptation doit nécessairement être très importante. Ainsi, si elle chute à -1 dB, 80% uniquement de la puissance du signal est filtrée. Il est donc délicat d'avoir à la fois un filtrage efficace en configuration UWB-OFF, tout en maintenant un niveau d'adaptation correct, en mode UWB-ON. Deux fonctions de coût, très analogues à celles présentées au chapitre précédent, sont conçues pour exprimer l'objectif d'adaptation à -10 dB d'une part, et celui de réjection à -1 dB d'autre part. Ces deux objectifs doivent idéalement être atteints sur l'intégralité de la bande UWB de 1,5 à 3 GHz. La fréquence de résonance basse n'est pas prise en compte, et

la polarisation de la varicap ajustée de sorte que la fréquence de résonance basse soit au milieu de sa plage de variation maximale<sup>26</sup>. On utilise le couple CST ADS pour l'optimisation et le caractère mono-objectif de celle-ci impose de combiner les deux fonctions de coût en une seule. On ajoute par ailleurs un poids sur l'objectif d'adaptation, afin à nouveau de ne pas pénaliser celle-ci au profit de la désadaptation. La fonction de coût totale à minimiser est donc la suivante :

$$50 \cdot \sum_{\substack{f \in [1.5, 3] \\ \text{UWB-ON}}} 0.8 - \min(|S_{11}(f)|, 0.89)^2 + \sum_{\substack{f \in [1.5, 3] \\ \text{UWB-OFF}}} 0.1 - \max(|S_{11}(f)|, 0.316)^2$$

Les paramètres géométriques des structures ajoutées à l'antenne uniquement (présentés en Fig. 4.9) sont optimisés ; ceux de l'antenne de base ne le sont pas, puisqu'ayant été ajustés manuellement en début de conception.

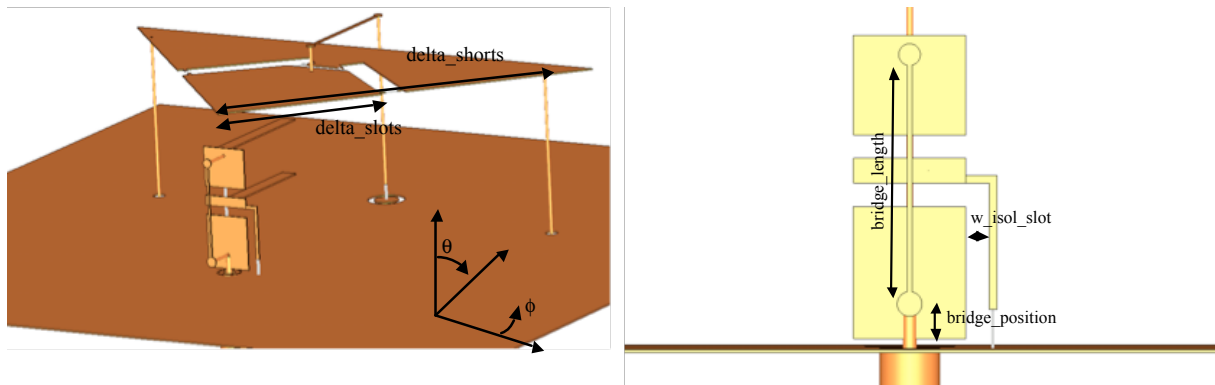


Fig. 4.9 : Paramètres à optimiser de l'antenne présentée

Conformément à la méthodologie employée précédemment, après la simulation d'un grand nombre de structures générées aléatoirement (environ 250), la meilleure parmi celles-ci est localement améliorée par un algorithme de descente de gradient. Les dimensions optimisées sont présentées dans le Tableau 4.3.

Paramètres à optimiser	Valeur (mm)
delta_shorts	49.1
delta_slots	29.7
bridge_position	2.5
bridge_length	11.3
bridge_height	6.1
w_isol_slot	1.1

TABLEAU 4.3 : VALEURS OPTIMISEES DES PARAMETRES DE L'ANTENNE PRESENTEE

<sup>26</sup> La plage de fréquence n'étant pas la même en mode UWB-ON et UWB-OFF, on utilise deux valeurs de polarisation distinctes.

Les Fig. 4.10 et Fig. 4.11 montrent les courbes de  $S_{11}$  de l'antenne optimisée lorsque la bande UWB est respectivement activée et désactivée. Les objectifs de l'optimisation ont manifestement bien été remplis : en mode UWB-ON, l'antenne est adaptée de 1,6 à 3 GHz, et la fréquence de résonance basse est accordable de 920 à 995 MHz. En mode UWB-OFF, la désadaptation est supérieure à -1 dB de 1,7 à 2,95 GHz et l'on conserve une fréquence de résonance basse, accordable de 695 à 770 MHz.

Les bandes de fréquences obtenues, que ce soit en mode adapté ou désadapté, sont légèrement plus étroites que celles visées en objectif. La fréquence de résonance a la même excursion fréquentielle dans les deux modes (75 MHz), mais la fréquence centrale est décalée vers le bas de 225 MHz en mode UWB-OFF, par rapport au mode UWB-ON.

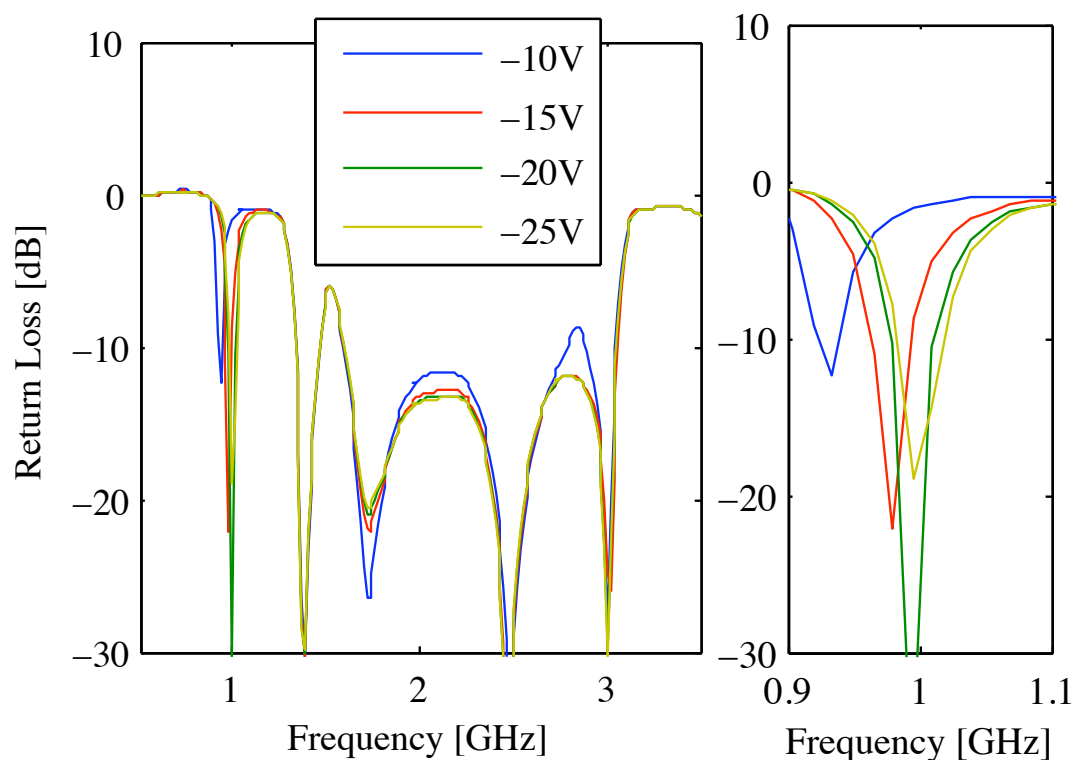


Fig. 4.10 :  $S_{11}$  de l'antenne en mode UWB-ON



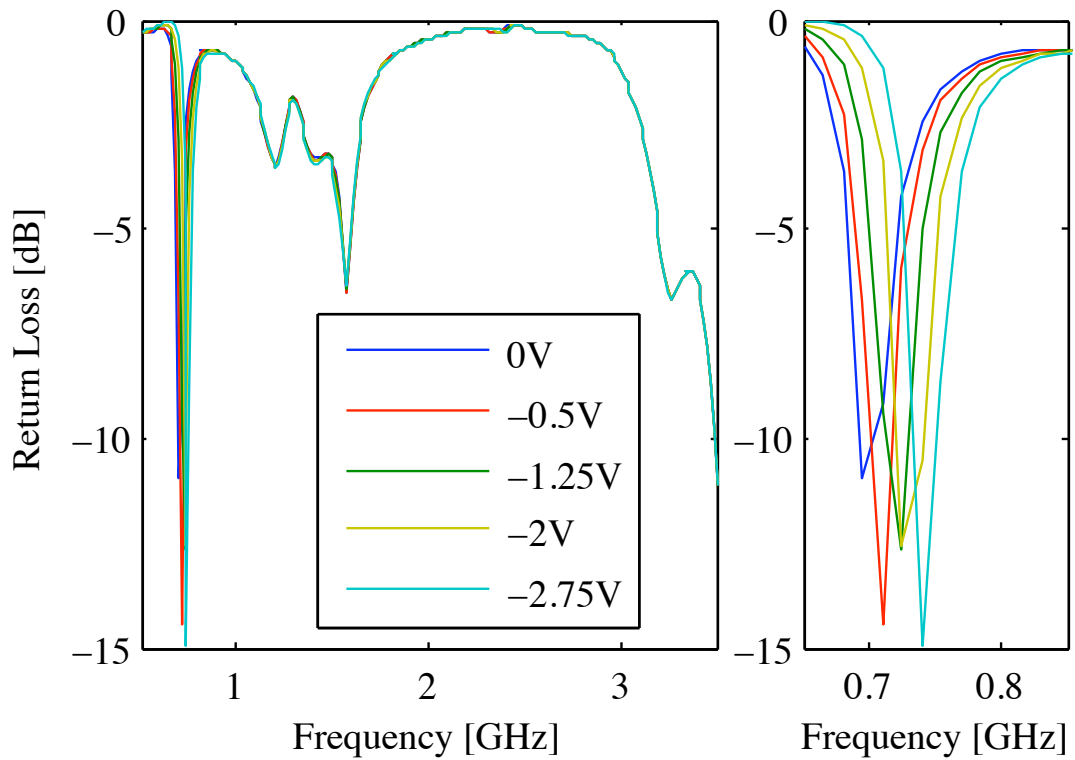
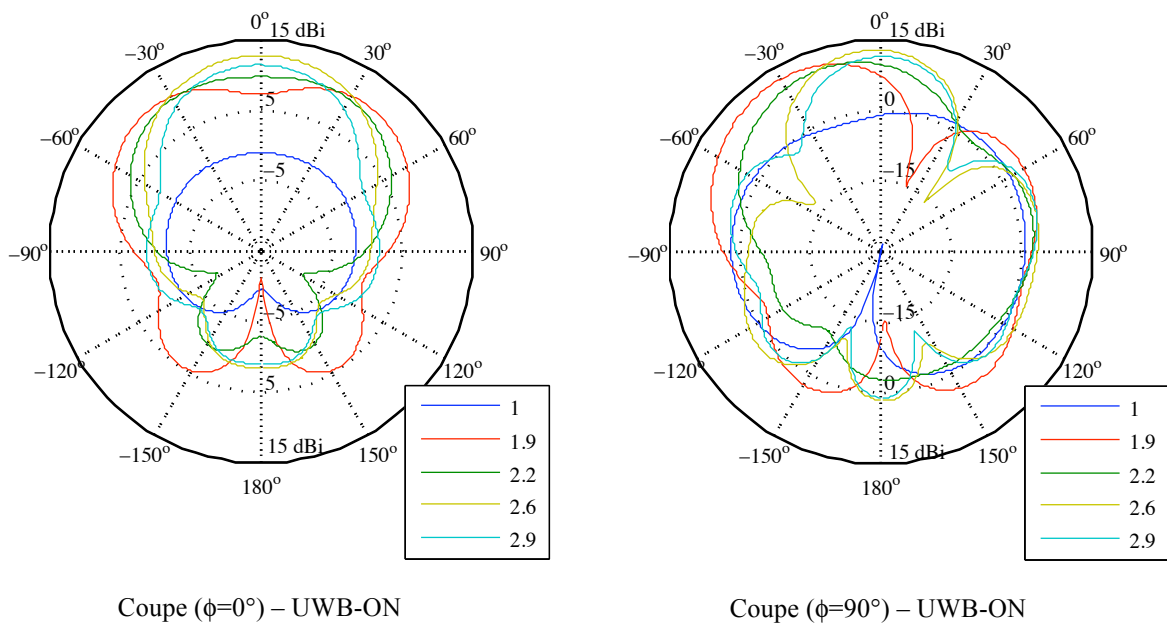


Fig. 4.11 :  $S_{11}$  de l'antenne en mode UWB-OFF

Observons à présent les diagrammes de gain de l'antenne, présentés en Fig. 4.12. Ceux-ci sont calculés en présence des composants, et pour chaque mode de fonctionnement de l'antenne est représenté le gain dans la bande passante étroite (basse fréquence) ainsi que pour quatre fréquences situées dans la bande passante UWB.



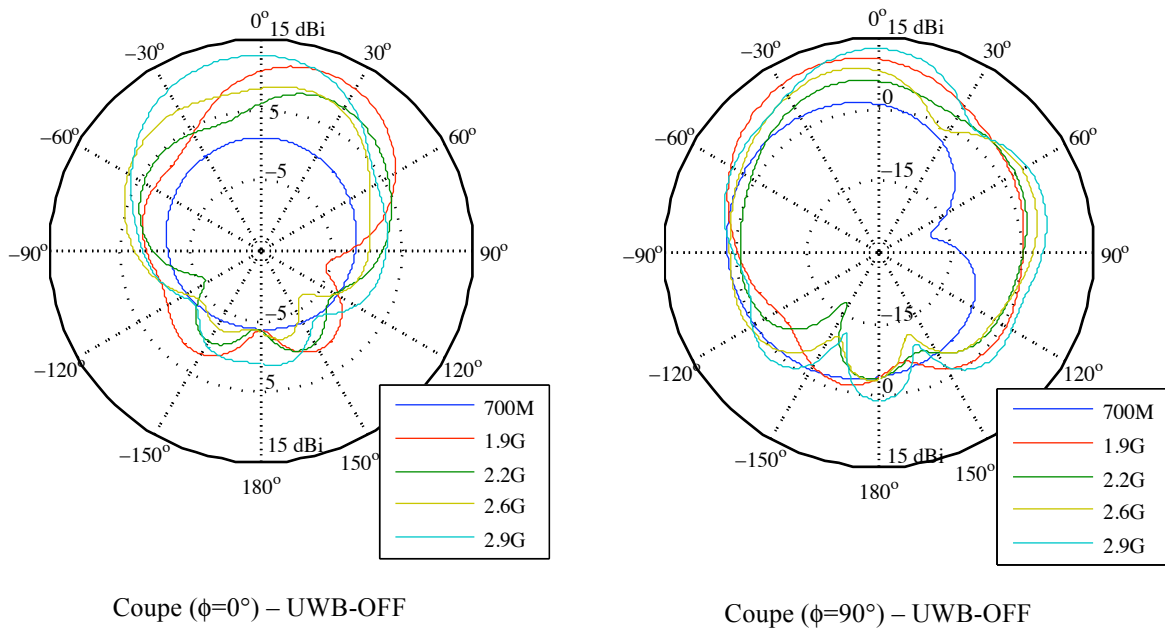


Fig. 4.12 : Diagrammes de gain de l'antenne présentée, en mode UWB-ON et UWB-OFF à différentes fréquences (GHz)

On remarque tout d'abord que dans les deux modes de fonctionnement, l'antenne a peu ou pas de gain dans la bande de fréquence basse, ce qui est probablement dû à sa petite taille. Dans la bande UWB, les diagrammes sont similaires que celle-ci soit activée ou non.

Pour quantifier l'effet réjecteur de l'antenne, il peut être intéressant d'introduire la notion de *gain directionnel en filtrage de puissance (GDFP)*. Celui-ci s'applique à une antenne possédant une fonctionnalité de filtrage ou de réjection de signal et, pour une antenne donnée, ce gain dépend de la fréquence et de la direction d'arrivée du signal. Il s'agit du rapport entre le gain réalisé de l'antenne dans son état « normal » sur le gain réalisé de l'antenne lorsqu'elle est filtrante ; il est donné en dB par la formule suivante,  $G$  représentant le gain linéaire de l'antenne :

$$GDFP(\theta, \phi, f) = 10 \cdot \log \left( \frac{G_{passant}(\theta, \phi, f) \cdot (1 - |S_{11}(f, passant)|^2)}{G_{filtrant}(\theta, \phi, f) \cdot (1 - |S_{11}(f, filtrant)|^2)} \right)$$

Si l'on intègre préalablement les gains sur tout l'angle solide  $4\pi$  et que l'on néglige les pertes dans l'antenne, on obtient le *gain en filtrage de puissance (GFP)*, qui n'est autre que le rapport entre puissances entrantes ou sortantes (introduite en 4.2.3) lorsque l'antenne est passante et bloquante. Ce gain est donné par la formule suivante :

$$GFP(f) = 10 \cdot \log \left( \frac{1 - |S_{11}(f, passant)|^2}{1 - |S_{11}(f, filtrant)|^2} \right)$$

Pour l'antenne considérée, le GFP varie entre des valeurs de l'ordre de 20 dB, au centre de la bande passante UWB jusqu'à seulement 2 dB, aux extrêmes de celle-ci. A nouveau, pour obtenir un bon gain de filtrage en puissance, il est primordial d'avoir des niveaux de réjection très élevés.

#### **4.2.4 Conclusion et perspectives**

Cette première antenne UWB reconfigurable démontre la possibilité d'obtenir une fonctionnalité de reconfiguration d'antenne purement UWB (commutation de bande instantanée ultra large), par opposition aux antennes PIFA précédentes qui proposent une superposition de modes de fonctionnement bande étroite. Cependant, cette antenne soulève également un certain nombre de problèmes. Le premier réside dans sa complexité géométrique, et notamment dans le nombre de structures volumiques ajoutées, qui la rendent très délicate à prototyper. D'un point de vue plus théorique, certains des composants utilisés, notamment les inductances de découplage (coniques UWB) sont volumineux et placés dans des zones de courants forts, ce qui peut entraîner des imprécisions dans le calcul des résultats par les logiciels de simulation électromagnétique.

En termes de fonctionnalités, l'antenne reste également relativement limitée. Partant de cette première antenne, plusieurs évolutions peuvent être envisagées. La première, présentée en 4.3, permet de faire varier le filtrage sur la bande UWB, au lieu d'une commutation totale de l'ensemble de la bande UWB. Une autre, présentée en 4.4, garde la commutation de l'ensemble de la bande UWB, tout en maintenant, au sein même de cette gamme de fréquences, une bande étroite ajustable au sein du spectre UWB.

## **4.3 Antenne Monopole UWB à filtrage fréquentiel accordable**

### **4.3.1 Géométrie de l'antenne**

Cette seconde antenne part d'un monopole carré à base biseautée et orthogonal à un plan de masse carré, présenté en Fig. 4.13. Il s'agit d'un type d'antenne relativement classique [130][131], qui a été choisi pour deux raisons. La première réside dans la présence d'un plan

de masse de taille importante, qui peut à la fois faciliter la polarisation des composants et permettre une mesure plus aisée, en s'affranchissant d'une partie des effets de mode commun. La seconde provient de la fonctionnalité recherchée. En effet, il a été montré [132][133][134] que l'ajout d'une fente en U inversé sur le patch permet de faire apparaître une forte réjection, à bande étroite, dont la fréquence est proportionnelle à la longueur totale du U.

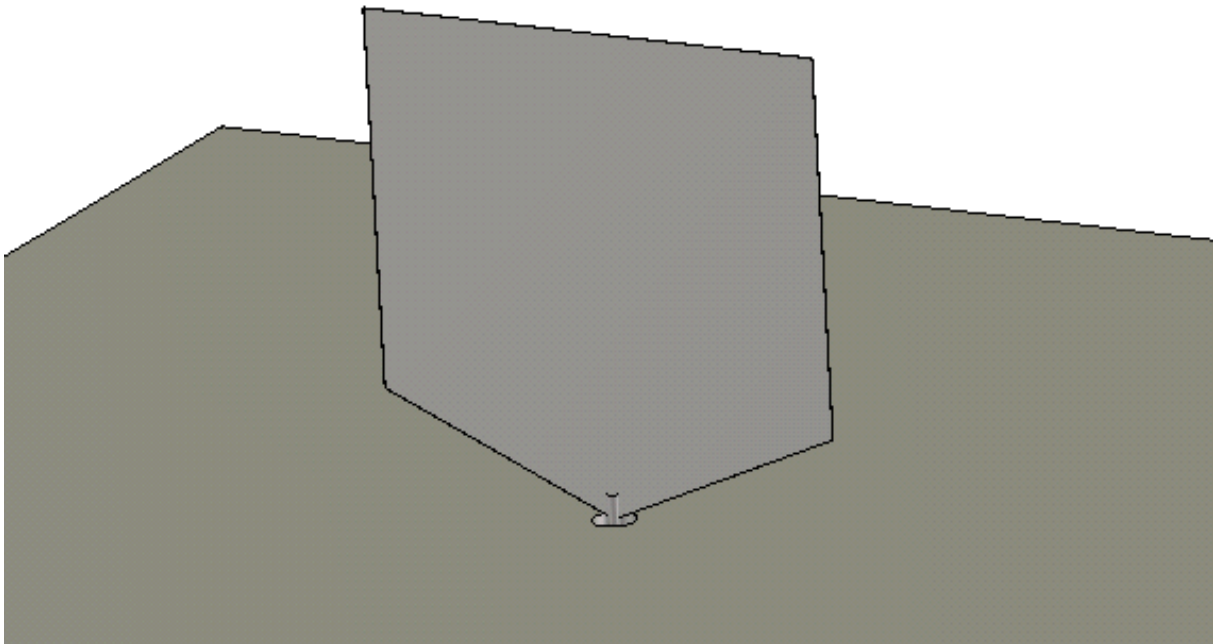


Fig. 4.13 : Un monopole UWB muni d'une fente en U inversé

En chargeant la fente par un composant de reconfiguration, il est possible de modifier sa fréquence de résonance ; dans la mesure où l'on recherche une fonctionnalité d'accord de cette fréquence de réjection sur toute la bande UWB, on s'oriente naturellement vers des diodes varicap, qui permettent de changer continûment la longueur électrique de la fente.

Un des objectifs de la conception de cette antenne est la réalisation d'un prototype : l'antenne UWB précédente, bien qu'intéressante d'un point de vue fonctionnel, présente une géométrie complexe, très délicate à réaliser avec les moyens de prototypage à disposition : il faut limiter le nombre de composants, ainsi que privilégier les structures de polarisation planaires<sup>27</sup>.

<sup>27</sup> Structures qui pourront donc facilement être gravées sur un substrat diélectrique.

### 4.3.2 *Modifications apportées*

Le monopole est dimensionné de sorte à être adapté entre 1.5 et 4.5 GHz : les dimensions de l'antenne<sup>28</sup> ont à nouveau été volontairement augmentées afin de faciliter le prototypage. Par ailleurs, les varicaps utilisées (Infineon BB857) qui présentent le plus grand domaine de variation de capacité qui nous est disponible, sont conçues pour fonctionner dans cette gamme de fréquence. Le plan de masse est dimensionné à 150 x 150 mm, et l'accès de l'antenne, via un port SMA, se trouve au centre de celui-ci.

La fente est chargée symétriquement par deux diodes varicap qu'il est nécessaire de polariser. Il faut, de manière analogue à l'antenne précédente, ajouter une ou plusieurs fentes de polarisation sur le patch, afin de créer une différence de potentiel entre les deux côtés de la fente active. A cet effet, deux fentes hémicirculaires sont ajoutées sur les branches latérales, à l'intérieur du U inversé. Par ailleurs, pour limiter l'impact de ces fentes, deux capacités de découplage sont ajoutées symétriquement aux varicaps, à l'intérieur des demi-cercles de polarisation, pour permettre entre autres raisons le retour sur le patch et la circulation des courants qui ont traversé la varicap.

Cependant, l'excursion en fréquence due aux deux diodes varicap n'est pas suffisante pour couvrir toute la bande UWB considérée. Deux solutions sont envisageables.

La première solution consiste à ajouter une deuxième fente en U inversé, avec ses hémicycles de polarisation, qui couvre donc une deuxième plage de fréquences, comme schématisé en Fig. 4.14.

En ajustant les paramètres géométriques des fentes (longueur, largeur et position sur le patch), il est possible de couvrir toute la bande UWB avec les deux réjections, chacune dépendant de la polarisation des diodes varicap dans les U inversés. Cette solution a deux avantages ; elle permet tout d'abord d'avoir à disposition deux résonances distinctes, qui permettent de filtrer simultanément deux signaux. On ne peut évidemment pas filtrer simultanément deux signaux de fréquences arbitraires, dans la mesure où les deux résonances sont complémentaires pour couvrir toute la bande UWB, mais il reste possible de filtrer un signal dans la demi-bande basse et un signal dans la demi-bande haute simultanément. Le second avantage de cette configuration réside dans la dimension de la fente relativement à la fréquence de résonance, imposée par la capacité des varicaps. En effet, plus la plage de

---

<sup>28</sup> L'antenne ayant servi de modèle est adaptée entre 3 et 9 GHz qui couvre la bande des communications UWB.

variation de la fréquence de résonance de la fente est grande, plus la taille électrique de celle-ci change : dans les fréquences les plus basses, la fente est électriquement petite, ce qui a pour effet de créer une résonance de fort facteur de qualité  $Q$ , donc très aiguë. Inversement, aux fréquences les plus élevées, la fente est électriquement grande, ce qui entraîne une résonance large bande, ainsi qu'une désadaptation plus faible. Par conséquent, moins la fréquence de résonance est amenée à varier, plus stable sera le  $Q$  de celle-ci ; on rappelle, par ailleurs, que l'application visée étant une réjection de signal bande étroite, un fort  $Q$  est préféré.

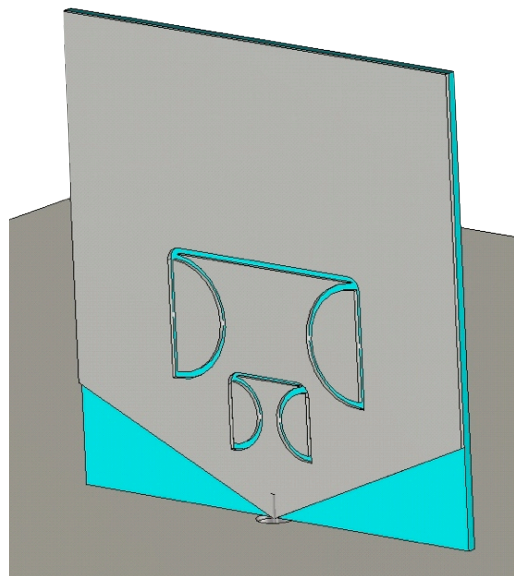


Fig. 4.14 : Détail d'une antenne UWB avec double fente en U inversé

La seconde solution est d'augmenter le nombre de composants actifs dans une unique fente. En effet, en remplaçant les deux capacités de découplage par deux varicaps supplémentaires (en rouge sur la Fig. 4.15), et après ajustement des paramètres de la fente, il est possible de couvrir une grande partie de la bande UWB avec une unique réjection. En accord avec ce que l'on vient d'évoquer sur les dimensions électriques de la fente, la bande passante et le niveau de désadaptation de cette réjection varient grandement sur son domaine de variation fréquentielle; néanmoins, cette solution est privilégiée pour la simple raison qu'elle diminue le nombre total de composants et de structures de polarisation, deux facteurs directement liés à la complexité de fabrication.

Il est nécessaire de polariser les quatre diodes situées sur le patch. Ces dernières étant positionnées symétriquement par rapport aux hémicycles de polarisation, deux potentiels distincts suffisent, dont l'un est variable. Le port d'alimentation de l'antenne, polarisé

continûment, est utilisé à cette fin ; on fixe arbitrairement le plan de masse à la référence de 0 V DC, et on fait varier le potentiel appliqué à l'âme du câble coaxial (la gaine étant reliée au plan de masse). Le patch, étant connecté à l'âme, est déjà polarisé ; il reste à relier le plan de masse aux deux hémicycles de polarisation, ce qui est réalisé au moyen de deux lignes ajoutées derrière le patch, de forme également circulaire, reliant respectivement les deux demi-cercles, et un demi cercle au plan de masse, de la manière figurée en Fig. 4.15.

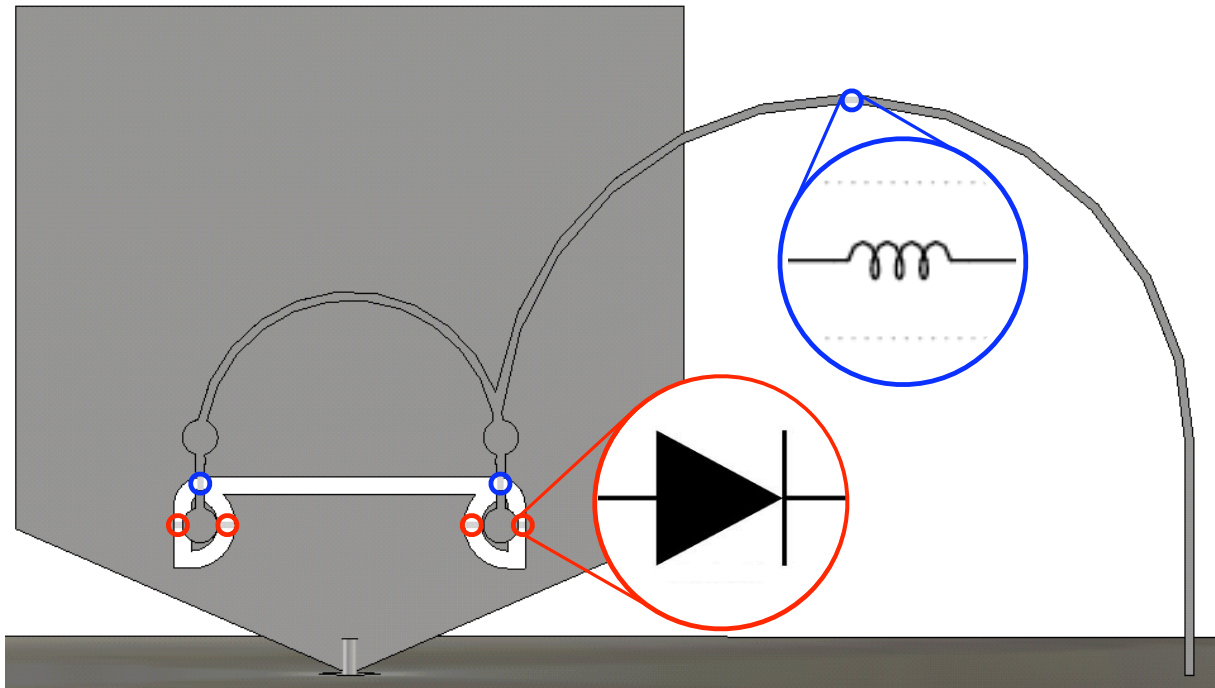


Fig. 4.15 : Détail des composants employés et du circuit de polarisation (diélectrique transparent)

Les via permettent de réduire le couplage des courants RF dans les lignes de polarisation, de même que la forme circulaire de ces dernières : les courants les plus forts dans cette zone sont majoritairement colinéaires aux côtés de la fente, la forme circulaire limite au plus la colinéarité avec les courants. Il est néanmoins nécessaire d'ajouter des inductances de découplage (en bleu sur la Fig. 4.15) pour diminuer suffisamment l'impact des lignes d'alimentation des composants sur le  $S_{11}$  de l'antenne.

La Fig. 4.16 et le Tableau 4.4 présentent les dimensions finales de l'antenne, vue en perspective en Fig. 4.17. Les dimensions du patch étant fixées, les autres paramètres n'ont pas fait l'objet d'une optimisation, mais ont été ajustés manuellement, à l'aide de simulations paramétriques. On a par ailleurs pris en compte le diélectrique supportant le patch conducteur ( $\epsilon_r = 2,33$ ), afin d'augmenter la fidélité des simulations.

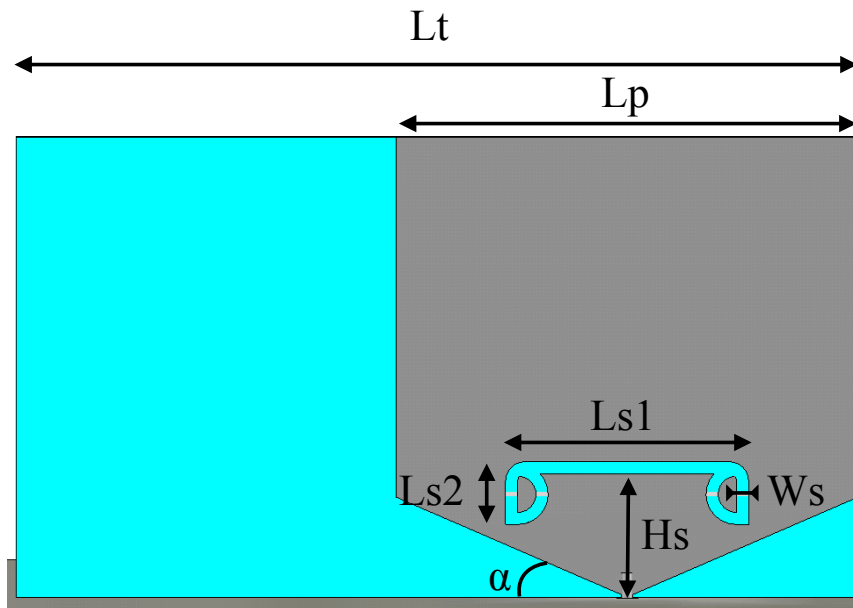


Fig. 4.16 : Dimensions de l'antenne proposée

Paramètre	Dimensions (mm)
Lt	38
Lp	69
Ls1	20
Ls2	5.2
Ws	1
Hs	11.2
$\alpha$	23.5°

TABLEAU 4.4 : DIMENSIONS DE L'ANTENNE PROPOSEE

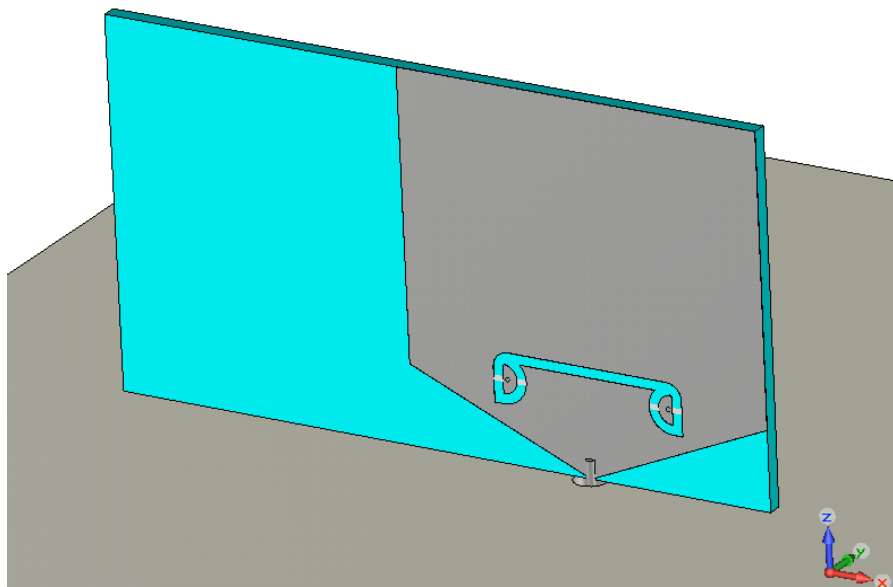


Fig. 4.17 : Vue en perspective de l'antenne proposée



### 4.3.3 Résultats de simulation

La courbe du coefficient de réflexion simulé de l'antenne est présentée en Fig. 4.18.

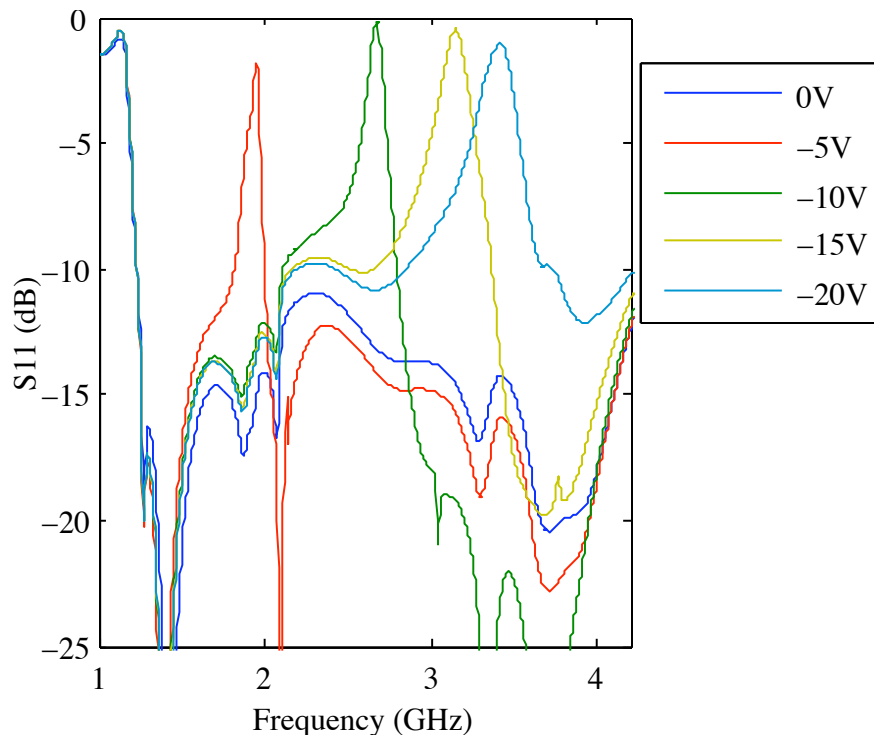


Fig. 4.18 : Coefficient de réflexion de l'antenne, simulé pour différentes valeurs de polarisation du port d'entrée

Lorsque la tension appliquée à la varicap est nulle, donc sa capacité la plus élevée<sup>29</sup>, la totalité de la bande UWB (de 1.3 à 4.2 GHz) est disponible. En augmentant la valeur de cette tension, la capacité diminue, ce qui a pour effet d'augmenter la fréquence de résonance. Aux valeurs maximales de tensions supportées par la diode, la fréquence de réjection est de 3.5 GHz environs ; on parvient donc, avec une unique fente, à parcourir la presque totalité de la bande UWB. Conformément à ce qui était anticipé, le facteur de qualité de la réjection diminue avec la fréquence ; cependant, malgré l'élargissement de la bande, le niveau de désadaptation reste bon.

Le gain de réjection en puissance, introduit précédemment, est ici uniquement fonction de la fréquence et de la tension appliquée aux diodes et varie entre 8 dB, lorsque la désadaptation est la moindre, et plus de 25 dB. Les diagrammes de gain de l'antenne en présence des composants sont présentés en Fig. 4.19.

<sup>29</sup> En première approche, la capacité est inversement proportionnelle à la racine carrée de la valeur absolue de la tension appliquée

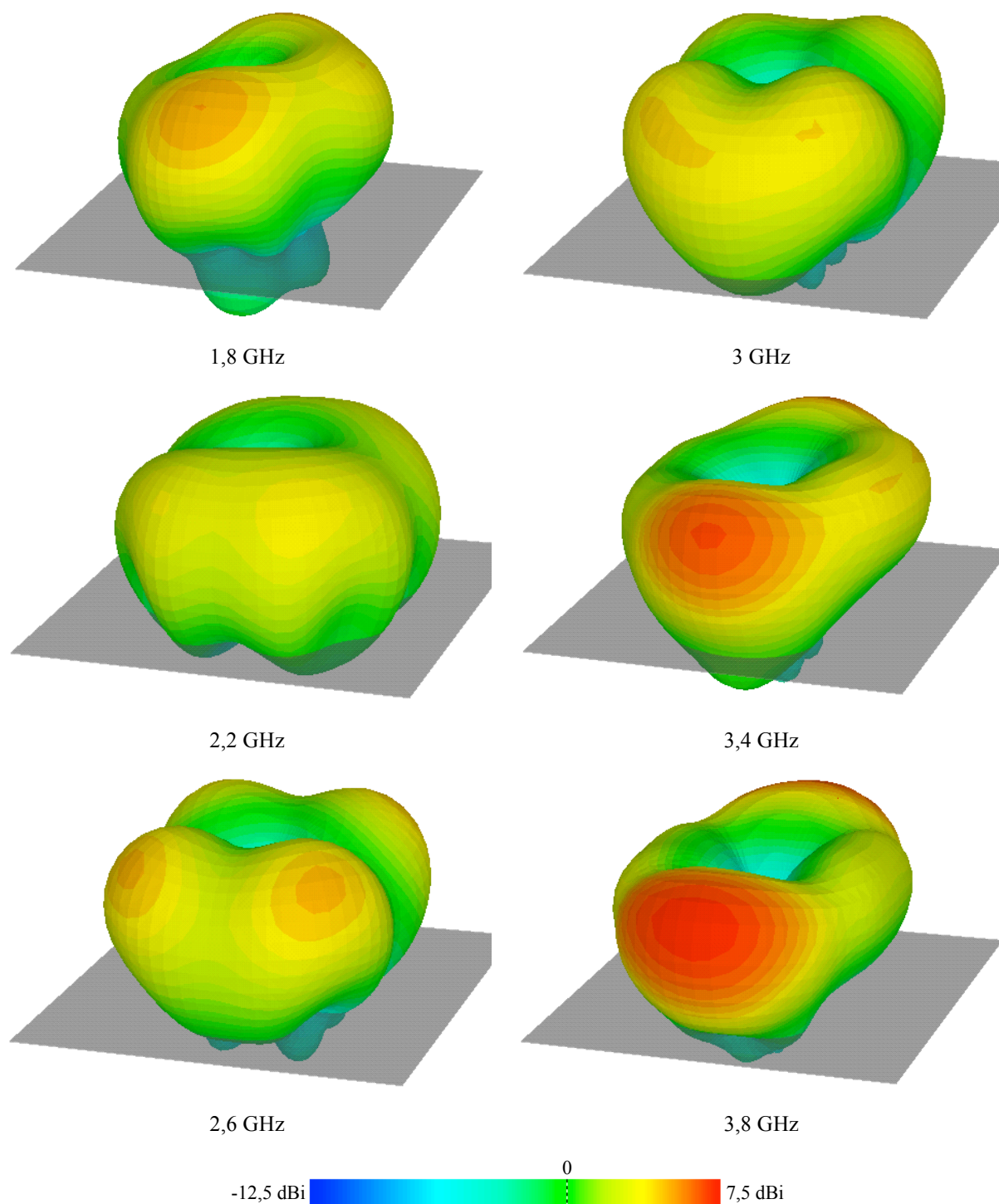


Fig. 4.19 : Diagrammes de gain de l'antenne présentée à différentes fréquences.

Le gain sous le plan de masse ( $\theta > 90^\circ$ ) est très faible ce qui est dû à sa taille volontairement importante. Deux directions privilégiées sont apparentes, toutes deux normales au patch, et décalées d'un angle variant entre  $30^\circ$  et  $45^\circ$  avec l'horizontale ; ces deux directions sont présentes sur toute la bande, et leur gain augmente avec la fréquence, de 4-5 dBi aux fréquences les plus basses jusqu'à 7,5 dBi à 3,2 GHz.

La symétrie des diagrammes de rayonnement est remarquable, d'autant plus que la structure de l'antenne ne l'est pas, par la faute du circuit de polarisation. L'hypothèse la plus probable est que le couplage des signaux RF dans les lignes d'amenée du courant continu est si faible qu'une fraction infime des lignes de courant est perturbée ; cela rend la ligne de polarisation « invisible » à l'antenne qui rayonne donc de la même manière qu'en l'absence de cette structure ajoutée.

Il faut également noter que le gain de varie pas, ou de manière négligeable, que l'antenne soit passante ou filtrante : lorsqu'on observe les diagrammes de gain en présence des composants à la fréquence précise de la réjection, le diagramme est identique à celui obtenu lorsque la polarisation de la diode est autre. Par conséquent, le gain directionnel en filtrage de puissance que l'on a défini précédemment est égal (en négligeant les faibles variations du gain de l'antenne) au simple gain en filtrage de puissance, dans n'importe quelle direction. Ce dernier est donné dans le cas présent par cette formule :

$$GFP(f, V) = 10 \cdot \log \left( \frac{1 - |S_{11}(f, 0)|^2}{1 - |S_{11}(f, V)|^2} \right)$$

Si la réjection ne couvre pas une bande aussi large qu'espérée, l'antenne étant adaptée jusqu'à 4,2 GHz et la fréquence maximale de réjection de 3,5 GHz, les performances sont bonnes, notamment le GFP, grâce à un niveau de désadaptation élevé.

#### 4.3.4 Résultats de mesure

L'antenne est réalisée puis mesurée. Une photo du prototype est proposée en Fig. 4.20, tandis que la Fig. 4.21 montre la courbe du coefficient de réflexion mesuré de l'antenne.



Fig. 4.20 : Photographie de l'antenne réalisée

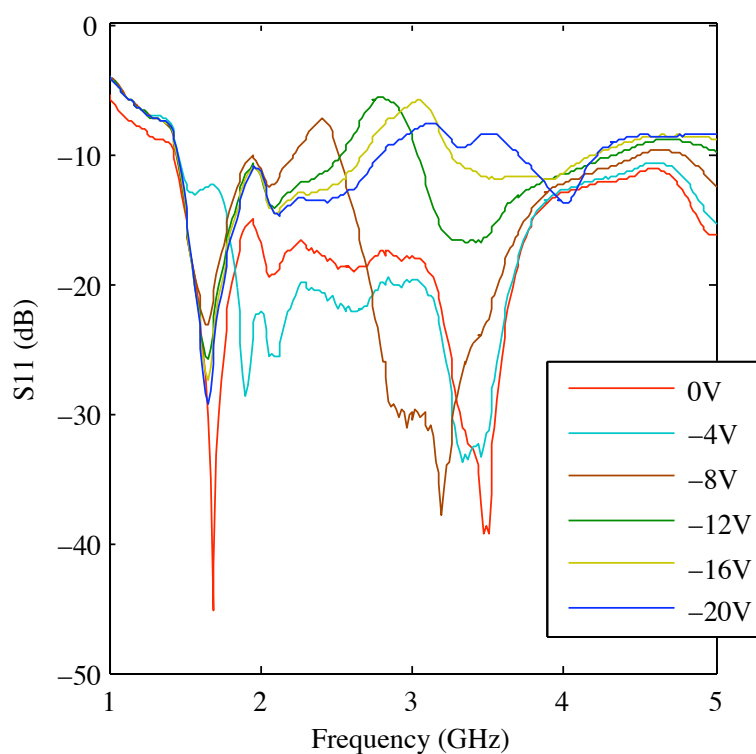


Fig. 4.21 : Coefficient de réflexion de l'antenne, mesurée pour différentes tensions de polarisation des varicaps

La fonctionnalité attendue est démontrée : on observe bien une réjection, accordable de 1,7 à 3,5 GHz. Toutefois on constate un désaccord significatif entre simulation et mesure. Nous attribuons essentiellement ce désaccord à la délicatesse du prototypage : en effet le

nombre de composants est important, et comme cela a déjà été signalé, les moyens manuels de fabrication du laboratoire rendent difficiles le positionnement précis des composants, ainsi que la réalisation des connections électriques.

On observe, de manière générale, un décalage de l'ensemble des courbes de presque -5 dB ; par suite la bande passante effective de l'antenne mesurée est beaucoup plus importante qu'en simulation (1,7 à plus de 5 GHz). Parallèlement l'amplitude des réjections est moindre : dans le meilleur des cas, celles-ci atteignent -5 dB. Si on conserve bien une différence d'amplitude de plus de 10 dB entre une fréquence adaptée et cette même fréquence filtrée, le GFP est extrêmement diminué, puisque dépendant principalement du niveau de désadaptation de la fréquence rejetée. Ainsi, l'antenne mesurée a un GFP maximum de 3,5 dB, ce qui représente tout de même un filtrage de plus de la moitié de la puissance entrante.

Quels peuvent être les facteurs responsables de cette dégradation des performances entre la simulation et la mesure ? Ils sont le plus probablement principalement dus à des différences entre le modèle fabriqué et la maquette CAO. Le port d'alimentation de l'antenne notamment est très sensible aux manipulations et il est délicat de correctement souder ce composant au plan de masse : cela peut être source de pertes d'insertion. Par ailleurs, on remarque sur les courbes du coefficient de réflexion (Fig. 4.21) que lorsque la polarisation augmente, la résonance s'écrase et s'élargit jusqu'à se dédoubler pour les fréquences les plus élevées ; ceci provient probablement de dissymétries aux niveaux des composants actifs. En effet, dans les simulations, les composants sont parfaitement identiques et polarisés exactement de la même manière ; la réalité est différente : tout d'abord les composants ne sont peut-être pas parfaitement identiques, ce qui est inévitable et dû à la variabilité des processus de fabrication ; en second lieu, outre cette variabilité intrinsèque des quatre diodes varicap, leur positionnement et soudage manuel imparfaits sur l'antenne provoquent de faibles différences dans leur polarisation ainsi que dans le cheminement et la valeur des courants, naturellement plus sensibles à haute qu'à basse fréquence. Leurs fréquences de résonances sont donc décalées, ce qui entraîne une augmentation du facteur de qualité de la résonance collective ainsi élargie.

#### **4.3.5 Perspectives**

Cette antenne démontre la faisabilité de la fonctionnalité de réjection accordable en fréquence, bande étroite au sein d'une antenne UWB. Si les résultats expérimentaux ne sont pas conformes aux simulations, c'est très vraisemblablement pour des raisons pratiques et non

fondamentales, et il est probable qu'avec des techniques de réalisation plus efficaces et précises les performances se rapprocheraient de la théorie. Par ailleurs, il reste de nombreuses possibilités pour améliorer les performances de l'antenne ou pour diversifier sa fonctionnalité. On a évoqué précédemment la possibilité de réjections multiples simultanées, qui permet avec plusieurs fentes, de rejeter simultanément des signaux de fréquences différentes. Il serait également possible d'optimiser les dimensions de l'antenne, moyennant le choix adéquat d'une fonction de coût.

## **4.4 Antenne Monopole planaire UWB à bande UWB commutable et bande de fréquence étroite accordable**

### ***4.4.1 Démarche, antenne de départ***

La fonctionnalité recherchée pour cette nouvelle antenne est relativement similaire à celle présentée en 4.2 : en effet, on souhaite développer une antenne possédant à la fois une bande UWB commutable et une bande étroite accordable en fréquence. La différence majeure réside dans la gamme de fréquences sur laquelle cette bande étroite se déplace : on souhaite que celle-ci se situe à l'intérieur du spectre UWB, et couvre idéalement l'ensemble de ce dernier.

Pour continuer dans la logique des antennes précédentes, la gamme de fréquence UWB est la bande 1,5 à 3-3,5 GHz. Or il est important de rappeler une distinction, effectuée tout au long de la thèse sur la notion d'antenne reconfigurable, et plus précisément sur les restrictions opérées a priori sur celle-ci qui délimitent le cadre de notre étude. Il serait naturellement possible pour réaliser la fonctionnalité que l'on vient de décrire, de considérer une antenne constituée de deux éléments rayonnants distincts (plus ou moins rapprochés ou confondus), et de commuter entre ces derniers en fonction du mode utilisé de fonctionnement de l'antenne<sup>30</sup>. Cette solution n'est en fait pas prise en considération, dans la mesure où l'on s'impose de concevoir des antennes dotées d'un unique élément rayonnant avec des possibilités de reconfiguration liées à l'ajout de composants actifs au sein même de la géométrie de l'antenne.

Une autre contrainte, volontairement imposée lors de cette conception, est l'obtention d'une antenne planaire ; toutes les antennes présentées jusqu'ici sont volumiques et possèdent

---

<sup>30</sup> Moyennant un élément rayonnant bande étroite accordable en fréquence.

un plan de masse relativement étendu, qui permet de séparer la fonction active de la fonction rayonnement. A contrario une antenne purement planaire offre des avantages évidents en termes de volume occupé et de robustesse, mais la disparition du plan de masse complexifie grandement la polarisation des composants, aussi bien théoriquement qu'expérimentalement.

L'antenne de base sélectionnée est un monopôle circulaire planaire assez classique [135][136][137][138] dont un exemple est montré en Fig. 4.22. Cette antenne a été sélectionnée pour sa géométrie très simple, sachant que l'ajout de fonctionnalités reconfigurables entraînera inévitablement la complexification de la structure de départ. Choisir une antenne de départ simple a donc pour conséquence directe une limitation de cette complexité pour l'antenne finale.

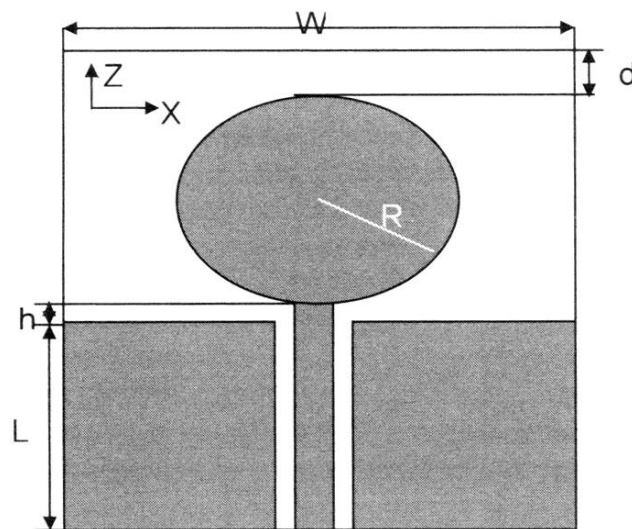


Fig. 4.22 : Exemple d'antenne monopôle circulaire UWB

## 4.4.2 Première version

### 4.4.2.1 Modifications de l'antenne de base

L'observation des lignes de courants sur le patch UWB, à différentes fréquences du spectre adapté, met en évidence deux propriétés de ces dernières, qui permettent les premières modifications du patch. Comme on peut le voir en Fig. 4.23, le centre du monopôle est presque totalement dépourvu de courant ; par conséquent, la suppression du métal dans cette zone n'affecte que très peu le comportement du monopôle. Par ailleurs, les densités de courant dans la partie supérieure du cercle (diamétralement opposée au port d'alimentation) ne sont significatives qu'en basse fréquence ; la suppression de cette partie du cercle a pour

effet de limiter la bande passante basse de l'antenne. Plus l'ouverture angulaire de la zone supprimée est grande, plus élevée sera la fréquence la plus basse de la bande adaptée.

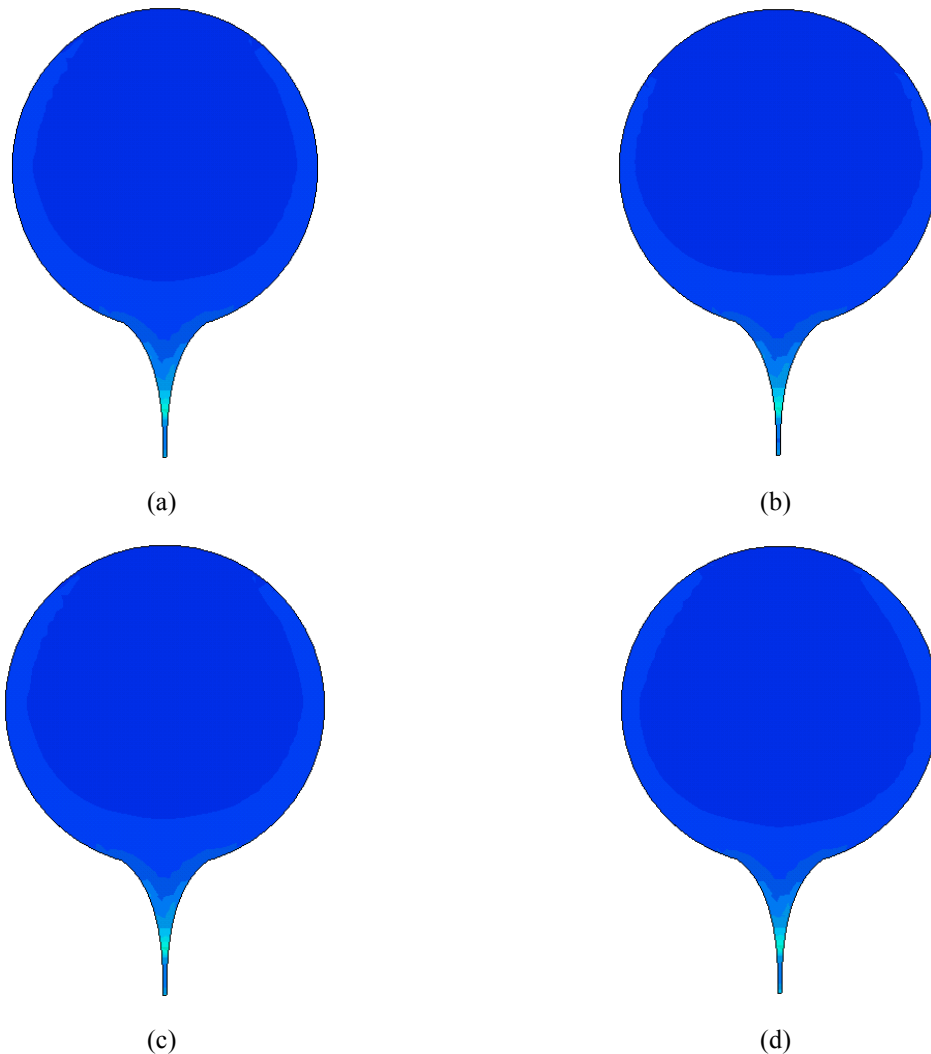


Fig. 4.23 : Visualisation des lignes de courant sur le monopôle circulaire UWB (amplitude maximale) à 2,5 (a), 3 (b), 3,5 (c) et 4 GHz (d)

La modification du monopôle UWB se traduit par des ouvertures pratiquées dans les zones conductrices, avec en particulier la présence d'une zone « vide » au centre du cercle. L'essentiel du caractère UWB de cette antenne provient de la transition progressive et lente entre le plan de masse et le disque, c'est pourquoi la modification du patch a peu d'effet. En revanche, cette zone de transition est très sensible ; par conséquent, les dimensions et la courbe de transition doivent être, sinon optimisées, au moins ajustées avec soin pour maintenir une bonne adaptation de l'antenne sur une bande aussi large que possible. D'autre part, c'est très probablement dans cette zone qu'il faut apporter des modifications, pour rendre la bande UWB commutable.



Deux fentes commutables, ajoutées symétriquement de chaque côté du monopôle (voir Fig. 4.24) permettent de couper les lignes de courant et désadapter la bande UWB. Elles sont chargées par des diodes PIN, localisées le plus proche possible de la circonférence du cercle. En effet, on a mentionné que les lignes de courant sont les plus fortes aux frontières de l'antenne ; en plaçant les diodes au voisinage de la circonférence, on perturbe le moins possible ces dernières (lorsque les diodes sont passantes) et donc le comportement de l'antenne. L'utilisation de deux fentes seulement ne permettant pas d'obtenir une désadaptation satisfaisante de la bande UWB, deux autres ont été ajoutées de manière similaire. L'ajustement de la position des fentes (leur hauteur) le long du monopôle circulaire permet alors de maximiser la désadaptation lorsque les diodes sont bloquantes, tout en conservant une adaptation meilleure que -10 dB lorsque elles sont passantes ; ces deux hauteurs sont des paramètres très sensibles, qu'il est nécessaire d'ajuster à chaque modification successive de l'antenne pour maintenir un bon niveau de performances.

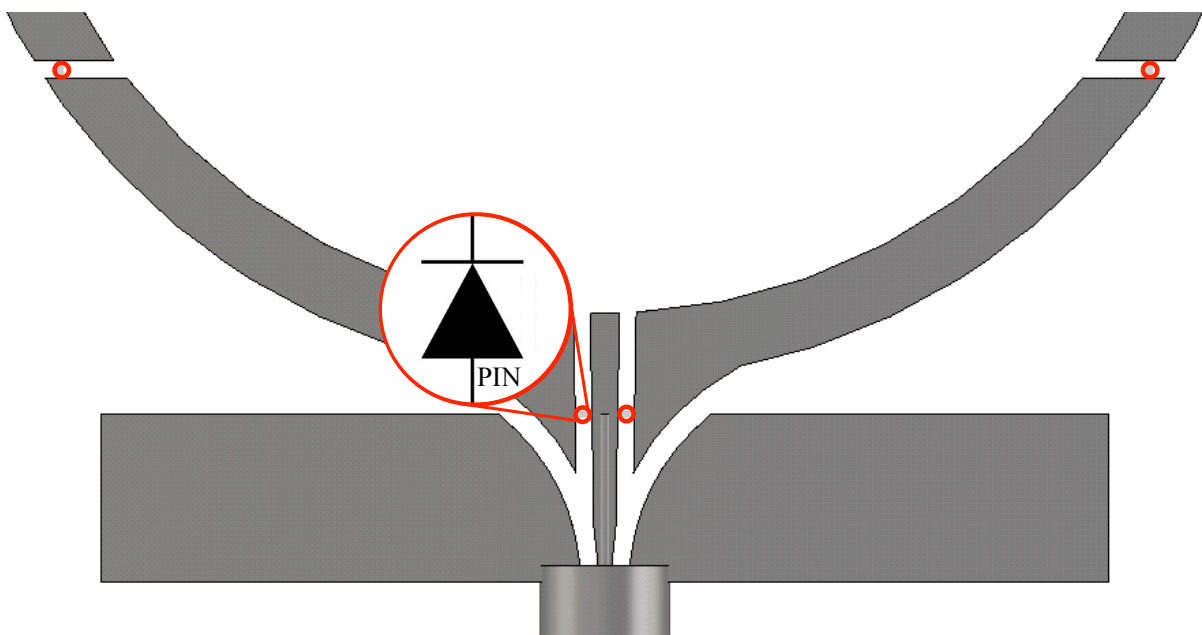


Fig. 4.24 : Détail des fentes commutables ajoutées au monopôle

La fonctionnalité de bande UWB commutable étant opérationnelle, il faut pour atteindre notre objectif ajouter une structure permettant d'obtenir une bande de fréquences accordable située dans la bande UWB. A cette fin est ajouté un autre monopôle, cette fois filaire et donc à bande étroite, dans le prolongement de la ligne d'alimentation (voir Fig. 4.25).

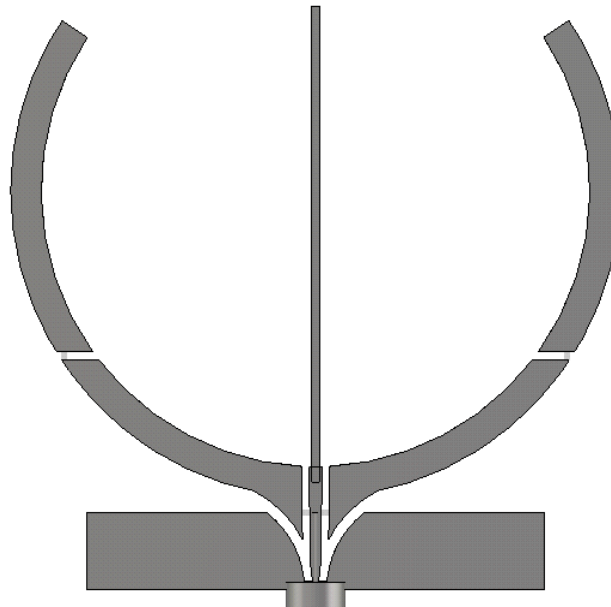


Fig. 4.25 : Détail du monopôle bande étroite ajouté à l'antenne UWB

Lorsque la bande UWB est désactivée, les lignes de courant, ne pouvant parcourir le monopôle UWB, se redirigent vers le monopôle bande étroite qui devient résonnant. Lorsque la bande UWB est cette fois activée, les lignes de courant alimentent le cercle UWB, mais également toujours en partie le monopôle bande étroite, ce qui a pour effet l'apparition d'une anti-résonance dans la bande UWB adaptée, à la fréquence de résonance du monopôle filaire.

Pour pallier le problème de cette anti-résonance et pour permettre à la bande de fréquence étroite d'être accordable, une diode varicap (BB857) a été ajoutée au pied du monopôle filaire. Dans la continuité de travaux menés précédemment qui ont montré que l'excursion en fréquences de la résonance du monopôle était trop faible avec une unique varicap, une diode PIN a été ajoutée le long du monopôle filaire. La fonction de ce composant est de modifier, de manière discrète, la longueur électrique du monopôle. La Fig. 4.26 détaille cet ajout de composants.

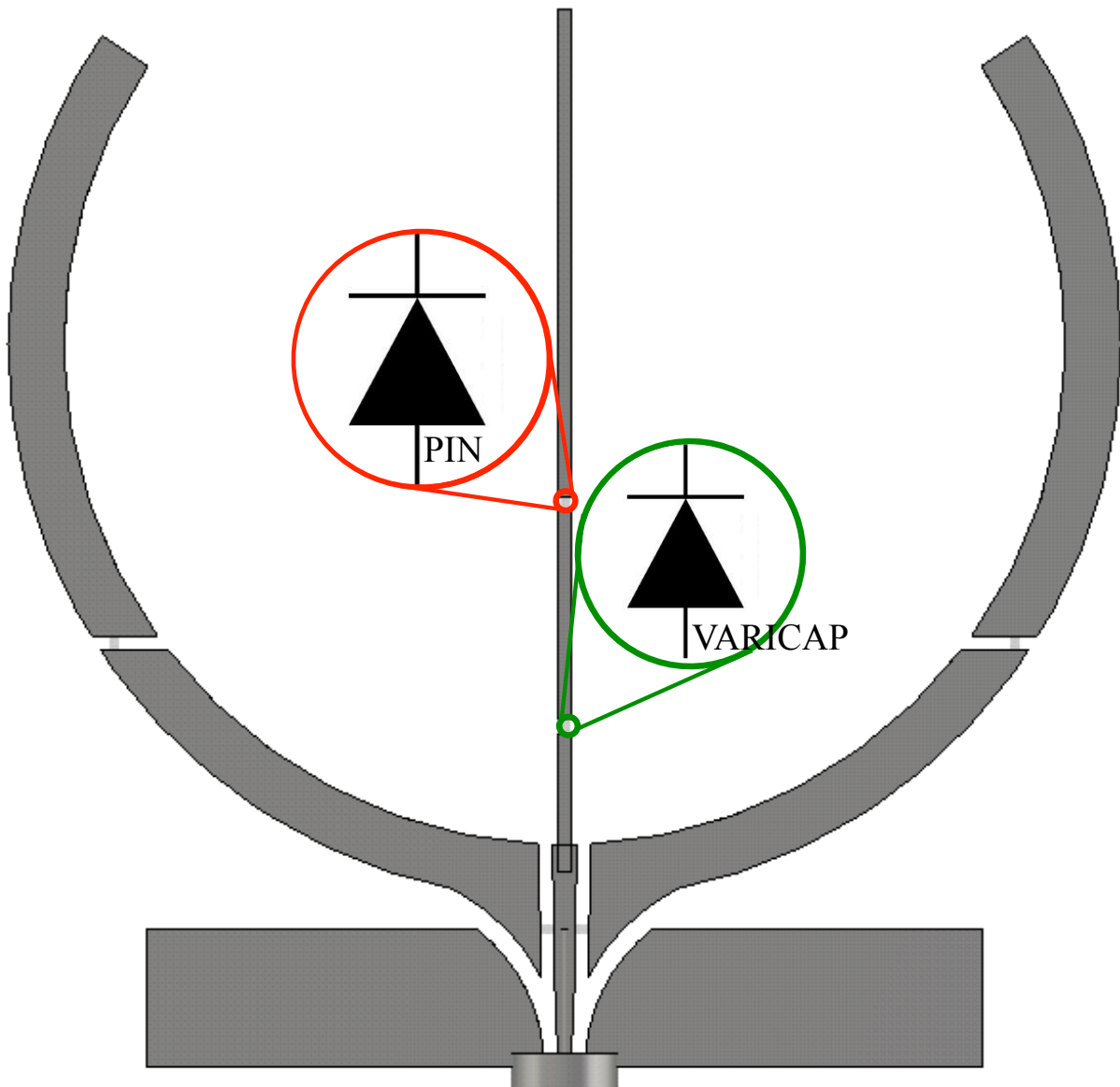


Fig. 4.26 : Ajout de composants actifs sur le monopôle filaire

Par suite, lorsque l'antenne est en mode UWB-OFF et que l'on veut parcourir les fréquences les plus faibles du spectre UWB avec la résonance bande étroite, la diode PIN située sur le monopôle filaire est passante (la totalité de la longueur de ce dernier est donc « visible » par les lignes de courant). On fait alors varier de manière continue la capacité de la varicap pour accorder localement la fréquence. Lorsque la tension (inverse) appliquée à la varicap est maximale, donc sa capacité la plus faible et la fréquence de résonance la plus élevée, la diode PIN devient bloquante. La longueur du monopôle est donc fortement réduite, et la variation, à nouveau, de la polarisation de la diode varicap permet de faire parcourir à la résonance le reste de la bande UWB. Par ailleurs, cet ajout de composants permet de s'affranchir du problème d'anti résonance mentionné précédemment. En effet, en accordant la

---

fréquence de résonance du monopole dans une zone fréquentielle suffisamment basse, c'est à dire hors du spectre UWB adapté, celle-ci n'a plus d'effet sur l'adaptation de l'antenne dans la bande UWB. Bien évidemment, la longueur du monopôle filaire, ainsi que le positionnement des composants sur celui-ci sont des paramètres géométriques très sensibles, qu'il faut également ajuster précisément pour maintenir le niveau de performance voulu.

L'antenne comporte donc un total de 6 composants actifs : 5 diodes PIN et 1 diode varicap, qu'il est nécessaire d'alimenter. Il faut pour cela un total de 5 potentiels indépendants. Cependant, l'antenne est cette fois planaire, ce qui complique la polarisation dans la mesure où les lignes d'amenée des courants continus sont à la fois dans le même plan que l'antenne et ne peuvent être occultées par un plan de masse important. Ces deux facteurs sont propices au couplage RF néfaste de la partie rayonnante de l'antenne et des lignes de polarisation. Il importe donc de minimiser ce problème.

L'ajout des lignes de polarisation a été effectué de manière manuelle, en suivant quelques principes simples destinés à limiter les couplages. On utilise tout d'abord la polarisation du port d'alimentation RF, pour appliquer à l'âme du connecteur coaxial un potentiel continu. Ensuite, les lignes de polarisation ne sont pas connectées directement aux éléments de l'antenne que l'on souhaite alimenter : une inductance de découplage, ainsi qu'un via sont ajoutés pour cela entre l'antenne et chaque ligne de polarisation. En conséquence, les lignes de polarisation ne sont pas exactement sur le même plan que l'antenne, mais décalées (de l'épaisseur du diélectrique utilisé) ce qui réduit également le couplage.

Puis l'observation des densités de courant sur les lignes de polarisation permet de détecter les résonances : des inductances de découplages sont ajoutées dans les zones de courants forts, ce qui a pour effet de faire disparaître les résonances parasites dues à ces lignes.

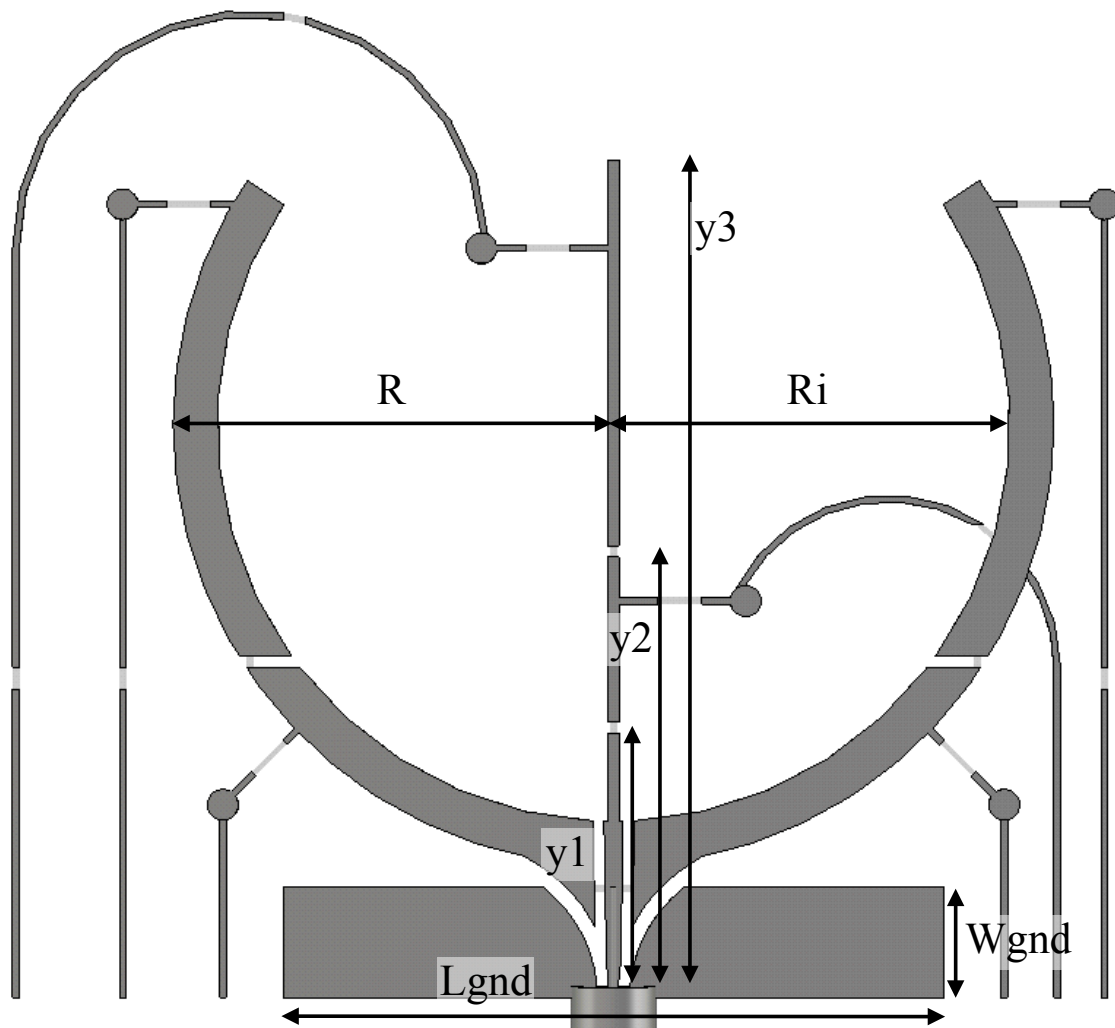


Fig. 4.27 : Géométrie de l'antenne UWB reconfigurable proposée

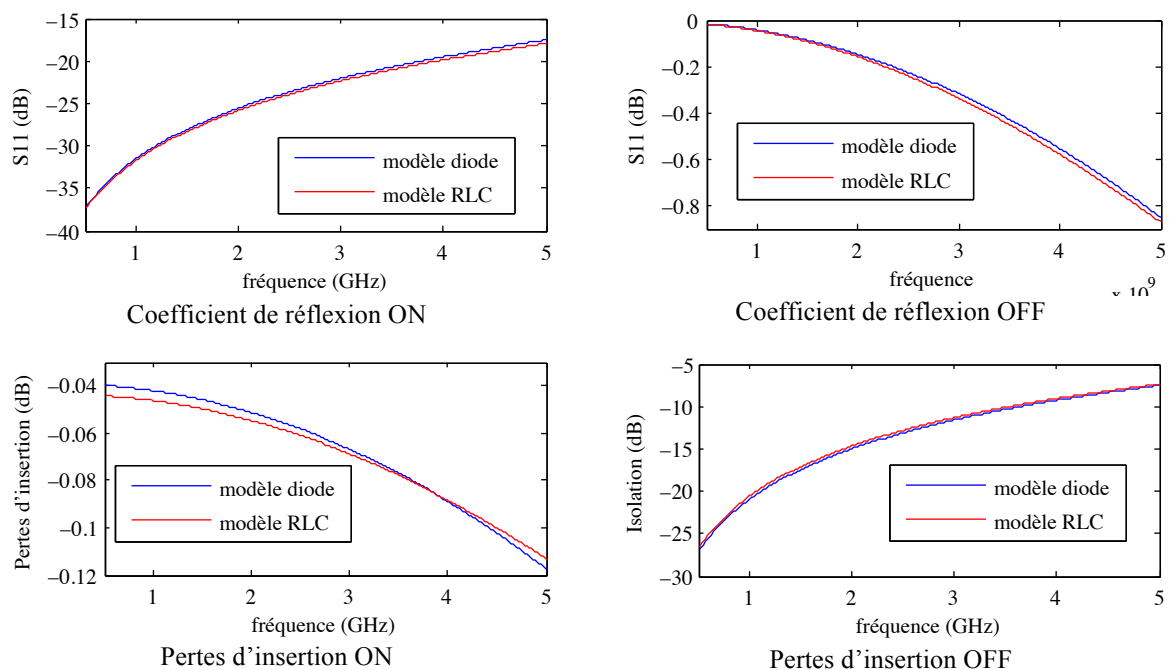
Paramètre	Dimensions (mm)
R	20
Ri	18
Lgnd	16
Wgnd	4
y1	14
y2	20
y3	38

TABLEAU 4.5 : DIMENSIONS DE L'ANTENNE UWB RECONFIGURABLE PROPOSEE

L'antenne finale est présentée en Fig. 4.27, et ses dimensions dans le Tableau 4.5. Elle comporte un total de 17 composants (soit 6 actifs et 11 passifs). Ceci pose, en plus du problème pratique de réalisation résultant de ce nombre important, un problème en terme de temps de calcul. La simulation de cette antenne à 18 accès nécessite donc, du moins sous CST qui a été utilisé pour calculer ses propriétés électromagnétiques, le calcul de la propagation de

18 signaux transitoires dans la structure de l'antenne. Chaque calcul nécessitant le même temps<sup>31</sup> machine, le calcul de cette antenne 18 accès nécessite donc 18 fois plus de temps que l'antenne mono accès, ce qui représente une durée non négligeable sachant que l'antenne mono accès, relativement complexe, nécessite déjà un temps de calcul d'une douzaine de minutes. L'utilisation d'un modèle d'antenne multiport a pour but de permettre l'ajout de caractéristiques de composants réalistes au sein de la géométrie et de gagner du temps pour calculer l'ensemble des configurations d'une antenne reconfigurable ; cependant, le nombre de configurations de l'antenne présentée ici est faible : uniquement 2 (UWB-ON et UWB-OFF). Si l'on peut modéliser de manière relativement précise les composants par des circuits RLC série ou parallèle, on peut remplacer certains accès de l'antenne multi-port par des composants localisés, qui ne nécessitent pas le calcul de la propagation d'un transitoire, mais sont directement assimilés dans la matrice représentative de l'antenne.

Les diodes PIN, passantes ou bloquantes, sont aisément modélisables par des circuits RLC série. La diode BAR63 utilisée peut ainsi se modéliser, en mode passant par une résistance de  $0,5 \Omega$  en série avec une inductance de  $5e-10$  H. En mode bloquant, elle est représentée par une capacité de  $1.5e-13$  F. Les courbes de la Fig. 4.28 montrent que ce modèle est extrêmement proche de la caractéristique fournie par le constructeur.



<sup>31</sup> Si l'on fait abstraction du temps nécessaire au calcul des modes propres du câble coaxial excité en mode « waveguide ».

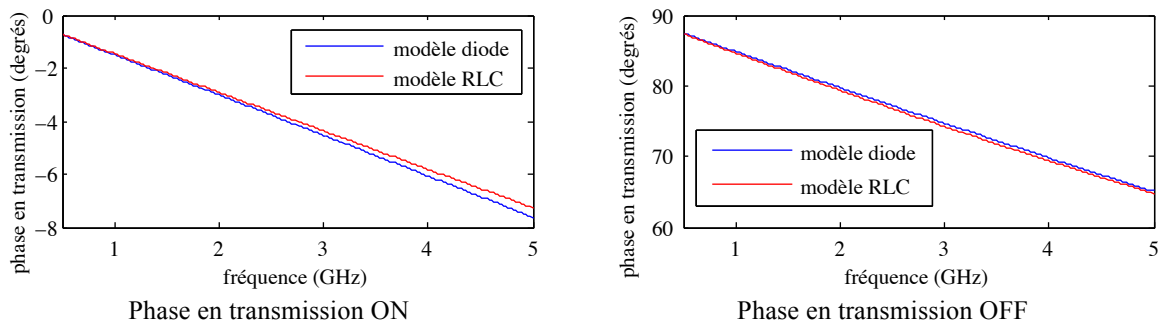


Fig. 4.28 : Comparaison des caractéristiques de la diode réelle et de son modèle

Le cas des inductances de découplage est plus délicat : on les modélise par une résistance de  $250 \Omega$  en série avec une inductance de  $5e-8$  H. Ce modèle est moins précis que le précédent. Il ne prend pas en compte les résonances propres de l'inductance et les courbes sont loin d'être confondues. Cependant, on a ajusté les paramètres du modèle afin que les performances de découplage soient au mieux équivalentes à celle du composant (adaptation meilleure et isolation plus faible). Ainsi, si le comportement d'antenne est satisfaisant avec ce modèle, il sera a priori équivalent, voire meilleur en présence du composant réel, à l'exception des résonances. En outre, le modèle est considéré comme suffisamment fiable dans la mesure où ces inductances se trouvent par dessein dans des zones de courants faibles. Une comparaison entre ce modèle et les caractéristiques de l'inductance fournies par le constructeur est proposée en Fig. 4.29.

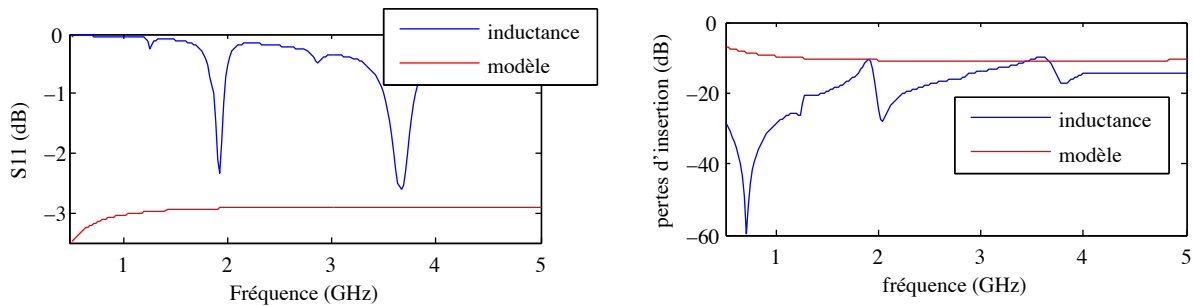


Fig. 4.29 : Comparaison des caractéristiques de l'inductance réelle et de son modèle

L'utilisation de ces modèles permet de réduire le nombre de ports de l'antenne de 18 à seulement 2 : un port d'alimentation coaxial et un port représentant la varicap. Cette dernière n'est pas modélisée par des composants discrets, puisqu'elle est à variation continue. La simulation de l'ensemble des configurations de l'antenne nécessite donc la propagation de quatre signaux transitoires (deux en mode UWB-ON et deux en mode UWB-OFF) au lieu des 18 précédents, ce qui représente un gain de temps important. Comme évoqué précédemment, de nombreux paramètres géométriques de l'antenne sont très sensibles ; par suite il est

nécessaire, sinon de les optimiser, au moins de les ajuster précisément, ce qui demande dans les deux cas de nombreux calculs des propriétés électromagnétiques de la structure. Le gain de temps apporté par l'utilisation de modèles simples de composants est alors directement appréciable. Il est aussi sensible lors de la conception des lignes de polarisation et notamment de l'ajout successif des inductances de découplages qui ne se traduit plus par l'ajout d'un accès sur l'antenne. Une fois la géométrie de l'antenne finalisée, une simulation de l'antenne multiport avec l'utilisation des caractéristiques réelles des composants permet de vérifier la validité des modèles.

#### 4.4.2.2 Résultats de simulation

La courbe du coefficient de réflexion de l'antenne finale est présentée en Fig. 4.30.

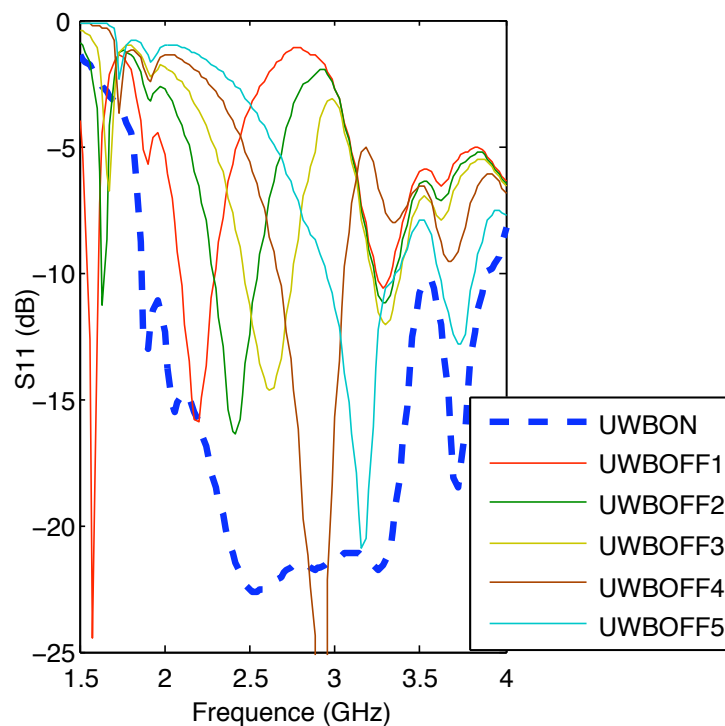


Fig. 4.30 : Courbe de  $S_{11}$  de l'antenne UWBRéconfigurable proposée

En mode UWB-ON, l'antenne est adaptée à -10 dB entre 2 et 3.8 GHz, ce qui est légèrement décalé en comparaison de la bande initialement visée. Lorsque l'antenne est en mode UWB-OFF, on fait varier la polarisation appliquée à la diode varicap ; cela a pour effet de faire varier la résonance bande étroite entre 2 et 3.3 GHz. Les résonances sont relativement aiguës (facteur de qualité élevé) comme on peut le constater : en dehors de la résonance, la désadaptation remonte à des niveaux élevés (-1, -1,5 dB) relativement rapidement. En



revanche on note l'apparition de résonances parasites, à partir de 3,4-3,5 GHz et au delà, présentes dans tous les modes de fonctionnement.

#### **4.4.2.3 Limites et perspectives**

Mis à part les résonances parasites dans le haut du spectre UWB visé, cette antenne remplit le cahier des charges que l'on s'est fixé en début de conception. La fonctionnalité recherchée est obtenue, et les performances sont acceptables. Cependant, l'antenne présente plusieurs défauts, qui posent problème.

Le premier réside dans le nombre très important des composants. Plus celui-ci est grand, plus le risque de malfaçon au niveau de la réalisation de l'antenne est important. Par ailleurs, il est relativement difficile de localiser un ou plusieurs composants défectueux parmi les autres, c'est pourquoi il est utile de tenter de réduire au maximum ce nombre, pour faciliter le prototypage de l'antenne.

Le second problème réside dans la petite taille du plan de masse ; ce dernier est d'ailleurs si petit qu'il en devient difficile de le considérer comme tel. L'absence d'un plan de masse de dimensions importantes peut entraîner, lors de la mesure de l'antenne, d'importants effets de mode commun qui perturbent la mesure. En outre, les lignes de polarisation ne sont définies sur le modèle informatique que jusqu'à une certaine longueur ; elles ne peuvent être masquées par le plan de masse trop petit. Par suite, la connexion de ces lignes aux fils d'un générateur de tension continue n'est pas modélisée et peut être source de grandes disparités entre simulation et mesure, par couplage de signaux RF dans ces mêmes fils.

La conséquence du constat de ces deux problèmes, dans la mesure où l'expérimentation est un des objectifs premiers, est la modification de la première antenne vers un deuxième modèle, qui tente de pallier les problèmes pratiques potentiels liés à cette première version.

### **4.4.3 Seconde version**

#### **4.4.3.1 Géométrie de l'antenne**

Cette nouvelle géométrie est basée sur la même géométrie de départ que l'antenne présentée en 4.4.2, et les mêmes modifications (suppression du centre et de la partie supérieure du disque) ont été apportées au monopôle UWB. Cependant, en comparaison avec la première version, on ajoute un plan de masse de dimensions très supérieures (22 x 150 mm) pour tenter de limiter les effets de mode commun lors de la mesure du prototype. Cela a notamment pour effet l'apparition d'une ligne de propagation micro ruban coplanaire, entre le

port d'alimentation de l'antenne, et l'extrémité basse du monopôle UWB. L'ajout d'un monopôle bande étroite au centre de ce dernier n'a conséquemment plus le même effet que lorsque le plan de masse est de petites dimensions. Il est donc nécessaire d'avoir recours à un autre mécanisme de résonance bande étroite, pour faire apparaître la bande accordable en mode UWB-OFF. A cet effet, le plan de masse dont la taille est plus importante est mis à contribution : la ligne de propagation que l'on vient d'évoquer est suffisamment longue pour que l'on puisse lui ajouter de part et d'autre, deux fentes résonantes, gravées symétriquement dans le plan de masse. Ces fentes sont détaillées en Fig. 4.31.

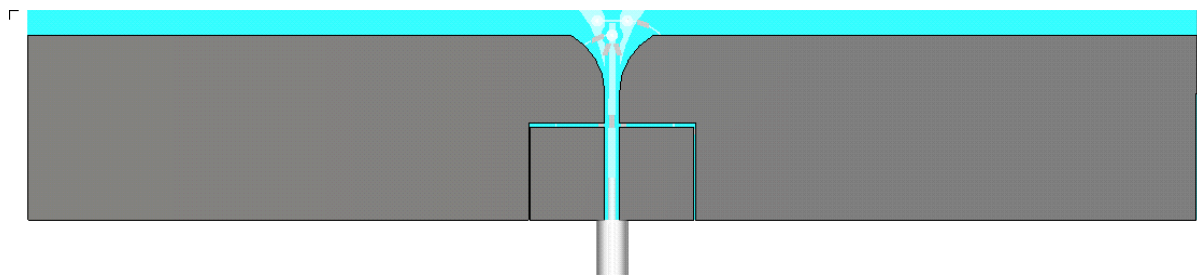


Fig. 4.31 : Détail du plan de masse agrandi et des fentes résonantes ajoutées

Pour rendre ces fentes commutables, elles sont chargées par deux diodes PIN à leur extrémité proche de la ligne de propagation micro ruban. Lorsque celles-ci sont passantes, les fentes sont quasiment invisibles aux courants ; en effet, l'essentiel des lignes de courant sur le plan de masse est situé à ses extrémités, et les diodes passantes ne les perturbent que modérément. A contrario, lorsque les diodes sont bloquantes, les courants sont contraints de contourner les fentes, ce qui fait apparaître une résonance bande étroite comme illustré en Fig. 4.32.

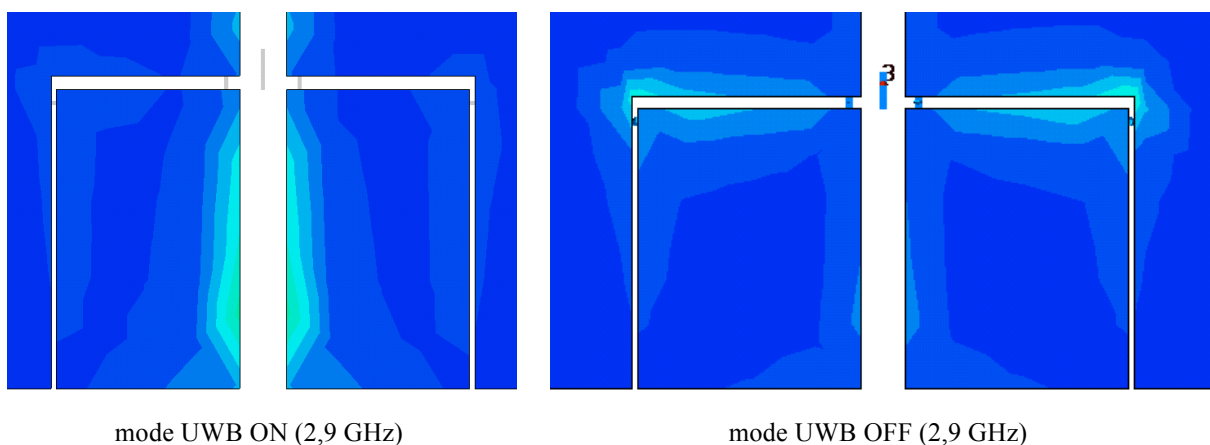
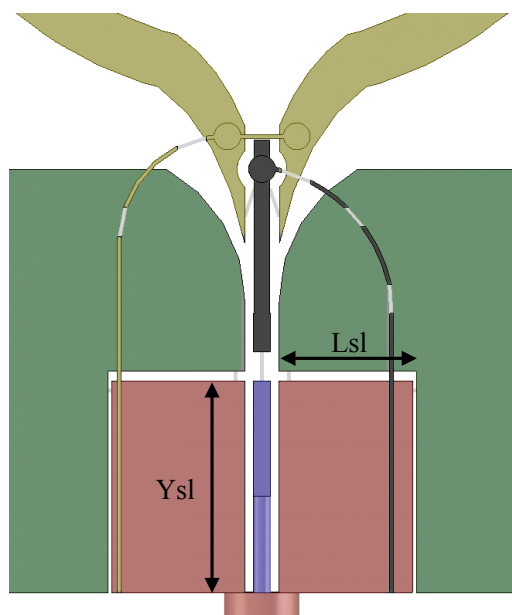


Fig. 4.32 : Lignes de courants dans les fentes résonantes, lorsque les diodes sont passantes et bloquantes

Pour faire varier la fréquence de résonance des fentes, une diode varicap est ajoutée dans l'alignement de la ligne micro ruban ; en faisant varier la polarisation qui lui est appliquée, sa capacité est modifiée avec pour effet de changer l'impédance ramenée au centre du dipôle créé par les deux fentes résonantes, et donc de faire varier sa fréquence de résonance. Un second effet des fentes résonantes est de capter, lorsqu'elles sont actives, une grande partie de l'énergie apportée à l'antenne ; par suite, les densités de courant sont très faibles au delà des fentes, en particulier dans le monopôle UWB. Conséquemment, pour désadapter la bande UWB il est nécessaire de n'ajouter que deux des quatre fentes, mentionnées précédemment, sur le cercle UWB ; le nombre de composants actifs nécessaires à la désactivation de la bande UWB est donc lui aussi réduit de moitié.

Le nombre total de composants actifs est 5 sur la seconde version de l'antenne. Il faut bien entendu polariser ces composants. Pour alimenter les diodes PIN qui chargent les fentes résonantes, il est nécessaire de les séparer du point de vue des signaux continus ; on ajoute à cet effet deux fentes plus étroites, comme indiqué en Fig. 4.33. Pour assurer la continuité des lignes de courants autour des fentes résonantes (qui assurent l'existence de la résonance bande étroite recherchée), deux capacités de découplage sont ajoutées le long de ces fentes, en chargement des fentes de polarisation (voir Fig. 4.33).

La polarisation de la diode varicap, ainsi que des diodes PIN situées sur le monopôle UWB est détaillée en Fig. 4.33 et dans le Tableau 4.6. La géométrie finale de l'antenne ainsi que ses dimensions sont détaillées en Fig. 4.34 et dans le Tableau 4.7.



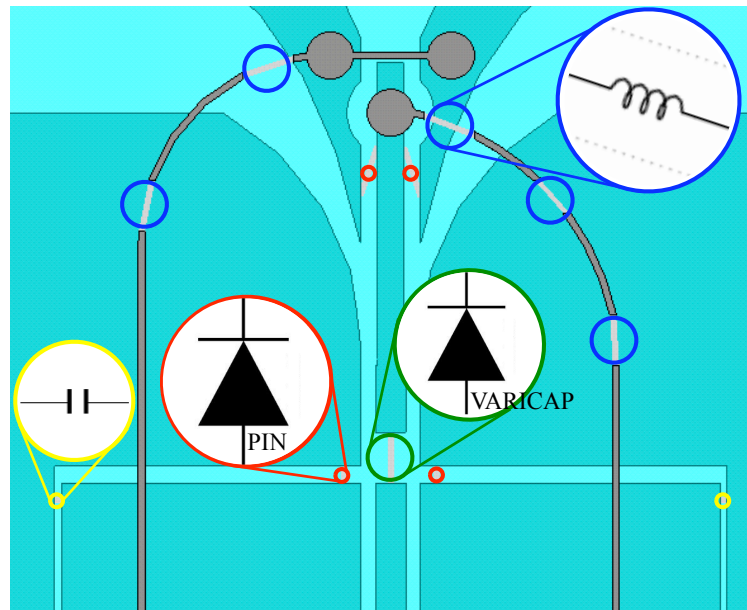


Fig. 4.33 : Détails de la polarisation de l'antenne UWB reconfigurable proposée (vue de dessous)

Régions	Type de composant	Voltage appliqué
Rouge – Vert	diode PIN	0 à 1 V
Bleu – Noir	Varactor diode	0 à -28 V
Noir – Jaune	PIN diode	0 à 1 V

TABLEAU 4.6 : POLARISATION DE L'ANTENNE UWB RECONFIGURABLES PROPOSEE

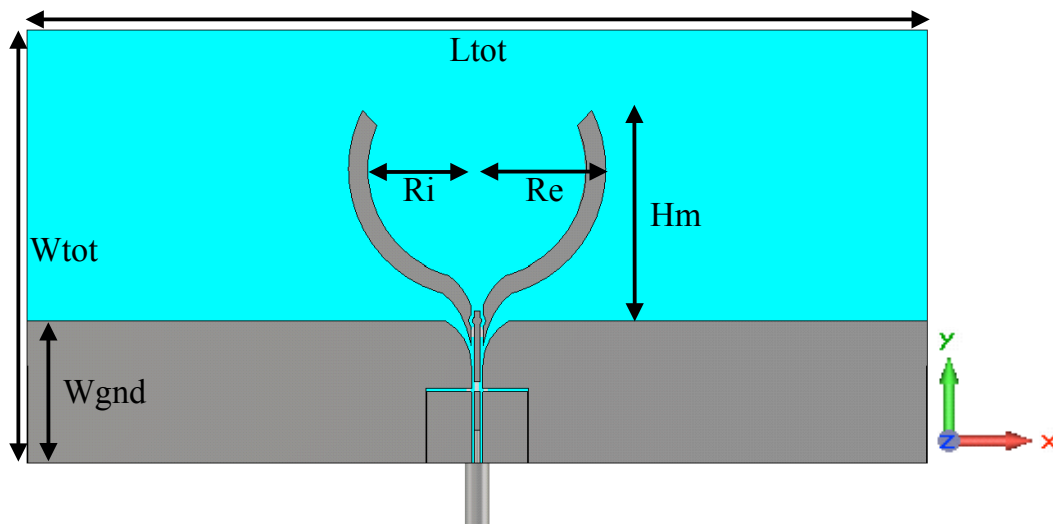


Fig. 4.34 : Géométrie de l'antenne UWB reconfigurable proposée, et paramètres géométriques utilisés (vue de dessus)

Paramètre	Dimensions (mm)
Ltot	150
Wtot	57
Wgnd	22

---

Ri	17
Re	20
Hm	28
Lsl	6
Ysl	9

TABLEAU 4.7 : DIMENSIONS DE L'ANTENNE UWB RECONFIGURABLE PROPOSEE

Le nombre de composants utilisés est nettement moindre, en comparaison avec la version précédente de l'antenne. Par suite, les circuits de polarisation sont également simplifiés. En outre, les fils de connexion entre les générateurs de signaux continus et l'antenne peuvent être soudés près du câble coaxial d'alimentation de l'antenne. Comme il sera vu plus loin, cela permet comme pour le câble coaxial de les insérer dans des ferrites afin de limiter les couplages par effet de mode commun. En conséquence, la position des fils d'amenée des signaux continus est mieux définie, au sens où ils ne sont pas placés aléatoirement et peuvent être pris en compte correctement dans les simulations ; cela doit assurer une meilleure fidélité entre simulations et mesures.

#### 4.4.3.2 Résultats de simulation

Le coefficient de réflexion de l'antenne lorsque les 4 diodes PIN sont bloquantes, donc dans le mode bande étroite est présenté en Fig. 4.35. Une tension variable est appliquée à la diode varicap, afin de faire varier la fréquence de résonance de l'antenne.

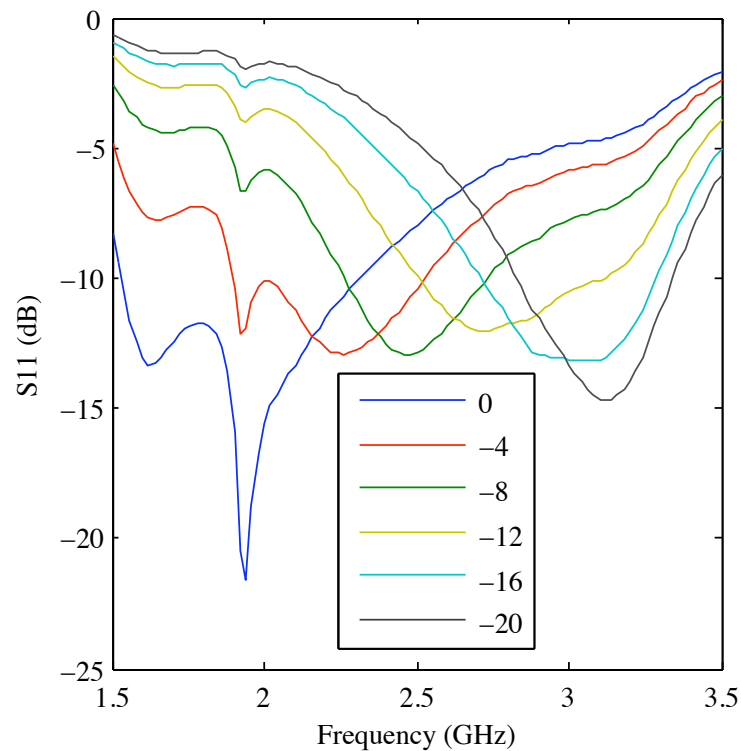


Fig. 4.35 : Courbe de  $S_{11}$  simulée de l'antenne UWB proposée, en mode bande étroite, pour différentes valeurs de polarisation appliquées à la diode varicap

Comme on peut le constater, la bande d'adaptation de l'antenne est accordable de 1.5-2.25 GHz à 2.8-3.3 GHz, c'est-à-dire qu'elle couvre une large fraction de la bande de fréquences UWB visée. Cependant, cette bande accordable est, de manière générale, plus large que souhaité (et en comparaison avec la version précédente de l'antenne), et les pentes sont moins abruptes que désiré. Il faut toutefois noter qu'il est délicat d'obtenir une antenne avec des résonances très aiguës en mode bande étroite, tout en maintenant une adaptation à -10 dB en mode UWB : ce sont deux contraintes opposées sur une seule antenne.

La Fig. 4.36 présente la courbe d'adaptation de l'antenne en mode UWB. Celle-ci s'étend de 1,8 à 3,3 GHz, ce qui est un peu plus étroit que la bande visée. L'adaptation est cependant bonne sur toute la bande (inférieure à -10 dB).

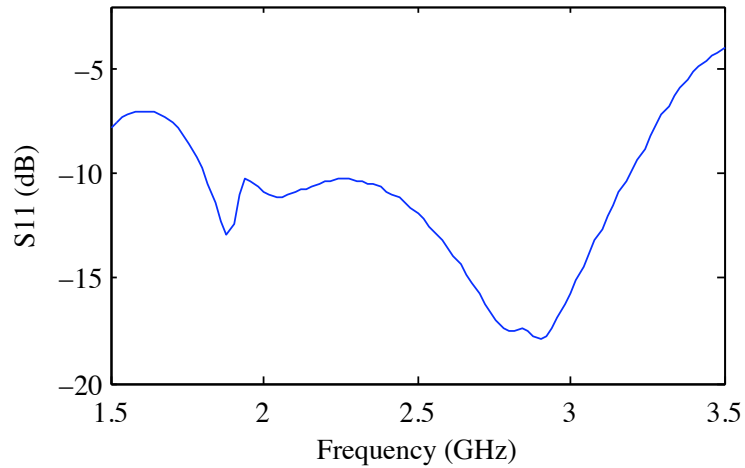
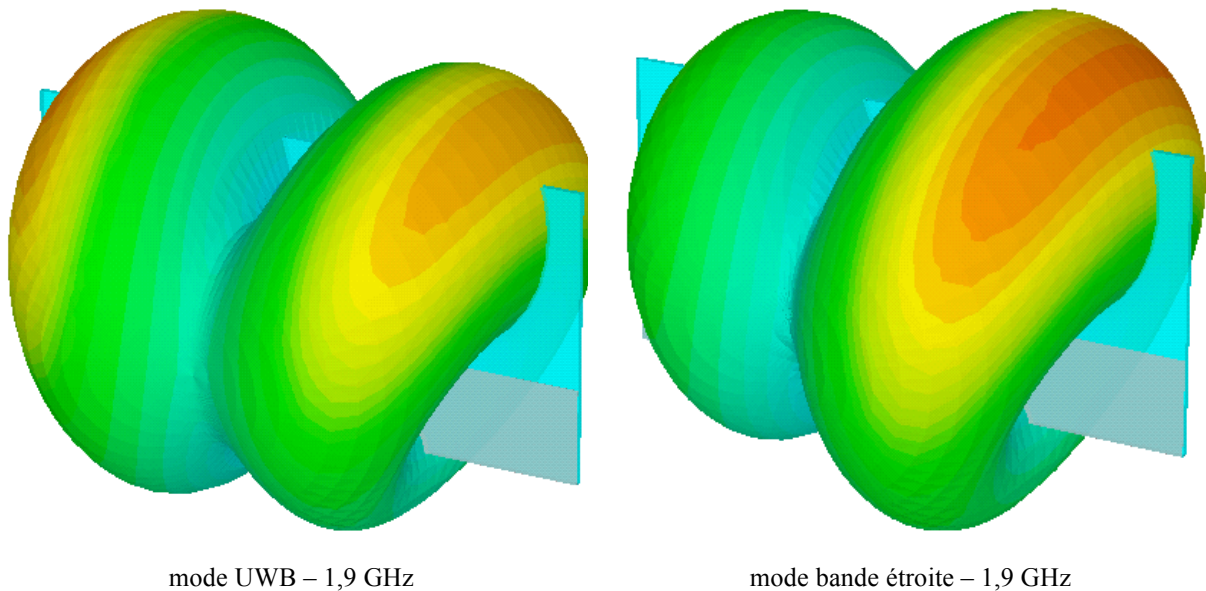


Fig. 4.36 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne UWB proposée, en mode UWB

Il est intéressant de remarquer, dans les deux modes de fonctionnement, la présence d'une résonance à 1,9 GHz ; cette dernière est due aux inductances imparfaites qui sont elles-mêmes le siège d'une résonance à cette fréquence précise.

Les diagrammes de gain, en présence des composants actifs et passifs, sont présentés en Fig. 4.37, à la fois en mode de fonctionnement UWB et bande étroite. L'angle  $\theta$  est l'angle  $zOx$ , et  $\phi$  est  $xOy$ .



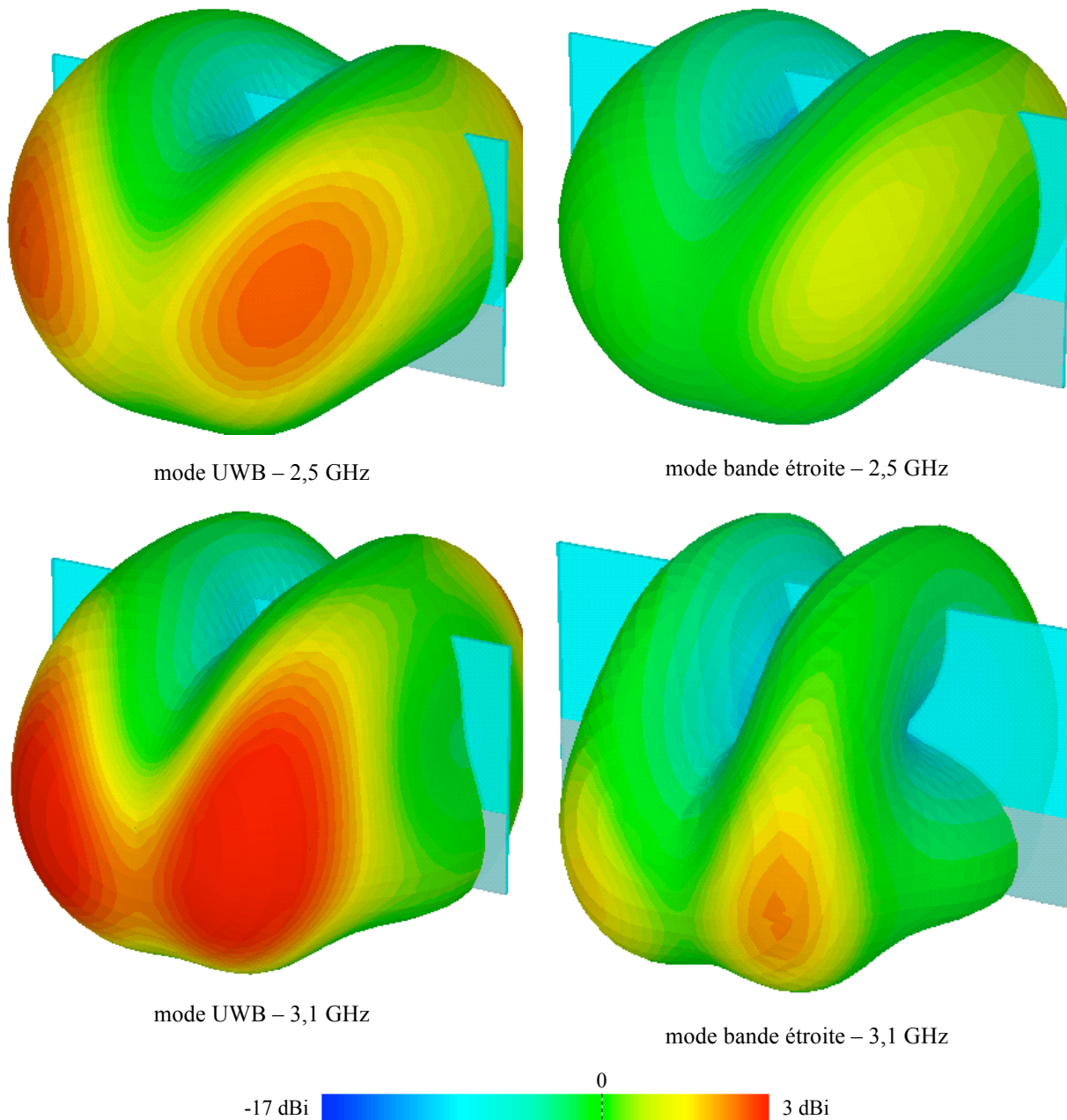


Fig. 4.37 : Diagrammes de gain simulés de l'antenne UWB proposée

En mode UWB, l'antenne présente en basse fréquence deux directions privilégiées, parallèles au plan de l'antenne et coplanaires aux deux hémicycles du monopôle UWB, avec un gain de 2,5 dBi. Lorsque la fréquence augmente, ces deux directions disparaissent et font place à deux autres lobes, normaux cette fois au plan de l'antenne, avec une valeur de gain légèrement supérieure (3 dBi).

En mode bande étroite, les diagrammes de gain sont similaires, quoiqu'avec des valeurs de gain plus faibles. On remarque par ailleurs la présence d'une dissymétrie du gain, contrairement au mode UWB ; en effet, au lieu des deux directions privilégiées évoquées pour

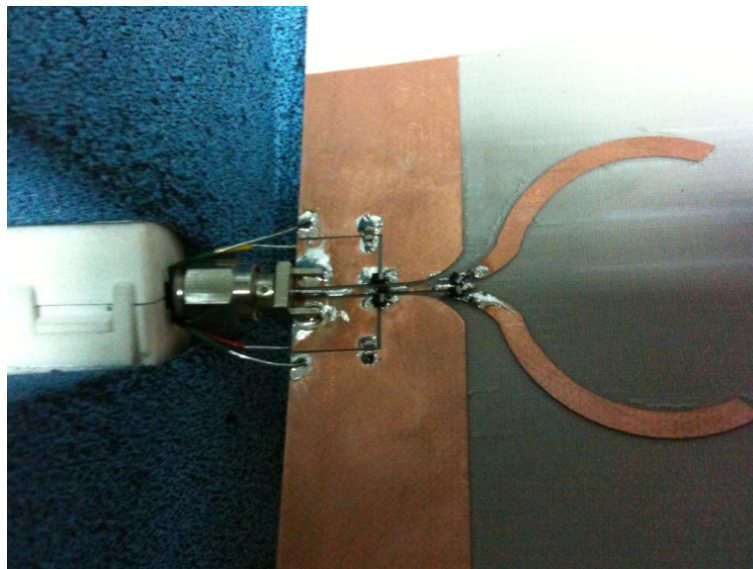


le mode UWB, il n'en subsiste qu'une en bande étroite. Il semble que le demi-cercle droit (sur la Fig. 4.34) ne rayonne que très peu ; cela est probablement dû à la dissymétrie des lignes de polarisation.

#### 4.4.3.3 Résultats de mesure

Cette version de l'antenne est une modification de la première dans un de prototypage. Comme on peut le voir sur la Fig. 4.38, certaines mesures ont été effectuées spécialement afin de limiter les imprécisions . En effet, comme il a été mentionné précédemment, cette antenne, par son caractère planaire, ne permet pas l'écrantage de la connectique de mesure. Par suite, on risque un couplage d'une partie du signal dans le câble coaxial, ainsi que dans les fils d'amenée du courant continu. Pour éviter ces problèmes de mode commun entraînant une imprécision de la mesure du coefficient de réflexion<sup>32</sup>, des noyaux en ferrite sont utilisés ; ces cylindres creux de matériau ferroélectrique (en blanc sur la Fig. 4.38) sont placés autour du gâble coaxial et des fils de polarisation et permettent de réduire cet effet de mode commun.

En mode bande étroite (UWB-OFF), les courbes mesurées sont proches de la simulation, comme le montre la Fig. 4.39. On observe une bande étroite accordable de 1,5 à plus 3,1 GHz : l'excursion en fréquence est légèrement moins importante qu'en simulation. Le niveau d'adaptation de l'antenne est globalement meilleur qu'en simulation, ce qui entraîne un niveau de réjection plus faible, hors de la bande fréquentielle adaptée.



<sup>32</sup> L'apparition d'un mode commun modifie l'impédance mesurée de l'antenne, donc son coefficient de réflexion.

Fig. 4.38 : Antenne réalisée

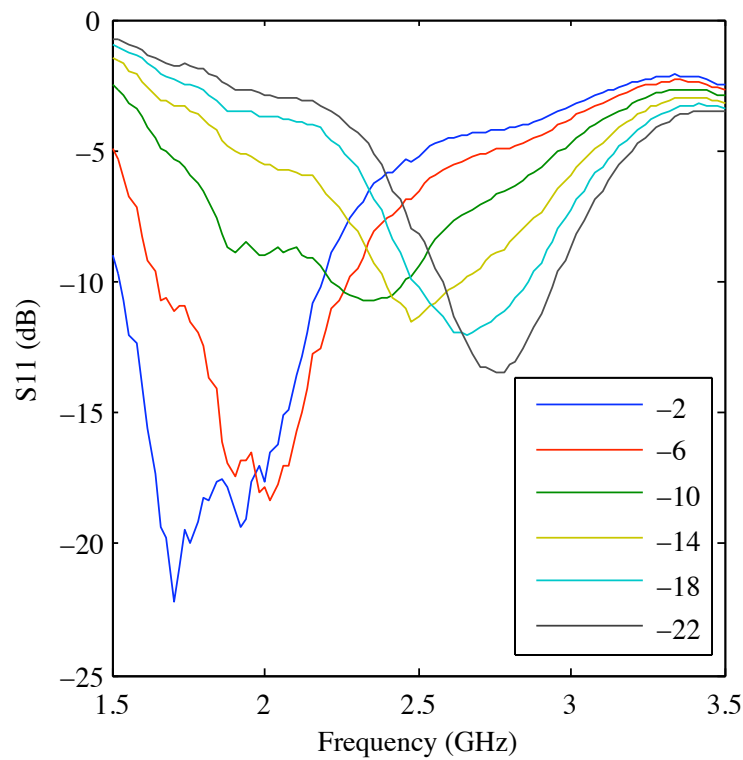


Fig. 4.39 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne UWB proposée, en mode bande étroite, pour différentes valeurs de polarisation appliquées à la diode varicap

La Fig. 4.40 présente une comparaison entre le coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne présentée. Les bandes passantes instantanées à -10 dB sont semblables, mais la bande mesurée est décalée d'environ 200 MHz vers le bas, par rapport à celle qui a été simulée.

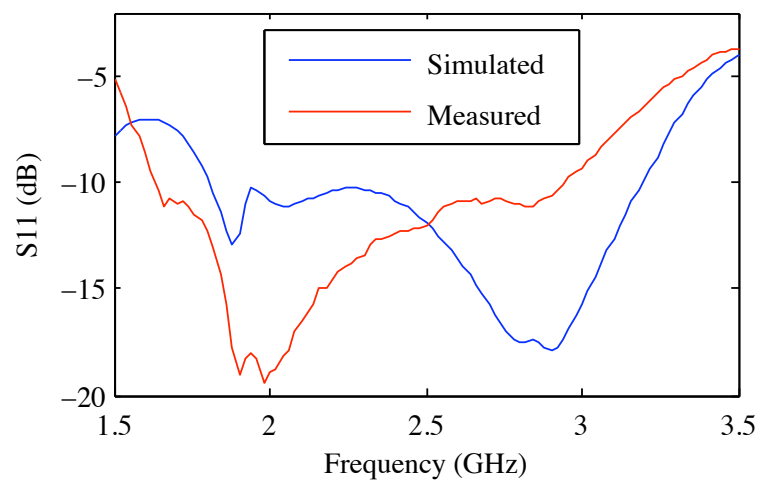


Fig. 4.40 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne proposée, en mode UWB

#### 4.4.3.4 Conclusion et perspectives

Deux versions d'une antenne présentant la même fonctionnalité (bande instantanée UWB commutable avec bande étroite accordable à l'intérieur le spectre UWB) ont ici été présentées. Le prototype réalisé permet à la fois de valider les méthodologies de simulation et de démontrer la faisabilité de l'intégration d'une telle fonctionnalité au sein d'une antenne reconfigurable. Plusieurs pistes peuvent être envisagées pour la faire évoluer. Au delà d'une amélioration simple de ses performances (bande UWB plus large, bande accordable plus étroite, meilleur réjection hors bande, etc.) qui pourrait s'avérer nécessaire suivant l'application envisagée, c'est en termes de fonctionnalité que cette antenne est prometteuse.

On pourrait par exemple envisager d'utiliser la résonance bande étroite en maintenant les diodes PIN passantes (UWB-ON) et ainsi l'utiliser non plus comme résonance mais comme antirésonance. Ce phénomène, qui a été entrevu au cours de la conception et qu'on a mentionné ci-dessus, a été perçu comme un obstacle dans la réalisation de la fonctionnalité recherchée, mais pourrait au contraire être mis à profit pour diversifier cette dernière. Il est également imaginable de multiplier le nombre de fentes actives ajoutées au plan de masse et partant une augmentation de la taille de ce dernier, dans le but d'obtenir plusieurs fréquences de résonance simultanées et indépendantes.

Cette antenne est un candidat idéal aux applications de radio cognitive, puisqu'elle comporte à la fois un mode de fonctionnement UWB, pour communiquer ou sonder son environnement électromagnétique proche, ainsi qu'une fonctionnalité de communication bande étroite accordable qui permet une utilisation optimale du spectre disponible.

---

## 4.5 Conclusion et perspectives

On a présenté dans ce chapitre trois antennes UWB reconfigurables, dont deux ont été réalisées et mesurées. Les fonctionnalités ont ainsi pu être démontrées, même s'il reste une importante marge de progression.

Tout d'abord, l'adéquation entre résultats de simulation et de mesure n'est pas excellente ; pour l'améliorer, plusieurs pistes sont envisageables. Ainsi, l'utilisation de processus de fabrication de plus grande précision ainsi que de composants aux caractéristiques plus régulières pourrait être efficace. Par ailleurs, la mesure et la déconvolution systématiques de chaque composant permettrait, pour peu que cette dernière soit suffisamment nette, d'obtenir des caractéristiques probablement plus précises, ou au moins plus en adéquation avec la réalité, du composant étudié. En ce qui concerne les performances de l'antenne , l'emploi de processus d'optimisation serait très probablement bénéfique, bien que la question de la conception d'une fonction de coût efficace pour une telle antenne reste entière.

Les antennes UWB reconfigurables offrent de nombreuses perspectives d'utilisation, notamment dans le domaine de la radio cognitive. La dernière antenne présentée est, en terme de fonctionnalité (détecteur de spectre ultra large bande et communication sur une bande étroite accordable), un excellent candidat. Il reste néanmoins d'autres fonctionnalités envisagées, qui n'ont pas eu le temps d'être développées, comme par exemple la possibilité de faire varier la bande passante de l'antenne de manière continue, autour d'une fréquence centrale, depuis une bande très étroite jusqu'à une bande ultra large. Si cette dernière est accordable, on obtient une antenne au comportement extrêmement flexible, parfaitement adaptée aux futures méthodes de communication radio.



## Conclusion générale et perspectives

Au cours de ces travaux de thèse, nous avons abordé le problème de la conception des antennes reconfigurables en le positionnant dès le départ par rapport à un objectif d'apport novateur aux techniques radio courantes ou en émergence. Cela nous a amené à envisager la diversité des fonctionnalités que pourrait héberger une antenne reconfigurable, par rapport à la recherche de l'optimalité de la répartition des traitements entre le transceiver et l'antenne. La classification des divers types d'antennes reconfigurables et le bénéfice qui pourrait résulter de la délégation de certaines fonctionnalités à l'antenne ont permis d'ouvrir le champ des possibilités et de l'imagination pour la conception de ces antennes.

Une fois ceci posé, nous avons cherché à tester de nouvelles approches fonctionnelles pour les antennes reconfigurables, prenant en compte les multiples contraintes fondamentales et pratiques résultant de l'incorporation de composants commandables sur un objet électromagnétique. Pour cela nous avons introduit une méthodologie de conception consistant, à partir d'une géométrie d'antenne classique répondant au besoin imposé, à lui adjoindre des fonctionnalités supplémentaires. Celles-ci ont été obtenues grâce à des structures résonantes (lignes conductrices, fentes, courts-circuits commutables), dont on peut modifier la fréquence propre par action sur leur impédance essentiellement au moyen d'interrupteurs ou de capacités variable. Nous avons montré sur quelques exemples comment les choix relatifs à ces composants pouvaient être opérés, sur la base de critères de performances appropriés. La simulation électromagnétique d'antennes comportant des composants actifs pose des problèmes qui ont été abordés : si les caractéristiques électriques des composants sont effectivement correctement prises en compte par les simulations, il est beaucoup plus lourd voire quasi impossible de les modéliser comme des objets électromagnétiques 3D et ce n'est généralement pas fait. Il en résulte que l'effet électromagnétique des composants en champs proche n'est pas traité de façon rigoureuse. Par conséquent la précision des simulations dépend directement de la taille électrique des composants et de la nature des matériaux les constituant (métal ou diélectrique). Etant conscient de cette difficulté de fond, nous avons donc choisi le compromis le plus adapté à nos besoins, entre la précision de la simulation et son coût de calcul.

Une autre difficulté majeure des antennes reconfigurables est la nécessiter d'appliquer les signaux de commande. En effet, l'alimentation des composants nécessite généralement

l'ajout de structures conductrices métallisées (pour acheminer le courant continu) qui peuvent impacter fortement les lignes de courant et donc l'impédance de l'antenne reconfigurable considérée. Nous avons introduit des techniques adaptées aux antennes étudiées, afin de polariser efficacement les composants.

La méthodologie qui vient d'être présentée a été appliquée directement à la conception d'antennes PIFA reconfigurables, la fonctionnalité ici recherchée étant la commutation entre différentes bandes de fréquences. Cette fonctionnalité a pu être réalisée de manière très flexible en utilisant un nombre important de courts-circuits commutables entre l'élément rayonnant de la PIFA et son plan de masse. La première antenne présentée possède ainsi une bande de fréquences accordable que l'on peut faire varier de 0,5 à 6 GHz à l'aide des douze composants dont elle est dotée. Cependant, le nombre très important de ces composants pose des problèmes à la fois de principe (très grand nombre de configurations possible, donc difficulté de qualifier chacun) et pratiques (réalisation très complexe, problème de positionnement et routage des composants). Par suite, une évolution de l'antenne également motivée par la nécessité de résultats expérimentaux a été réalisée sous la forme d'une PIFA comportant seulement deux composants commutables, soit un total de quatre configurations possibles. L'antenne a été optimisée afin d'obtenir quatre comportements fréquentiels nettement distincts, puis prototypée et mesurée. Les résultats expérimentaux ont montré un désaccord important avec les simulations, qui ont motivé par la suite l'amélioration de la méthode d'optimisation afin de mieux la contrôler. Néanmoins les performances trop limitées et la sensibilité des composants de cette deuxième antenne ont conduit à en envisager une troisième évolution, dans laquelle trois composants plus fiables et plus faciles d'utilisation ont été mis en œuvre. Après optimisation sur les quatre configurations fréquentielles visées, les résultats obtenus sont apparus beaucoup plus proches des objectifs.

Il se dégage de cette expérience un premier enseignement : l'augmentation du nombre de composants actifs génère autant des degrés de libertés supplémentaires qui permettent de se rapprocher du comportement désiré, grâce à la richesse apportée par l'augmentation du nombre de modes fréquentiels. Naturellement ceci se fait au prix de la complexité, et le choix judicieux du nombre de composants reste le problème principal de cette approche.

La dernière partie des travaux a concerné le développement d'antennes reconfigurables possédant, au moins dans l'un des modes de fonctionnement, une bande instantanée ultra large. Le caractère UWB de ces antennes entraîne des contraintes plus importantes à la fois sur les composants et sur les structures reconfigurables ou de polarisation qui doivent toutes

---

maintenir le comportement souhaité sur une bande ultra large. Trois antennes aux comportements distincts ont été développées. La première comporte une bande passante ultra large commutable, ainsi qu'une résonance accordable à plus basse fréquence. La seconde possède une réjection accordable en bande étroite, opérant sur la totalité de la bande passante UWB. Enfin la dernière antenne peut fonctionner soit en mode UWB, soit avec une bande de fréquence étroite accordable située à l'intérieur du spectre UWB. Deux de ces antennes ont été réalisées puis mesurées ; une adéquation imparfaite entre simulation et mesure a été observée, mais les résultats ont néanmoins permis de démontrer la faisabilité de la fonctionnalité recherchée.

En ce qui concerne les perspectives de ces travaux, trois axes de recherche futurs méritent considération. Le premier vise à l'amélioration des performances des antennes présentées. En effet, si la faisabilité de certaines fonctionnalités a effectivement été prouvée ; il apparaît néanmoins possible au vu de l'expérience acquise de pousser les performances fréquentielles, spatiales ou géométriques (au sens de la compacité de l'antenne, de sa robustesse, du nombre de composants employés ...) de ces antennes. En effet, la poursuite de l'amélioration de la technique d'optimisation, impactant fortement les résultats, et son utilisation systématique même locale, ainsi que l'emploi de composants plus performants permettraient très certainement d'obtenir des résultats plus spectaculaires.

Un second axe important est celui de la fidélité des simulations. Au cours de la thèse, certaines antennes ont été réalisées, et si leur fonctionnalité a bien été démontrée expérimentalement, l'adéquation entre mesure et simulation n'est pas parfaite. Plusieurs solutions pourraient permettre de résoudre partiellement le problème, ou tout du moins de réduire cet écart. La première réside dans l'utilisation de modèles de composant plus précis qui prennent en compte l'interaction électromagnétique du composant sur les lignes de champ de l'antenne. Une difficulté à ce niveau est la totale insuffisance des données fabricants, qui nécessiterait donc de travailler sur les modèles de composants eux-mêmes. C'est un travail lourd mais qui pourrait se révéler indispensable. Une alternative serait d'utiliser pour chaque caractéristique de composant réinjectée dans les simulations des données expérimentales, provenant d'un circuit de test mesuré sur lequel le composant est disposé, sinon identiquement, du moins très similairement aux composants de l'antenne (ce qui permet de prendre en compte une partie des interactions du champ proche entre la monture du composant et l'antenne). La nécessité de données expérimentales met cependant en exergue les problèmes de reproductibilité et de précision de la fabrication. En effet, il serait très



bénéfique d'employer des processus de fabrication beaucoup plus précis que ceux que nous avons à disposition, tels que la gravure des composants et de l'antenne sur le même substrat ou le positionnement et la soudure automatisés des composants. Ce sont des approches qui peuvent avoir particulièrement du sens aux très hautes fréquences, par la fabrication intégrée des composants et des antennes, plutôt que par hybridation.

Le dernier axe enfin concerne le développement de nouvelles fonctionnalités. Au delà du premier chapitre de catégorisation, il n'a pas été évoqué dans les autres chapitres de fonctionnalités opérant sur le rayonnement (diagramme d'antenne, polarisation). Or il pourrait être très intéressant de combiner, de manière indépendante, des fonctions sur le rayonnement et des fonctions fréquentielles au sein de la même antenne. En ce qui concerne ces dernières, le développement d'une antenne à bande passante accordable serait également intéressant, et ceci d'autant plus si la fréquence centrale était accordable.

Pour conclure, d'autres aspects plus généraux auraient pu également être abordés au cours de la thèse car ils soulèvent des problèmes relativement délicats. La non linéarité des composants notamment n'a pas été étudiée, alors que les puissances qui peuvent entrer en jeu sur une antenne reconfigurable pourraient faire basculer les composants dans ce régime. Sur un autre plan, la question de l'efficacité de l'antenne n'a également pas été abordée, en particulier la différence d'efficacité entre une antenne reconfigurable et un couple antenne + traitement de signal réalisant la même fonction. Pour que les antennes reconfigurables puissent être considérées comme des approches viables et utilisables dans le monde réel, ces questions devront sans nul doute être sérieusement traitées dans les années et les thèses à venir.

## Références

- [1] Gangi, A., "The active adaptive antenna array system," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.11, no.4, pp. 405-414, Jul 1963
- [2] Andre, S.; Leonard, D., "An active retrodirective array for satellite communications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.12, no.2, pp. 181-186, Mar 1964
- [3] Bourtoutian, R., "Objets Communicants: Miniaturisation des Frontaux RF par Co-Conception", mémoire de thèse de doctorat, 2008
- [4] Ebrahimi, E.; Hall, P.S., "A dual port wide-narrowband antenna for cognitive radio," *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on* , vol., no., pp.809-812, 23-27 March 2009
- [5] [http://www.sdrforum.org/pages/documentLibrary/documents/SDRF-07-S-0016-V2\\_0\\_0\\_OMG\\_Smart\\_Antenna.pdf](http://www.sdrforum.org/pages/documentLibrary/documents/SDRF-07-S-0016-V2_0_0_OMG_Smart_Antenna.pdf)
- [6] Anagnostou, D.E.; Guizhen Zheng; Chryssomallis, M.T.; Lyke, J.C.; Ponchak, G.E.; Papapolymerou, J.; Christodoulou, C.G., "Design, fabrication, and measurements of an RF-MEMS-based self-similar reconfigurable antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.2, pp. 422-432, Feb. 2006
- [7] Anagnostou, D.E.; Zheng, G.; Feldner, L.; Chryssomallis, M.T.; Lyke, J.C.; Papapolymerou, J.; Christodoulou, C.G., "Silicon-etched re-configurable self-similar antenna with RF-MEMS switches," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE* , vol.2, no., pp. 1804-1807 Vol.2, 20-25 June 2004
- [8] Mowler, M.; Lindmark, B.; Oberhammer, J.; Stemme, G., "A 2-bit reconfigurable meander slot antenna with RF-MEMS switches," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.2A, no., pp. 396-399 vol. 2A, 3-8 July 2005
- [9] Pan, H.; Bernhard, J.T.; Nair, V.K., "Reconfigurable Single-Armed Square Spiral Microstrip Antenna Design," *Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials, 2006 IEEE International Workshop on* , vol., no., pp. 180-183, March 6-8, 2006

- 
- [10] McVay, J.; Thajudeen, C.; Hoorfar, A., "Reconfigurable top-loaded monopoles using stacked space-filling curves," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [11] Kiriazi, J.; Ghali, H.; Ragaie, H.; Haddara, H., "Reconfigurable dual-band dipole antenna on silicon using series MEMS switches," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE* , vol.1, no., pp. 403-406 vol.1, 22-27 June 2003
- [12] Cidronali, A.; Lucci, L.; Pelosi, G.; Samori, P.; Selleri, S., "A reconfigurable printed dipole for quad-band wireless applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE* , vol., no., pp.217-220, 9-14 July 2006
- [13] Sylvain Loizeau, "Antenne Adaptable pour la Télévision Numérique Terrestre", mémoire de fin de MASTER, 2006
- [14] Zhang, Chunna; Yang, Songnan; Pan, Helen K.; Fathy, Aly E.; El-Ghazaly, Samir; Nair, Vijay, "Reconfigurable Antenna for Simultaneous Multi-Service Wireless Applications," *Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE* , vol., no., pp.543-546, 9-11 Jan. 2007
- [15] Sunan Liu; Ming-Jer Lee; Changwon Jung; Li, G.-P.; De Flaviis, F., "A frequency-reconfigurable circularly polarized patch antenna by integrating MEMS switches," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.2A, no., pp. 413-416 vol. 2A, 3-8 July 2005
- [16] Cetiner, B.A.; Jafarkhani, H.; Jiang-Yuan Qian; Hui Jae Yoo; Grau, A.; De Flaviis, F., "Multifunctional reconfigurable MEMS integrated antennas for adaptive MIMO systems," *Communications Magazine, IEEE* , vol.42, no.12, pp. 62-70, Dec. 2004
- [17] Wenhua Chen; Mingyan Fan; Qing Hao; Zhenghc Feng, "A novel reconfigurable discrete antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE* , vol.1, no., pp. 411-414 vol.1, 22-27 June 2003
- [18] Weedon, W.H.; Payne, W.J.; Rebeiz, G.M., "MEMS-switched reconfigurable antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE* , vol.3, no., pp.654-657 vol.3, 2001
- [19] P. PANAI, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS, G. JACQUEMOD, "Reconfiguration Dynamique d'une Antenne", *JNM 2003*
- [20] Ali, M.; Sayem, A.T.M.; Kunda, V.K., "A Reconfigurable Stacked Microstrip Patch Antenna for Satellite and Terrestrial Links," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* , vol.56, no.2, pp.426-435, March 2007

- 
- [21] Feldner, L.M.; Rodenbeck, C.T.; Christodoulou, C.G.; Kinzie, N., "Electrically Small Frequency-Agile PIFA-as-a-Package for Portable Wireless Devices," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.11, pp.3310-3319, Nov. 2007
- [22] Boyle, K.R.; Steeneken, P.G., "A Five-Band Reconfigurable PIFA for Mobile Phones," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.11, pp.3300-3309, Nov. 2007
- [23] Songnan Yang; Fathy, A.E.; Nair, V.K., "Reconfigurable multi-band twin-PIFA antennas for Wi-Fi/WiMAX and WWAN services on a multi-radio laptop platform," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [24] Feldner, L.M.; Nordquist, C.D.; Christodoulou, C.G., "RF MEMS reconfigurable triangular patch antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.2A, no., pp. 388-391 vol. 2A, 3-8 July 2005
- [25] Fan Yang; Rahmat-Samii, Y., "Patch antennas with switchable slots (PASS) in wireless communications: concepts, designs, and applications," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* , vol.47, no.2, pp. 13-29, April 2005
- [26] Panaia, P.; Luxey, C.; Jacquemod, G.; Staraj, R.; Kossiavas, G.; Dussopt, L.; Vacherand, F.; Billard, C., "MEMS-based reconfigurable antennas," *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on* , vol.1, no., pp. 175-179 vol. 1, 4-7 May 2004
- [27] Alayesh, M.A.; Christodoulou, C.G.; Joler, M.; Barbin, S.E., "Reconfigurable multi-band stacked Microstrip Patch Antenna for wireless applications," *Antennas and Propagation Conference, 2008. LAPC 2008. Loughborough* , vol., no., pp.329-332, 17-18 March 2008,
- [28] Sivalingam, P.; Sooliam Ooi, "Electronically tunable monopole antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [29] Erdil, E.; Topalli, K.; Unlu, M.; Civi, O.A.; Akin, T., "Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.4, pp.1193-1196, April 2007
- [30] Yuliang Zheng; Giere, A.; Jakoby, R., "A compact antenna with two independently tunable frequency bands," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008

- 
- [31] Viet-Anh Nguyen; Bhatti, R.-A.; Seong-Ook Park, "A Simple PIFA-Based Tunable Internal Antenna for Personal Communication Handsets," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.7, no., pp.130-133, 2008
- [32] Sheta, A.-F.; Mahmoud, S.F., "A Widely Tunable Compact Patch Antenna," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.7, no., pp.40-42, 2008
- [33] Sung-Hoon Oh, James T. Aberle, Sreeraman Anantharaman, Kentaro Arai, Han Liang Chong, and Seng Chee Koay, "Electronically Tunable Antenna Pair and Novel RF Front-End Architecture for Software-Defined Radios," *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 2005, no. 16, pp. 2701-2707, 2005.
- [34] Jing Liang; Yang, H., "Frequency reconfigurable printed inverted-F antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [35] White, C.R.; Rebeiz, G.M., "A slot-ring antenna with an octave of tunability," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE* , vol., no., pp.5841-5844, 9-15 June 2007
- [36] Behdad, N.; Sarabandi, K., "Dual-band reconfigurable antenna with a very wide tunability range," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.2, pp. 409-416, Feb. 2006
- [37] Shynu, S.V.; Augustin, G.; Aanandan, C.K.; Mohanan, P.; Vasudevan, K., "Triple slot arm loaded reconfigurable dual frequency microstrip antenna using varactors," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.2B, no., pp. 609-612 vol. 2B, 3-8 July 2005
- [38] Lavallee, R.N.; Lail, B.A., "Optically-controlled reconfigurable microstrip patch antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [39] White, C.R.; Rebeiz, G.M., "Single- and Dual-Polarized Tunable Slot-Ring Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.1, pp.19-26, Jan. 2009
- [40] Costantine, J.; Christodoulou, C.G., "A new reconfigurable antenna based on a rotating feed," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [41] Ruvio, G.; Ammann, M.J.; Zhi Ning Chen, "Wideband Reconfigurable Rolled Planar Monopole Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.6, pp.1760-1767, June 2007

- 
- [42] Langer, J.-C.; Zou, J.; Liu, C.; Bernhard, J.T., "Micromachined reconfigurable out-of-plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.13, no.3, pp. 120-122, Mar 2003
- [43] Jing Liang; Yang, H.Y.D., "Microstrip Patch Antennas on Tunable Electromagnetic Band-Gap Substrates," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.6, pp.1612-1617, June 2009
- [44] Lanceros-Mendez, S.; Mendes, P.M., "Reconfigurable On-Chip Folded-Patch Antenna using Tunable Electroactive Materials," *Antennas and Propagation Conference, 2007. LAPC 2007. Loughborough* , vol., no., pp.317-320, 2-3 April 2007
- [45] Peng He; Jinsheng Gao; Parimi, P.V.; Harris, V.G.; Vittoria, C., "Tunable negative refractive index metamaterial in microstrip line for antenna applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [46] Calmon, A.; Pacheco, G.; Terada, M., "A novel reconfigurable UWB log-periodic antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE* , vol., no., pp.213-216, 9-14 July 2006
- [47] Kelly, J.R.; Hall, P.S.; Song, P., "A reconfigurable wideband handset antenna operating from 460MHz to 12GHz," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 1-5 June 2009
- [48] Kelly, J.R.; Hall, P.S., "Reconfigurable slot antenna for Cognitive Radio applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 1-5 June 2009
- [49] Yong Zhang; Bing-Zhong Wang; Xue-Song Yang; Weixia Wu, "A fractal Hilbert microstrip antenna with reconfigurable radiation patterns," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.3A, no., pp. 254-257 vol. 3A, 3-8 July 2005
- [50] Deo, P.; Mehta, A.; Mirshekar-Syahkal, D.; Nakano, H., "An HIS-Based Spiral Antenna for Pattern Reconfigurable Applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.8, no., pp.196-199, 2009
- [51] Huff, G.H.; Bernhard, J.T., "Integration of packaged RF MEMS switches with radiation pattern reconfigurable square spiral microstrip antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.2, pp. 464-469, Feb. 2006

- 
- [52] Liu, Q.; Hall, P.S., "Varactor-loaded left handed loop antenna with reconfigurable radiation patterns," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, vol., no., pp.1-4, 1-5 June 2009
- [53] Donelli, M.; Azaro, R.; Fimognari, L.; Massa, A., "A Planar Electronically Reconfigurable Wi-Fi Band Antenna Based on a Parasitic Microstrip Structure," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol.6, no., pp.623-626, 2007
- [54] Xue-Song Yang; Bing-Zhong Wang; Weixia Wu, "Pattern reconfigurable patch antenna with two orthogonal quasi-Yagi arrays," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol.2B, no., pp. 617-620 vol. 2B, 3-8 July 2005
- [55] Xue-Song Yang; Bing-Zhong Wang; Weixia Wu; Shaoqiu Xiao, "Yagi Patch Antenna With Dual-Band and Pattern Reconfigurable Characteristics," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol.6, no., pp.168-171, 2007
- [56] Chelouah, A.; Sibille, A.; Rosson, P.; Couvy, J.P., "Angular diversity based on beam switching of circular arrays for HIPERLAN terminals," *Electronics Letters*, vol.36, no.5, pp.387-388, 2 Mar 2000
- [57] Fassetta, S.; Sibille, A., "Switched angular diversity BSSA array antenna for WLAN," *Electronics Letters*, vol.36, no.8, pp.702-703, 13 Apr 2000
- [58] Chen, W.H.; Chen, F.L.; Li, N.; Feng, Z.H., "Multi-feed reconfigurable pattern antenna implemented by switches," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol.2A, no., pp. 400-403 vol. 2A, 3-8 July 2005
- [59] Shing-Hau Chen; Jeen-Sheen Row; Kin-Lu Wong, "Reconfigurable Square-Ring Patch Antenna With Pattern Diversity," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.55, no.2, pp.472-475, Feb. 2007
- [60] Sung-Jung Wu; Tzyh-Ghuang Ma, "A Wideband Slotted Bow-Tie Antenna With Reconfigurable CPW-to-Slotline Transition for Pattern Diversity," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.56, no.2, pp.327-334, Feb. 2008
- [61] Ming-Iu Lai; Tjung-Yu Wu; Jung-Chin Hsieh; Chun-Hsiung Wang; Shyh-Kang Jeng, "A compact pattern reconfigurable antenna design for handheld wireless devices," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, vol., no., pp.5223-5226, 9-15 June 2007
- [62] Symeon Nikolaou; Bairavasubramanian, R.; Lugo, C., Jr.; Carrasquillo, I.; Thompson, D.C.; Ponchak, G.E.; Papapolymerou, J.; Tentzeris, M.M., "Pattern and frequency reconfigurable annular slot antenna using PIN diodes," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.54, no.2, pp. 439-448, Feb. 2006

- 
- [63] Kin-Fai Tong; Jingjing Huang, "New Proximity Coupled Feeding Method for Reconfigurable Circularly Polarized Microstrip Ring Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.7, pp.1860-1866, July 2008
- [64] Ferrero, F.; Luxey, C.; Staraj, R.; Jacquemod, G.; Yedlin, M.; Fusco, V., "A Novel Quad-Polarization Agile Patch Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.5, pp.1563-1567, May 2009
- [65] Yi-Fan Wu; Chun-Hsien Wu; Lai, D.-Y.; Fu-Chiang Chen, "A Reconfigurable Quadri-Polarization Diversity Aperture-Coupled Patch Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.3, pp.1009-1012, March 2007
- [66] Shing-Lung Steven Yang; Kwai-Man Luk, "A Wideband L-Probes Fed Circularly-Polarized Reconfigurable Microstrip Patch Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.2, pp.581-584, Feb. 2008
- [67] Khaleghi, A.; Kamyab, M., "Reconfigurable Single Port Antenna With Circular Polarization Diversity," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.2, pp.555-559, Feb. 2009
- [68] Boyon Kim; Bo Pan; Nikolaou, S.; Young-Sik Kim; Papapolymerou, J.; Tentzeris, M.M., "A Novel Single-Feed Circular Microstrip Antenna With Reconfigurable Polarization Capability," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.3, pp.630-638, March 2008
- [69] Sung, Y.J., "Reconfigurable Patch Antenna for Polarization Diversity," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.9, pp.3053-3054, Sept. 2008
- [70] Hsu, S.-H.; Kai Chang, "A Novel Reconfigurable Microstrip Antenna With Switchable Circular Polarization," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.6, no., pp.160-162, 2007
- [71] Piazza, D.; Mookiah, P.; D'Amico, M.; Dandekar, K.R., "Pattern and polarization reconfigurable circular patch for MIMO systems," *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on* , vol., no., pp.1047-1051, 23-27 March 2009
- [72] Dorsey, W.M.; Zaghloul, A.I.; Parent, M.G., "Perturbed Square-Ring Slot Antenna With Reconfigurable Polarization," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.8, no., pp.603-606, 2009
- [73] Rui-Hung Chen; Row, J.-S., "Single-Fed Microstrip Patch Antenna With Switchable Polarization," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.4, pp.922-926, April 2008



- 
- [74] Nikolaou, S.; Amadjikpe, A.; Papapolymerou, J.; Tentzeris, M.M., "Compact Ultra Wideband (UWB) Elliptical Monopole with Potentially Reconfigurable Band Rejection Characteristic," *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific* , vol., no., pp.1-4, 11-14 Dec. 2007
- [75] Khidre, A.H.; El Sadek, H.A.; Ragai, H.F., "Reconfigurable UWB printed monopole antenna with band rejection covering IEEE 802.11a/h," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 1-5 June 2009
- [76] Nikolaou, S.; Kingsley, N.D.; Ponchak, G.E.; Papapolymerou, J.; Tentzeris, M.M., "UWB Elliptical Monopoles With a Reconfigurable Band Notch Using MEMS Switches Actuated Without Bias Lines," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.57, no.8, pp.2242-2251, Aug. 2009
- [77] Wen-Ming Zhang; Guang Meng, "Nonlinear Dynamic Analysis of Electrostatically Actuated Resonant MEMS Sensors Under Parametric Excitation," *Sensors Journal, IEEE* , vol.7, no.3, pp.370-380, March 2007
- [78] Jensen, M.A.; Rahmat-Samii, Y., "EM interaction of handset antennas and a human in personal communications," *Proceedings of the IEEE* , vol.83, no.1, pp.7-17, Jan 1995
- [79] Martinez-Vasquez, M.; Litschke, O.; Heberling, D., "Design of integrated multiband antennas for personal communications headsets," *COST Budapest, 2003*
- [80] Di Nallo, C.; Faraone, A., "Multiband internal antenna for mobile phones," *Electronics Letters* , vol.41, no.9, pp. 514-515, 28 April 2005
- [81] Martinez-Vazquez, M.; Litschke, O., "Small multiband antenna for personal communications devices," *Applied Electromagnetics and Communications, 2003. ICECom 2003. 17th International Conference on* , vol., no., pp. 395-398, 1-3 Oct. 2003
- [82] Schuering, H.-G.; Hassmann, G.-H.; Lindenmeier, H.K.; Reiter, L.M.; Hopf, J.F.; Lindenmeier, S.M., "State of the art of vehicle antennas for satellite radio," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.1B, no., pp.68-71 vol. 1B, 2005
- [83] Calmon, A.; Pacheco, G.; Terada, M., "A novel reconfigurable UWB log-periodic antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE* , vol., no., pp.213-216, 9-14 July 2006
- [84] "Ultra-Wide Band Biconical Antenna – Technical Note part II : experimental results," PULSERS Project, 06/06/2004

- 
- [85] McDonald, J.L.; Filipovic, D.S., "On the Bandwidth of Monocone Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.4, pp.1196-1201, April 2008
- [86] Alipour, A.; Hassani, H.R., "A Novel Omni-Directional UWB Monopole Antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.12, pp.3854-3857, Dec. 2008
- [87] Peyrot-Solis, M.A.; Galvan-Tejada, G.M.; Jardon-Aguilar, H., "State of the art in ultra-wideband antennas," *Electrical and Electronics Engineering, 2005 2nd International Conference on* , vol., no., pp. 101-105, 7-9 Sept. 2005
- [88] Seong-Youp Suh; Stutzman, W.L.; Davis, W.A., "A new ultrawideband printed monopole antenna: the planar inverted cone antenna (PICA)," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.52, no.5, pp. 1361-1364, May 2004
- [89] Bahadori, K.; Rahmat-Samii, Y., "A Miniaturized Elliptic-Card UWB Antenna With WLAN Band Rejection for Wireless Communications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.11, pp.3326-3332, Nov. 2007
- [90] Verbiest, J.R.; Vandenbosch, G.A.E., "A Novel Small-Size Printed Tapered Monopole Antenna for UWB WBAN," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.5, no.1, pp.377-379, Dec. 2006
- [91] Azenui, N.C.; Yang, H.Y.D., "A Printed Crescent Patch Antenna for Ultrawideband Applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.6, no., pp.113-116, 2007
- [92] Yu-Shin Wang; Ming-Chou Lee; Shyh-Jong Chung, "Two PIFA-Related Miniaturized Dual-Band Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.3, pp.805-811, March 2007
- [93] Kim, B.-N.; Park, S.-O.; Yoon, Y.-S.; Oh, J.-K.; Lee, K.-J.; Koo, G.-Y., "Hexaband Planar Inverted-F Antenna With Novel Feed Structure for Wireless Terminals," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.6, no., pp.66-69, 2007
- [94] Khaleghi, A., "Dual Band Meander Line Antenna for Wireless LAN Communication," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.3, pp.1004-1009, March 2007
- [95] Sarabandi, K.; Azadegan, R.; Mosallaei, H.; Harvey, J., "Antenna Miniaturization Techniques for Applications in Compact Wireless Transceivers," *Proceedings of the 2002 URSI General Assembly*

- 
- [96] Shan-Cheng Pan; Kin-Lu Wong, "Design of dual-frequency microstrip antennas using a shorting-pin loading," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998. IEEE* , vol.1, no., pp.312-315 vol.1, 21-26 Jun 1998
- [97] Al-Mously, S.I.; Abdalla, A.Z.; Abousetta, M.M., "Design of a Broadband Stacked Rectangular MPA with Shorting Pins for GSM-Family and Other Cellular Applications," *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, 2007. TELSIS 2007. 8th International Conference on* , vol., no., pp.419-422, 26-28 Sept. 2007
- [98] Shan-Cheng Pan; Kin-Lu Wong, "Dual-frequency triangular microstrip antenna with a shorting pin ," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.45, no.12, pp.1889-1891, Dec 1997
- [99] Chair, R.; Luk, K.M.; Lee, K.F., "Simulation of bandwidth enhancement on the quarter-wave shorted patch by adding a shorting pin," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE* , vol.1, no., pp.82-85 vol.1, 2001
- [100] Chow, Y.L.; Wan, K.L., "Miniaturizing patch antenna by adding a shorting pin near the feed probe \$a\$ folded monopole equivalent," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE* , vol.4, no., pp. 6-9 vol.4, 2002
- [101] Bhobe, A.U.; Holloway, C.L.; Picket-May, M.; Hall, R., "Wide-band slot antennas with CPW feed lines: hybrid and log-periodic designs," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.52, no.10, pp. 2545-2554, Oct. 2004
- [102] El-Damak, A.R.; Ghali, H.; Ragaie, H.F., "Wideband modified Sierpinski slot antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.2B, no., pp. 548-551 vol. 2B, 3-8 July 2005
- [103] Young Jun Cho; Ki Hak Kim; Dong Hyuk Choi; Seung Sik Lee; Seong-Ook Park, "A miniature UWB planar monopole antenna with 5-GHz band-rejection filter and the time-domain characteristics," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.5, pp.1453-1460, May 2006
- [104] Wen-Shan Chen; Kuang-Yuan Ku, "Band-Rejected Design of the Printed Open Slot Antenna for WLAN/WiMAX Operation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.4, pp.1163-1169, April 2008
- [105] Bao, X.L.; Ammann, M.J., "Printed Band-Rejection UWB Antenna with H-shaped Slot," *Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, 2007. IWAT '07. International Workshop on* , vol., no., pp.319-322, 21-23 March 2007

- 
- [106] Nikolaou, S.; Amadjikpe, A.; Papapolymerou, J.; Tentzeris, M.M., "Compact Ultra Wideband (UWB) Elliptical Monopole with Potentially Reconfigurable Band Rejection Characteristic," *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific* , vol., no., pp.1-4, 11-14 Dec. 2007
- [107] Bourtoutian, Raffi; Delaveaud, Christophe; Toutain, Serge, "Low profile UWB monopole antenna having a sharp band notch function," *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on* , vol., no., pp.1-4, 6-10 Nov. 2006
- [108] Jahn, S.; Margraf, M.; Habchi, V.; Jacob, R., "Qucs Technical Papers", <http://qucs.sourceforge.net>
- [109] Boyle, K.R.; Steeneken, P.G., "A Five-Band Reconfigurable PIFA for Mobile Phones," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.11, pp.3300-3309, Nov. 2007
- [110] Fan Yang; Rahmat-Samii, Y., "Patch antennas with switchable slots (PASS) in wireless communications: concepts, designs, and applications," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE* , vol.47, no.2, pp. 13-29, April 2005
- [111] Winslow, T.A., "Conical inductors for broadband applications," *Microwave Magazine, IEEE* , vol.6, no.1, pp. 68-72, March 2005
- [112] [http://en.wikipedia.org/wiki/File:Front\\_pareto.svg](http://en.wikipedia.org/wiki/File:Front_pareto.svg)
- [113] Washington, G.; Hwan-Sik Yoon; Angelino, M.; Theunissen, W.H., "Design, modeling, and optimization of mechanically reconfigurable aperture antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.50, no.5, pp.628-637, May 2002
- [114] Kiziltas, G.; Psychoudakis, D.; Volakis, J.L.; Kikuchi, N., "Topology design optimization of dielectric substrates for bandwidth improvement of a patch antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.51, no.10, pp. 2732-2743, Oct. 2003
- [115] Silvia Poles, "Constraint Satisfaction Problem using Record-to-Record Travel," *Master thesis*, 2004
- [116] Ares, F.; Rengarajan, S.R.; Villanueva, E.; Skochinski, E.; Moreno, E., "Application of genetic algorithms and simulated annealing technique in optimizing the aperture distributions of antenna arrays," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest* , vol.2, no., pp.806-809 vol.2, 21-26 Jul 1996
- [117] Martinez-Fernandez, J.; de la Rubia, V.; Gil, J.M.; Zapata, J., "Frequency Notched UWB Planar Monopole Antenna Optimization Using a Finite Element Method-Based

- Approach," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.9, pp.2884-2893, Sept. 2008
- [118] Johnson, J.M.; Rahmat-samii, Y., "Genetic algorithm optimization and its application to antenna design," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1994. AP-S. Digest* , vol.1, no., pp.326-329 vol.1, 20-24 Jun 1994
- [119] Kuwahara, Y., "Multiobjective optimization design of Yagi-Uda antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.53, no.6, pp. 1984-1992, June 2005
- [120] Telzhensky, N.; Leviatan, Y., "Novel method of UWB antenna optimization for specified input signal forms by means of genetic algorithm," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.54, no.8, pp.2216-2225, Aug. 2006
- [121] Zhang Min; Luo Xiao-Wu; Wang Guang-Hui, "Preliminary research of the reconfigurable antenna based on genetic algorithms," *Computational Electromagnetics and Its Applications, 2004. Proceedings. ICCEA 2004. 2004 3rd International Conference on* , vol., no., pp. 137-140, 1-4 Nov. 2004
- [122] Shaoqiu Xiao; Bing-Zhong Wang; Xue-Song Yang; Gaofeng Wang, "Reconfigurable microstrip antenna design based on genetic algorithm," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE* , vol.1, no., pp. 407-410 vol.1, 22-27 June 2003
- [123] Bandyopadhyay, S.; Saha, S.; Maulik, U.; Deb, K., "A Simulated Annealing-Based Multiobjective Optimization Algorithm: AMOSA," *Evolutionary Computation, IEEE Transactions on* , vol.12, no.3, pp.269-283, June 2008
- [124] Kajenski, P.J., "HF meandered line dipoles optimized with simulated annealing," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE* , vol.2B, no., pp. 287-290 vol. 2B, 3-8 July 2005
- [125] Granville, V.; Krivanek, M.; Rasson, J.-P., "Simulated annealing: a proof of convergence," *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on* , vol.16, no.6, pp.652-656, Jun 1994
- [126] Martinez-Fernandez, J.; Gil, J.M.; Zapata, J., "Ultrawideband Optimized Profile Monopole Antenna by Means of Simulated Annealing Algorithm and the Finite Element Method," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.55, no.6, pp.1826-1832, June 2007
- [127] Rigoni, E., "Multi Objective Simulated Annealing," *ESTECO Technical Report*, May 2003

- 
- [128] Pawel Kabacik, Robert Hossal, Arkadiusz Byndas, Per-Simon Kildal, Sadullah Özcan, "Measured Radiation Properties of a Broadband Terminal Antenna", *COST 284*, 2005
- [129] A. C. Lepage, X. Begaud, G. Le Ray, and A. Sharaiha, "UWB Directive Triangular Patch Antenna," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2008, Article ID 410786, 7 pages, 2008
- [130] Xuan Hui Wu; Kishk, A.A., "An Ultra-wide Band Omnidirectional Monopole Antenna," *Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications, 2007. IWAT '07. International Workshop on* , vol., no., pp.345-348, 21-23 March 2007
- [131] Kuan-Jung Hung; Yi-Cheng Lin, "Open-Slot Loaded Monopole Antennas for WLAN and UWB Applications," *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE* , vol., no., pp.4653-4656, 9-14 July 2006
- [132] Ojaroudi, M.; Ghanbari, G.; Ojaroudi, N.; Ghobadi, C., "Small Square Monopole Antenna for UWB Applications With Variable Frequency Band-Notch Function," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.8, no., pp.1061-1064, 2009
- [133] Sang-Joong Kim; Jung-Woo Baik; Young-Sik Kim, "A CPW-fed UWB monopole antenna with switchable notch-band," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE* , vol., no., pp.4641-4644, 9-15 June 2007
- [134] Ojaroudi, M.; Ghobadi, C.; Nourinia, J., "Small Square Monopole Antenna With Inverted T-Shaped Notch in the Ground Plane for UWB Application," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.8, no., pp.728-731, 2009
- [135] Jianxin Liang; Chiau, C.C.; Xiaodong Chen; Parini, C.G., "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.53, no.11, pp. 3500-3504, Nov. 2005
- [136] Abbosh, A.M.; Bialkowski, M.E., "Design of Ultrawideband Planar Monopole Antennas of Circular and Elliptical Shape," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* , vol.56, no.1, pp.17-23, Jan. 2008
- [137] Song, C.T.P.; Sooliam Ooi; BoonPing Koh, "Planar dual mode antenna for 2.4GHz and UWB," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008
- [138] Mohamed, A.; Shafai, L., "Investigation on the phase centre of ultra wideband circular monopole antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* , vol., no., pp.1-4, 5-11 July 2008



# Bibliographie Personnelle

## Conférences internationales avec comité de lecture

- [1] Loizeau, S.; Sibille, A., "Reconfigurable PIFA Antenna with Ultrawideband Tuning," *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on* , vol., no., pp.1-6, 11-16 Nov. 2007
- [2] Loizeau, S.; Sibille, A., "Optimization of a multi-band reconfigurable PIFA antenna," *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on* , vol., no., pp.796-800, 23-27 March 2009
- [3] Loizeau, S.; Sibille, A., "A novel reconfigurable antenna with low frequency tuning and switchable UWB band," *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on* , vol., no., pp.1627-1631, 23-27 March 2009



