

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-ParisTech²⁴.

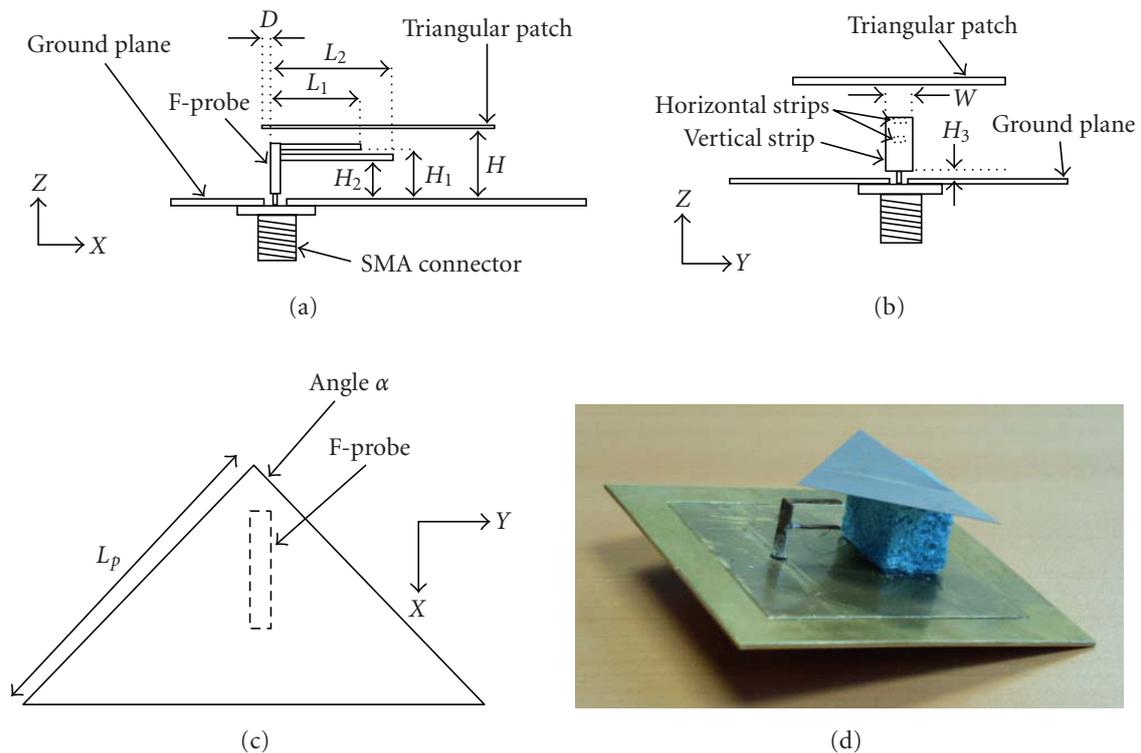


Fig. 4.1 : Antenne UWB patch triangle – sonde en F

²⁴ 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.

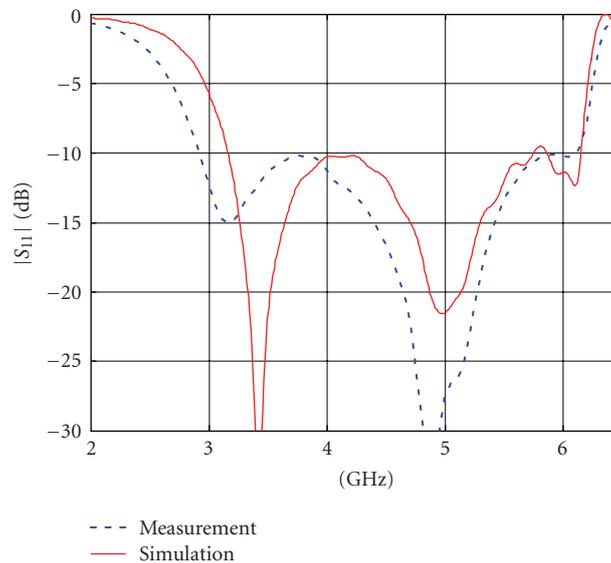


Fig. 4.2 : Courbe de S11 de l'antenne UWB de départ

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
α	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

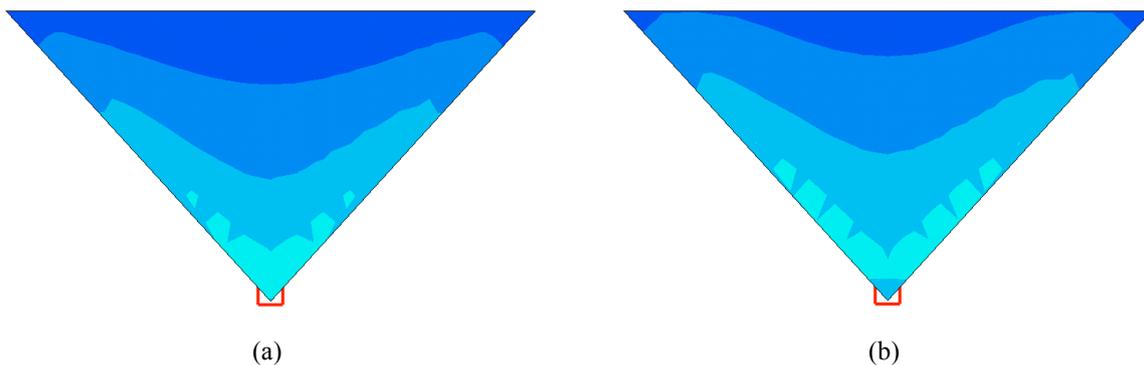
une adaptation de -10 dB dans la nouvelle bande de fréquence ; ils sont donnés dans le Tableau 4.2.

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
α	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.



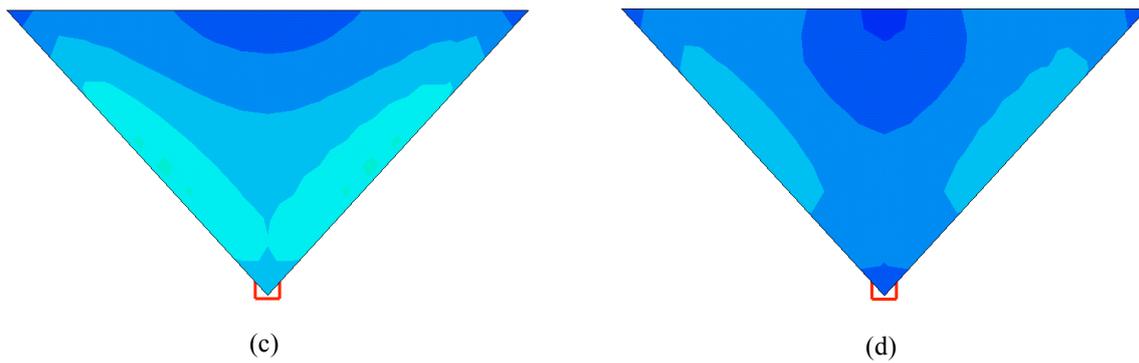


Fig. 4.3 : Visualisation des lignes de courant (amplitude maximale) à 1,5 (a), 2 (b), 2,5 (c) et 3 GHz (d)

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.

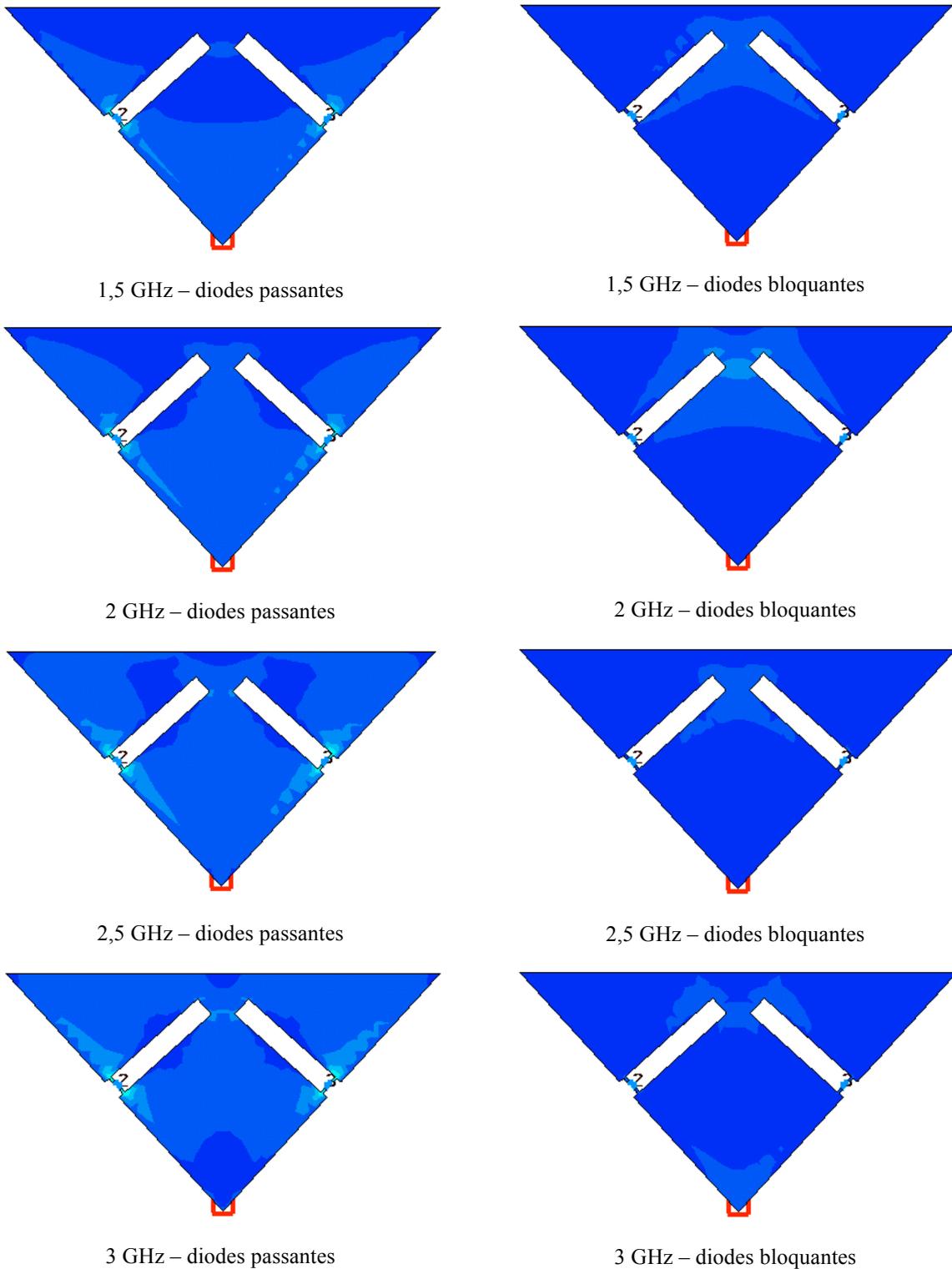


Fig. 4.4 : Modification des lignes de courant, par commutation des diodes PIN de chargement des fentes

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.

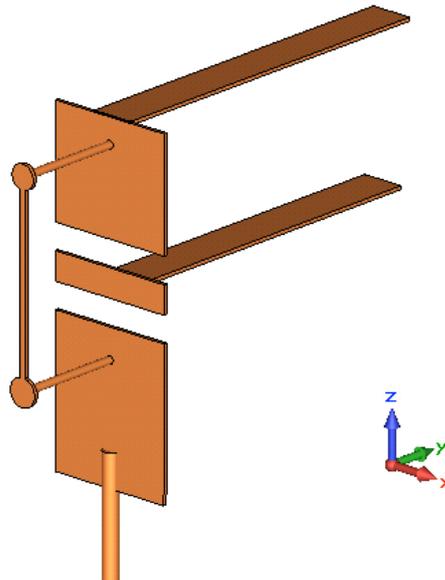


Fig. 4.5 : Sonde en F modifiée

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 symétriquement²⁵.

²⁵ 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.

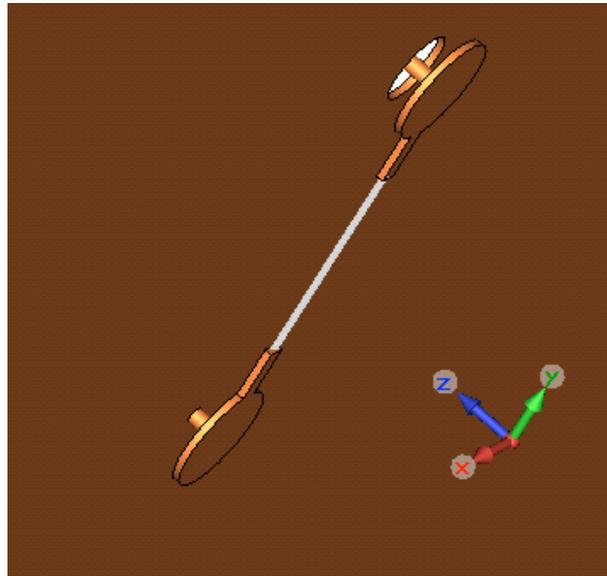


Fig. 4.6 : Détails de la polarisation des varicaps

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.

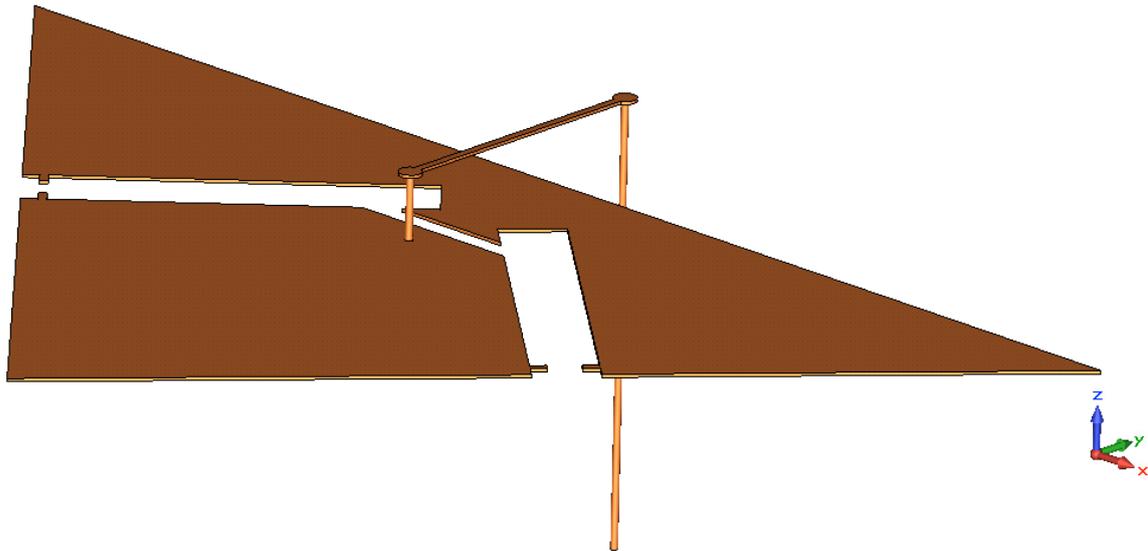


Fig. 4.7 : Détails de la polarisation du patch

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.

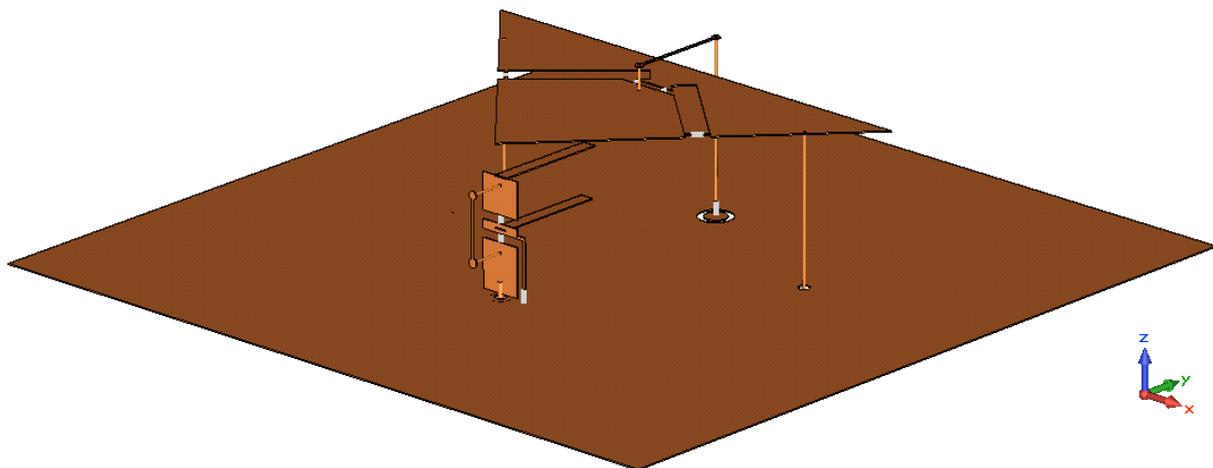


Fig. 4.8 : Détails de la polarisation de la sonde en F active

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 4π . 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 maximale²⁶. 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.

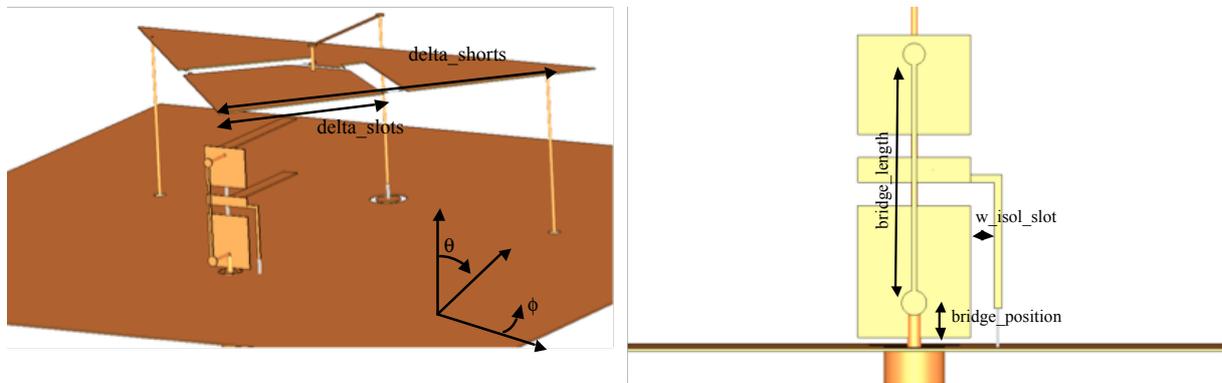


Fig. 4.9 : Paramètres à optimiser de l'antenne présentée

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

²⁶ 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.

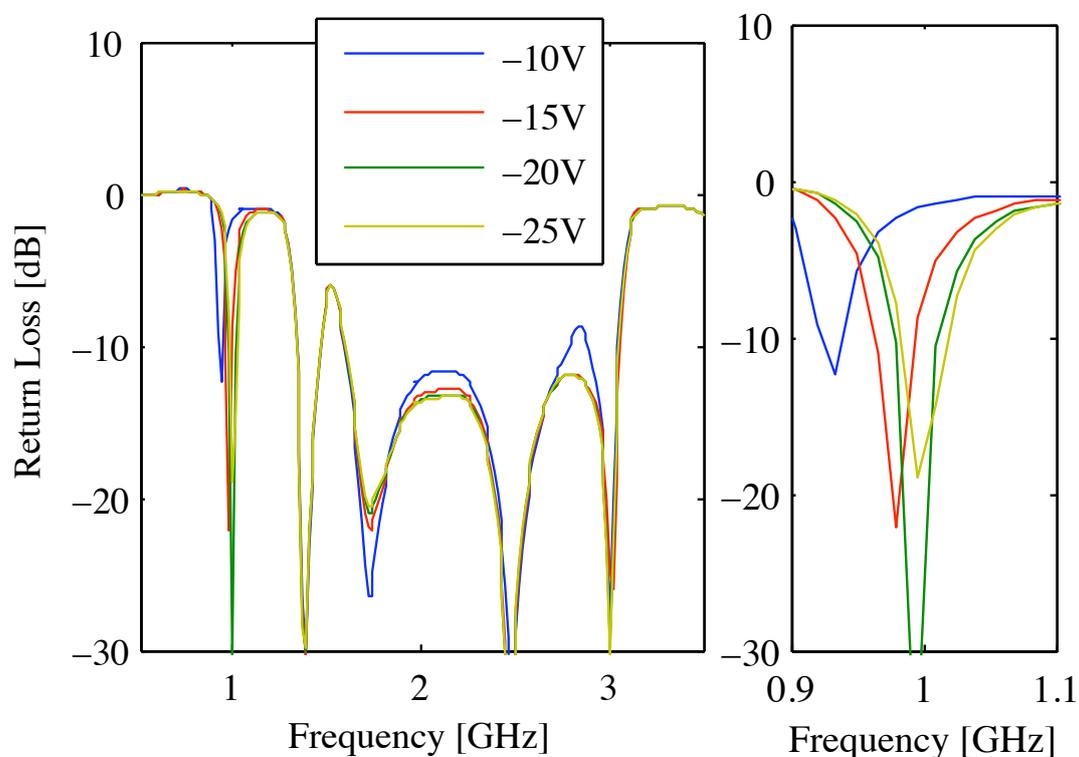


Fig. 4.10 : S_{11} de l'antenne en mode UWB-ON

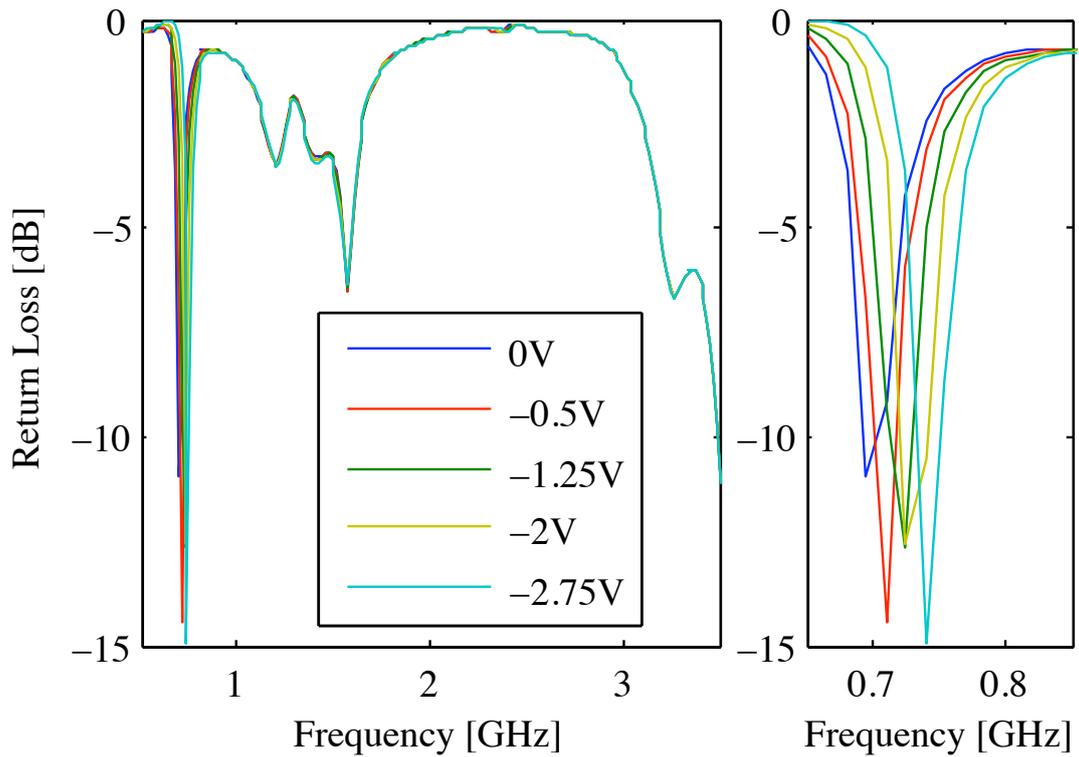
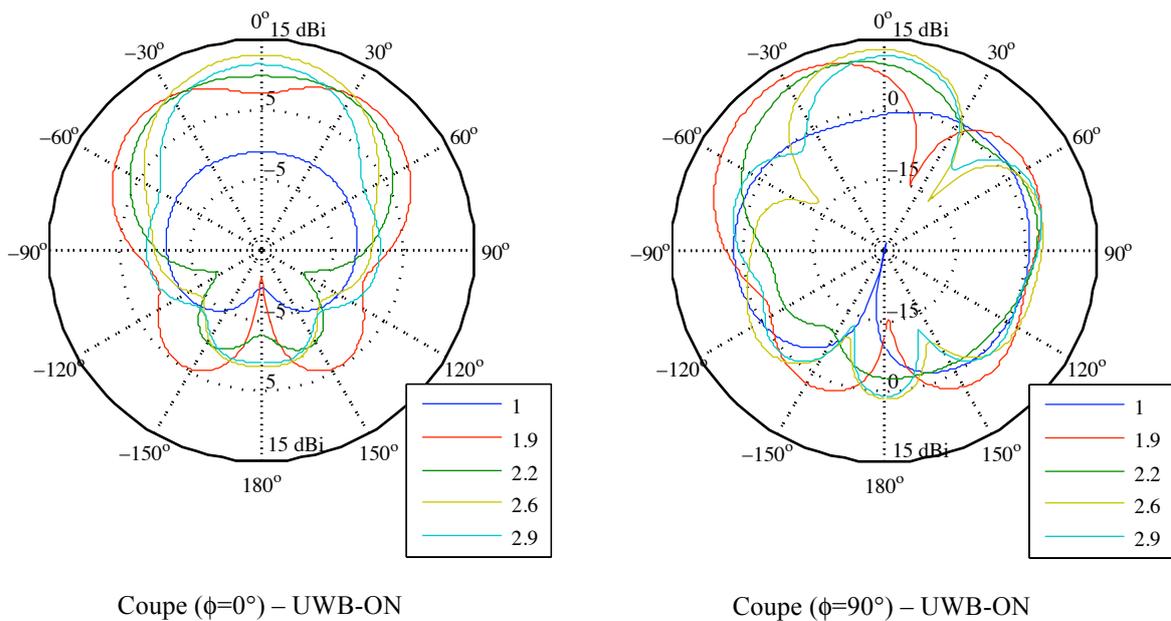


Fig. 4.11 : S_{11} de l'antenne en mode UWB-OFF

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.



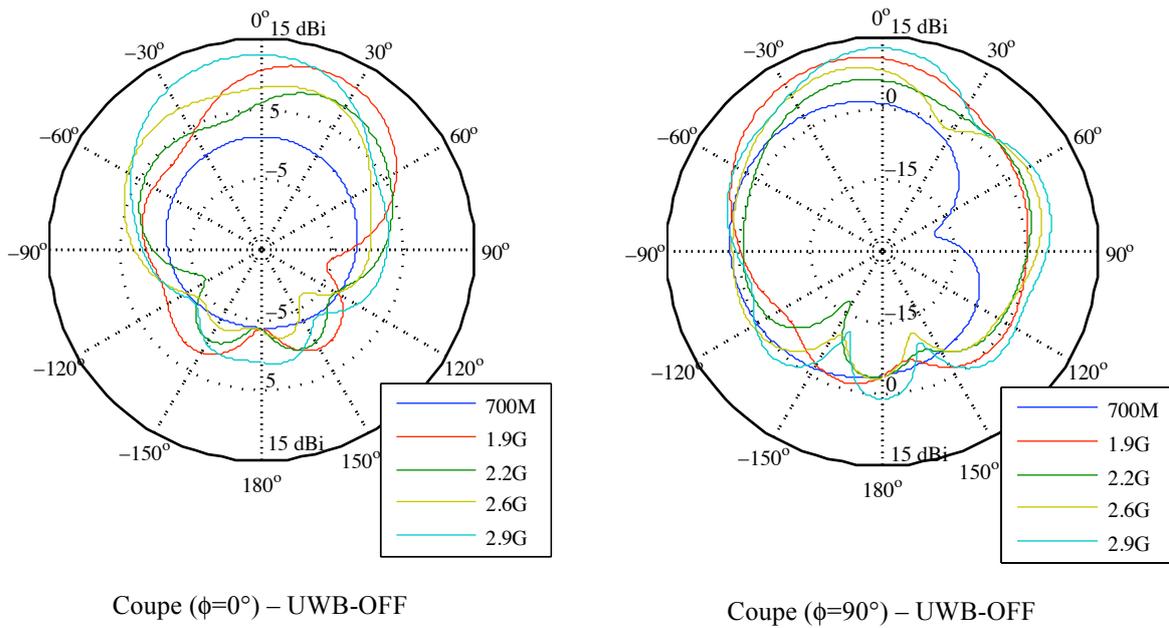


Fig. 4.12 : Diagrammes de gain de l'antenne présentée, en mode UWB-ON et UWB-OFF à différentes fréquences (GHz)

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 4π 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.

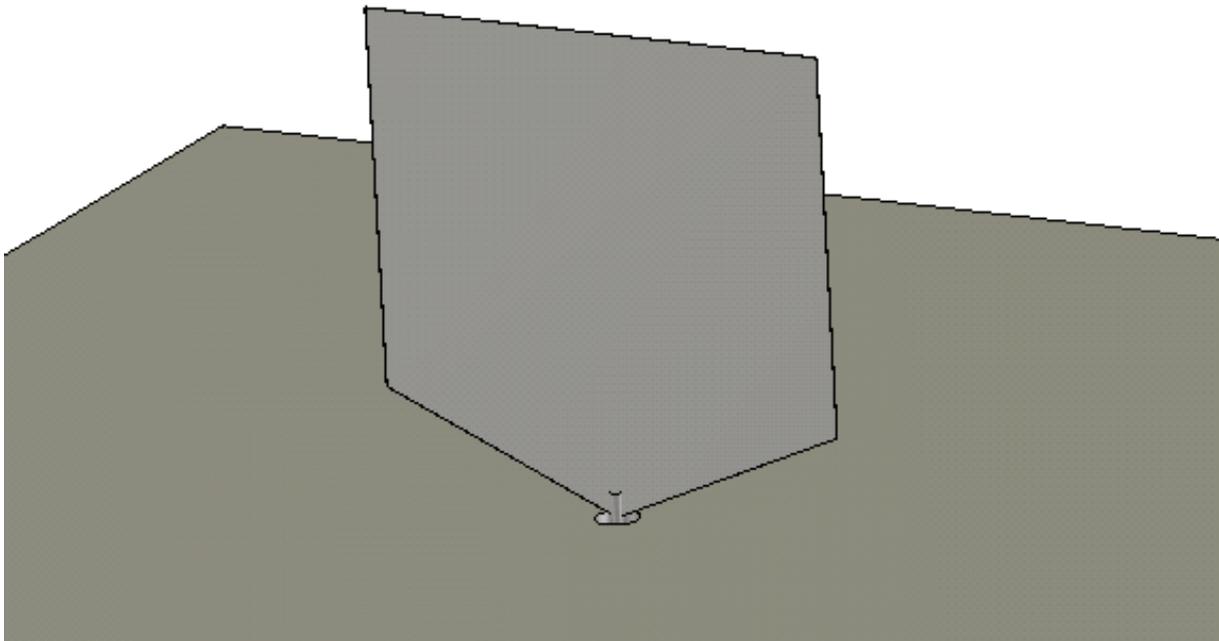


Fig. 4.13 : Un monopole UWB muni d'une fente en U inversé

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 planaires²⁷.

²⁷ 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'antenne²⁸ 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

²⁸ 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.

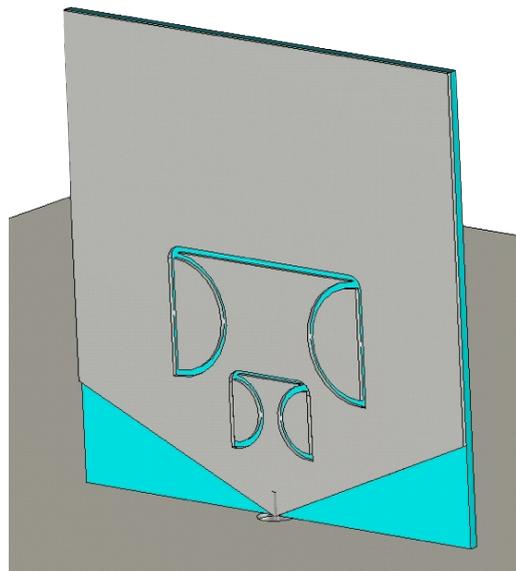


Fig. 4.14 : Détail d'une antenne UWB avec double fente en U inversé

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.

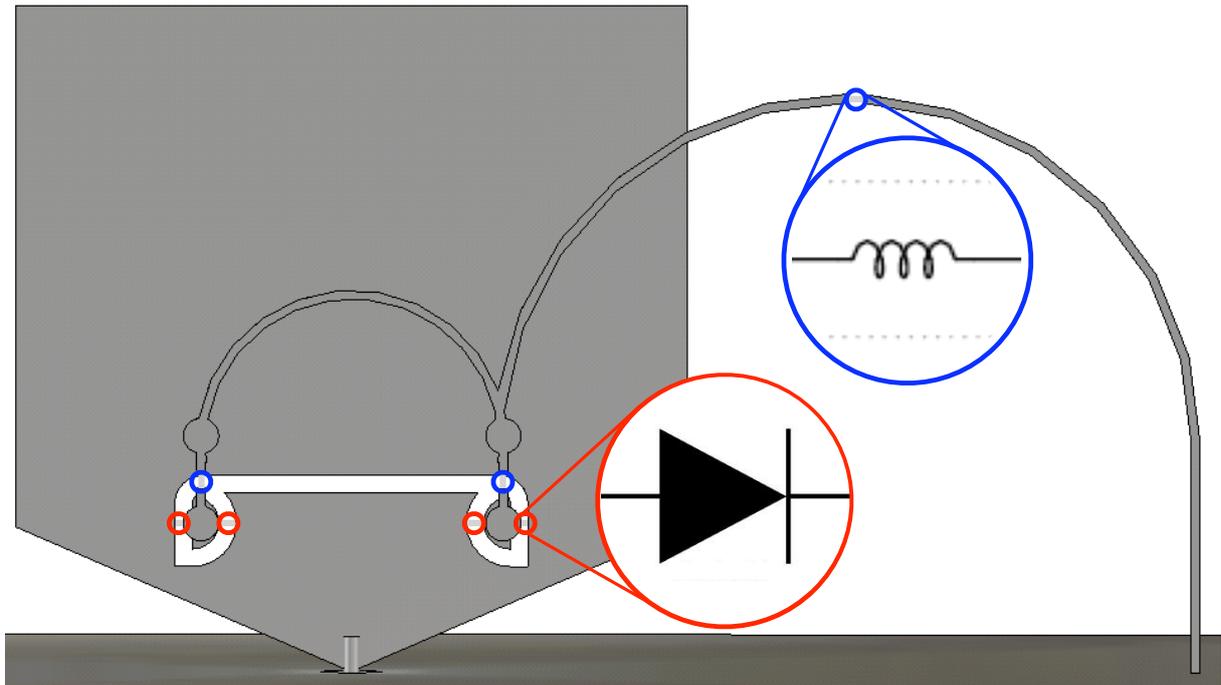


Fig. 4.15 : Détail des composants employés et du circuit de polarisation (diélectrique transparent)

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.

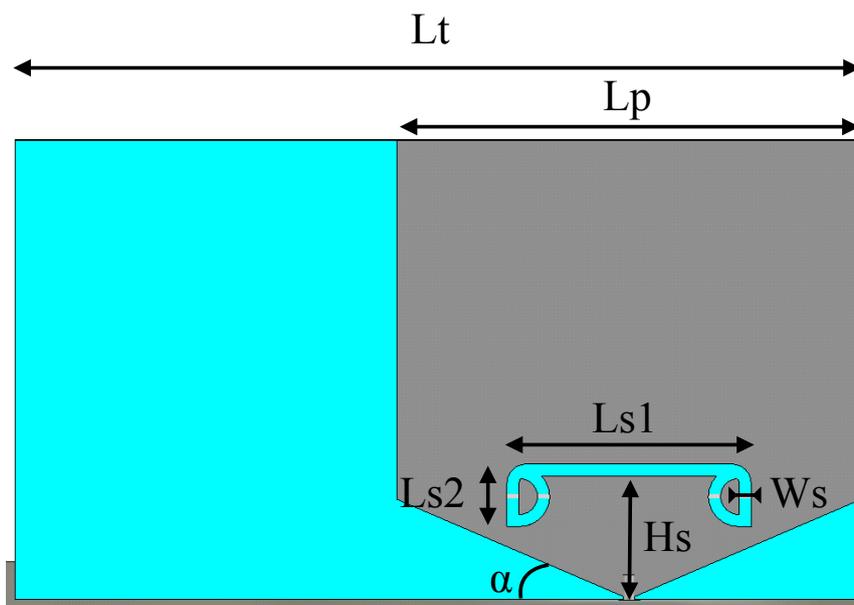


Fig. 4.16 : Dimensions de l'antenne proposée

Paramètre	Dimensions (mm)
L_t	38
L_p	69
L_{s1}	20
L_{s2}	5.2
W_s	1
H_s	11.2
α	23.5°

TABLEAU 4.4 : DIMENSIONS DE L'ANTENNE PROPOSEE

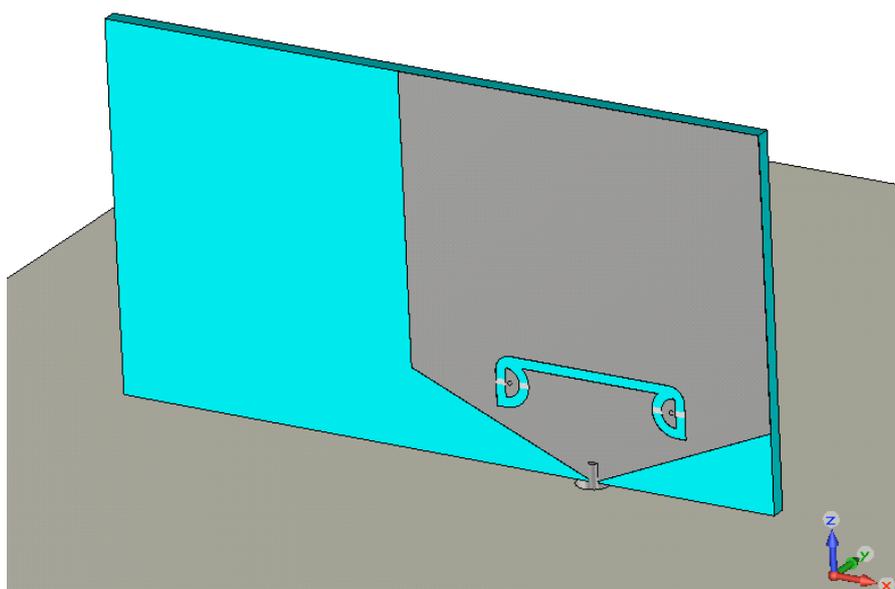


Fig. 4.17 : Vue en perspective de l'antenne proposée

4.3.3 Résultats de simulation

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

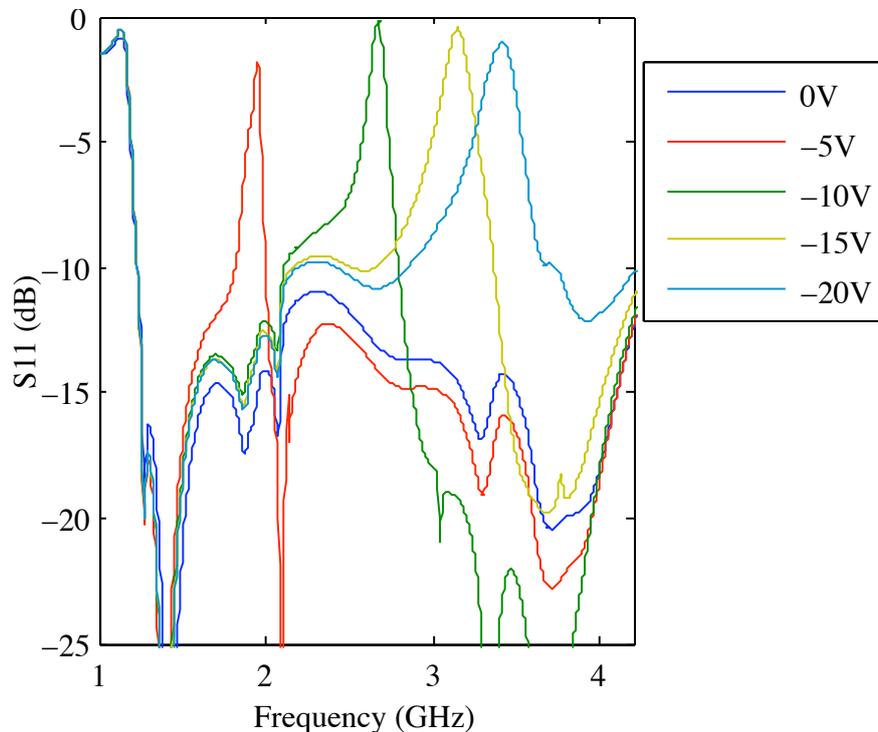


Fig. 4.18 : Coefficient de réflexion de l'antenne, simulé pour différentes valeurs de polarisation du port d'entrée

Lorsque la tension appliquée à la varicap est nulle, donc sa capacité la plus élevée²⁹, 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.

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

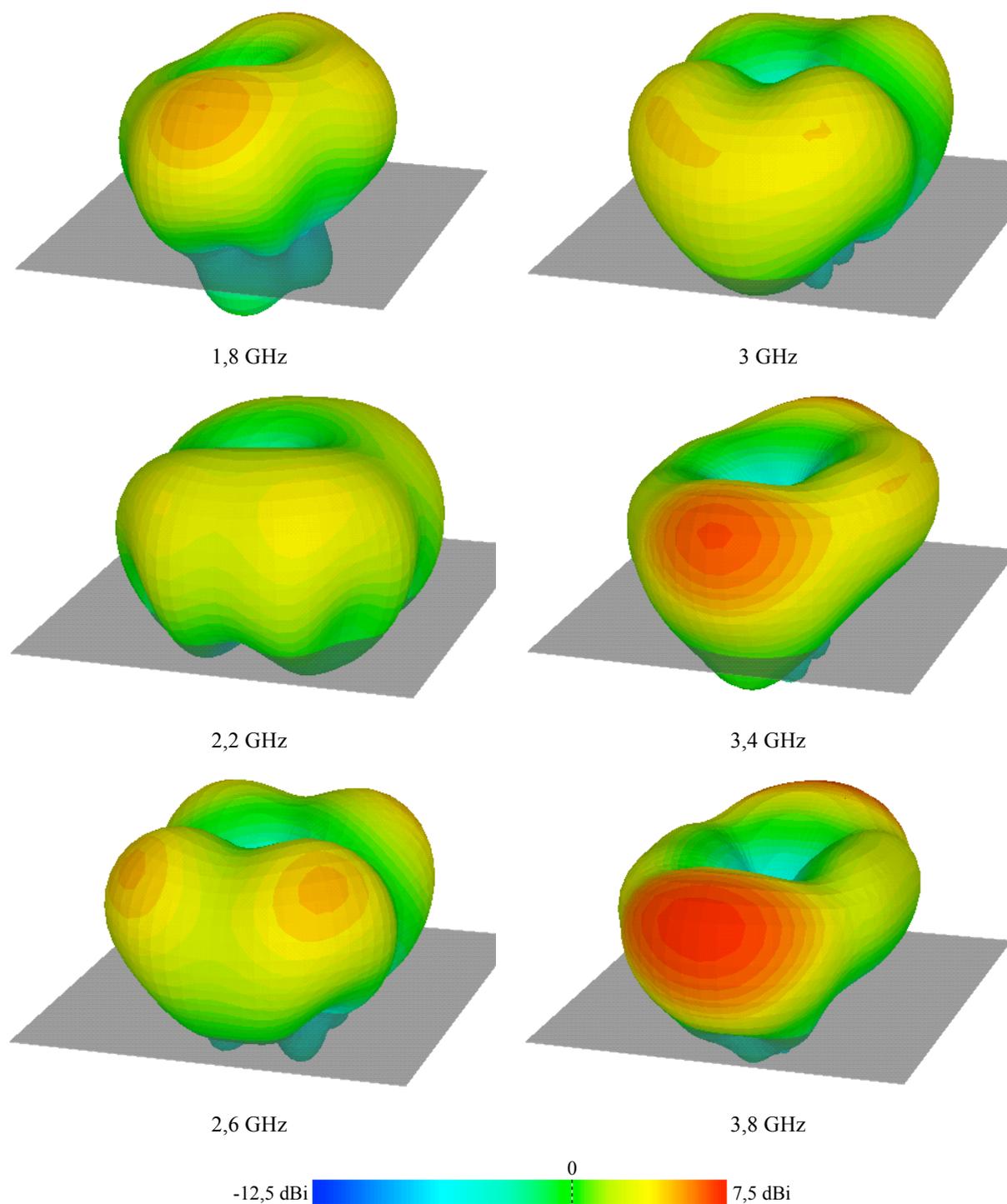


Fig. 4.19 : Diagrammes de gain de l'antenne présentée à différentes fréquences.

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° et 45° 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

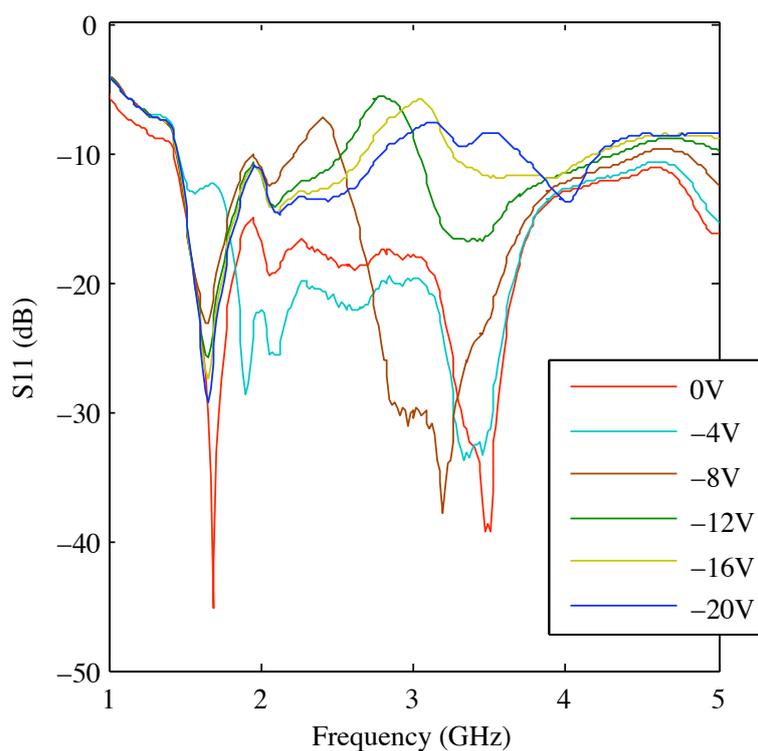


Fig. 4.21 : Coefficient de réflexion de l'antenne, mesurée pour différentes tensions de polarisation des varicaps

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'antenne³⁰. 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

³⁰ 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.

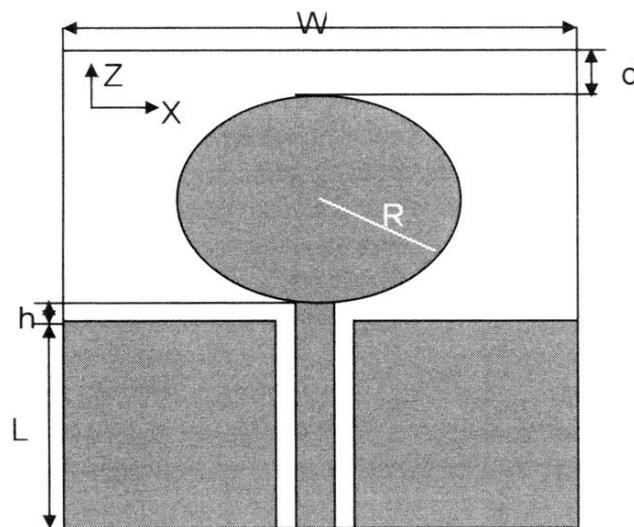


Fig. 4.22 : Exemple d'antenne monopôle circulaire UWB

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.

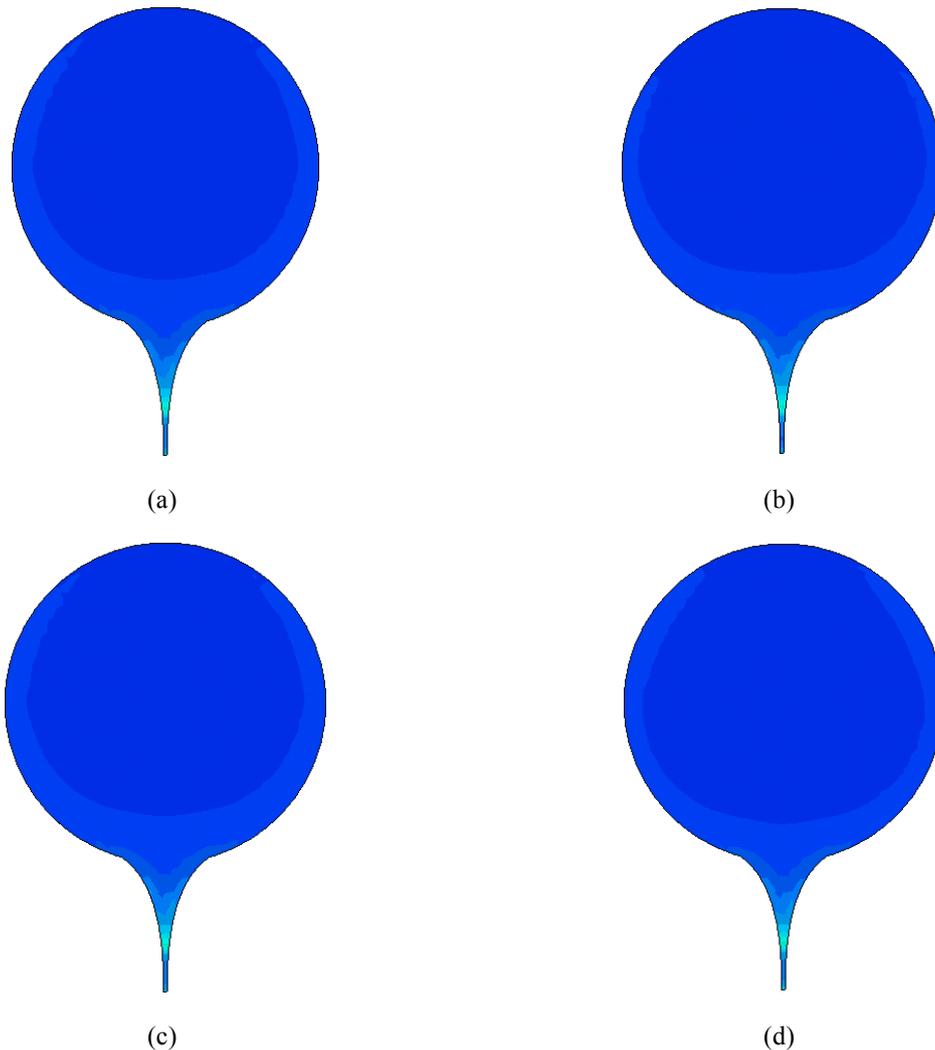


Fig. 4.23 : Visualisation des lignes de courant sur le monopôle circulaire UWB (amplitude maximale) à 2,5 (a), 3 (b), 3,5 (c) et 4 GHz (d)

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.

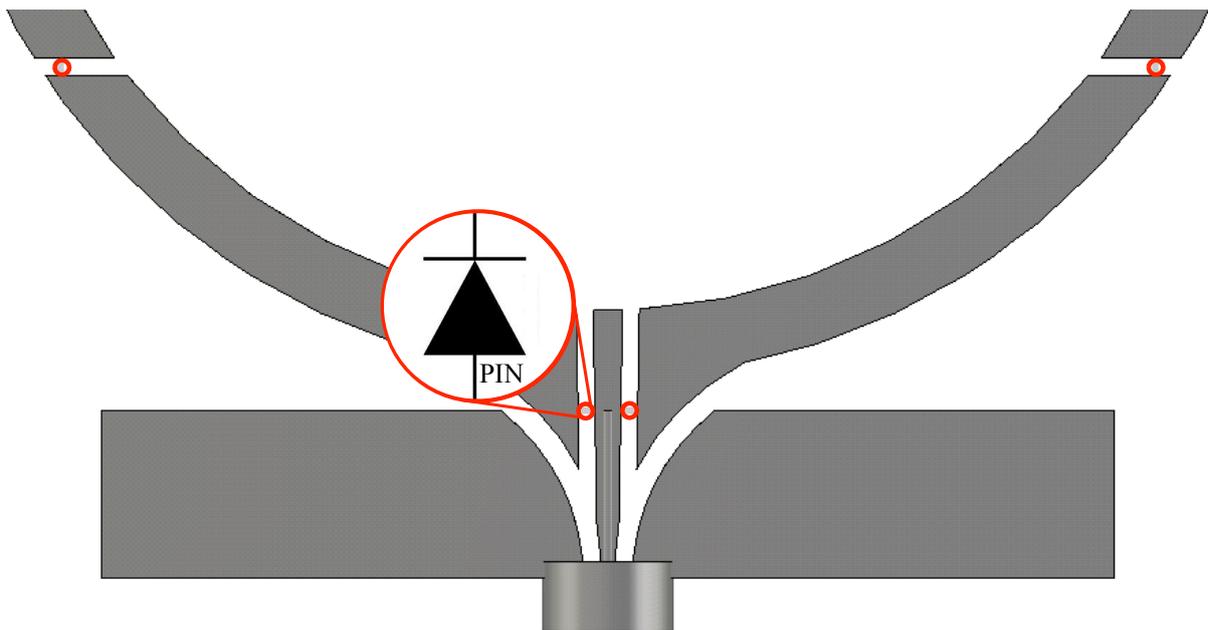


Fig. 4.24 : Détail des fentes commutables ajoutées au monopôle

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).

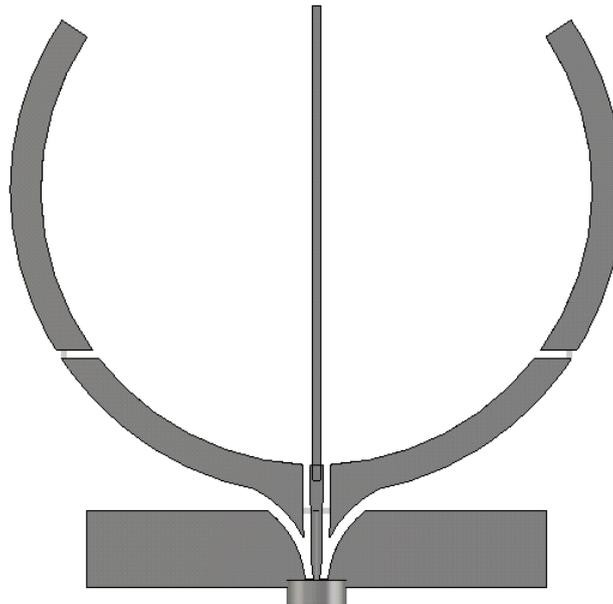


Fig. 4.25 : Détail du monopôle bande étroite ajouté à l'antenne UWB

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.

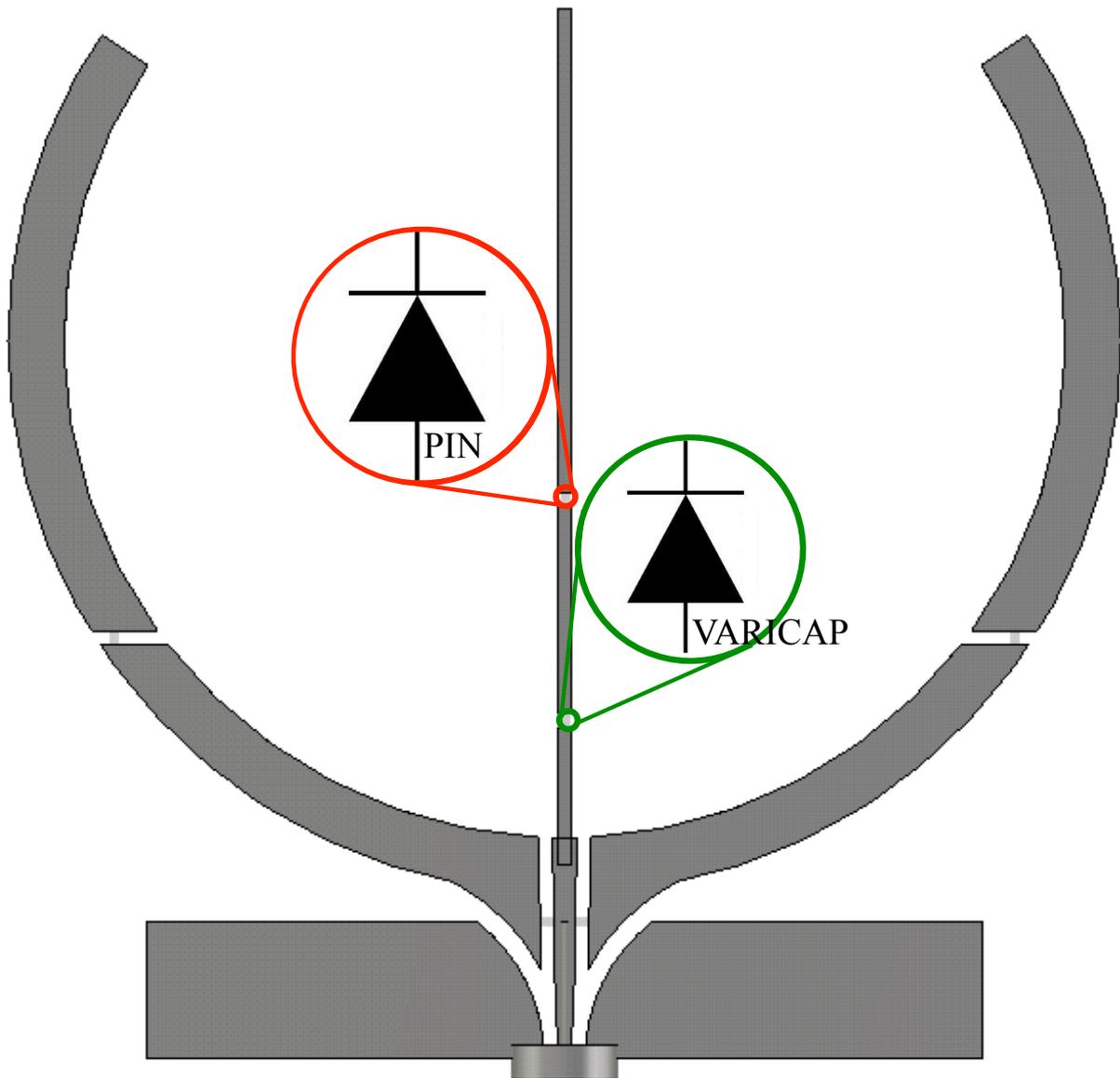


Fig. 4.26 : Ajout de composants actifs sur le monopôle filaire

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.

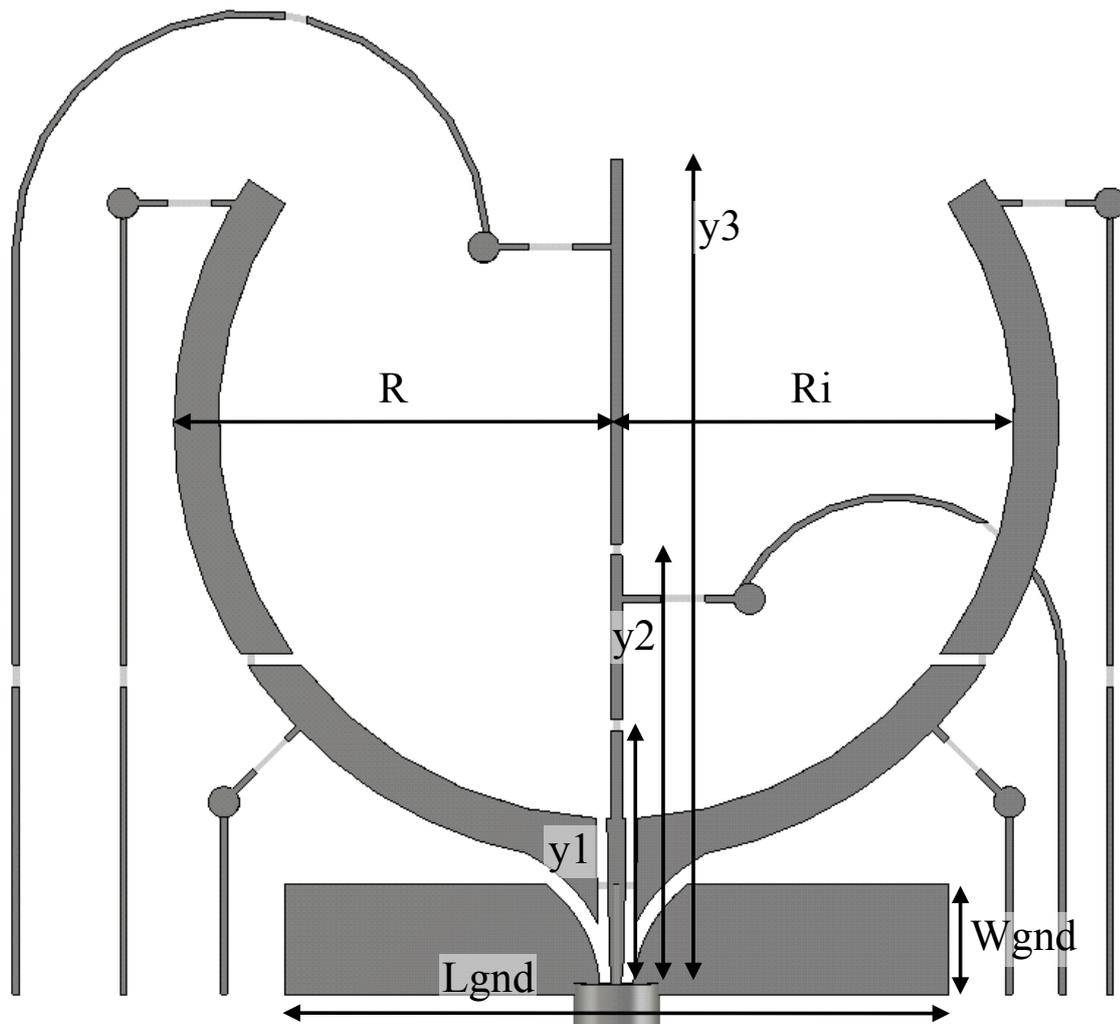


Fig. 4.27 : Géométrie de l'antenne UWB reconfigurable proposée

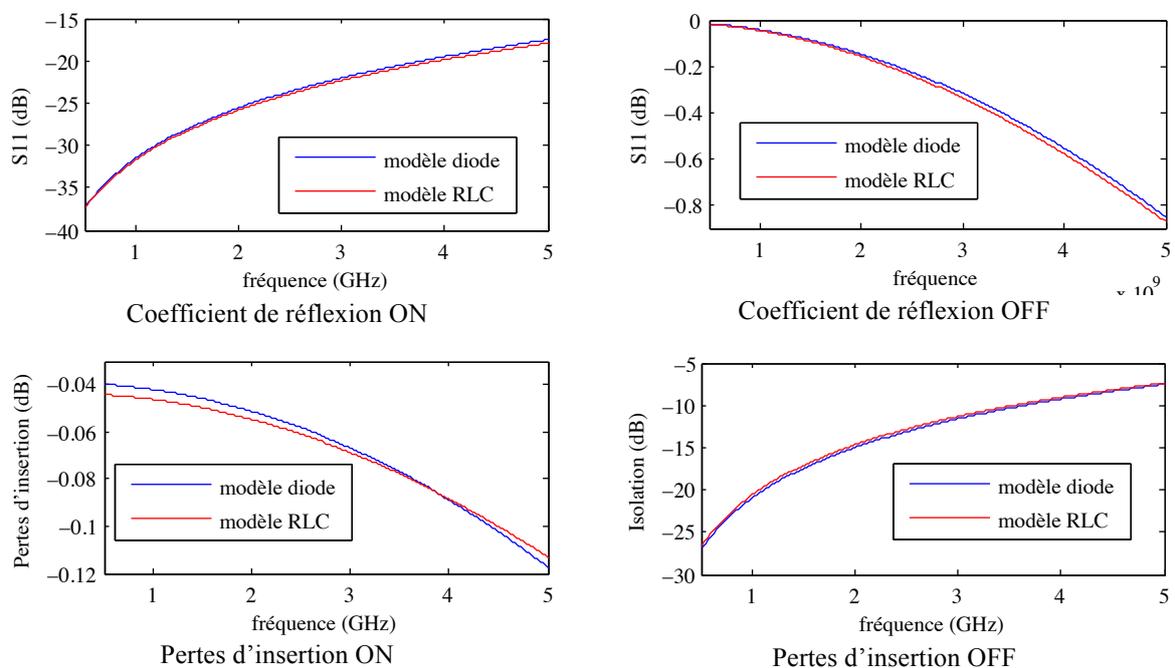
Paramètre	Dimensions (mm)
R	20
Ri	18
Lgnd	16
Wgnd	4
y1	14
y2	20
y3	38

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 temps³¹ 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.



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

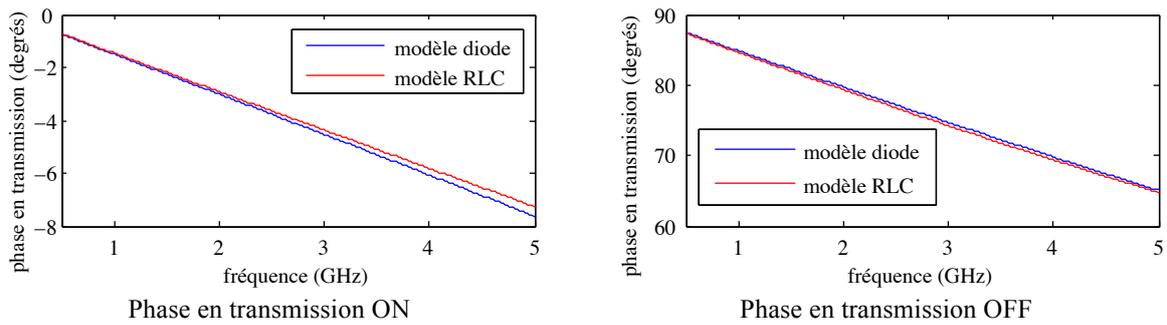


Fig. 4.28 : Comparaison des caractéristiques de la diode réelle et de son modèle

Le cas des inductances de découplage est plus délicat : on les modélise par une résistance de 250Ω 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.

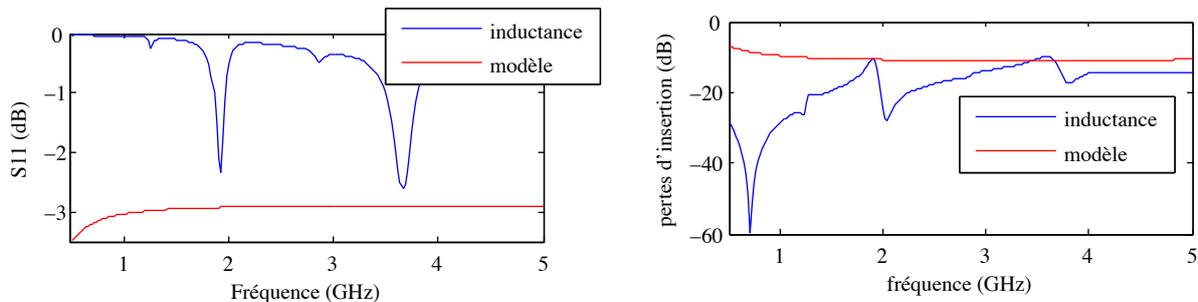


Fig. 4.29 : Comparaison des caractéristiques de l'inductance réelle et de son modèle

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.

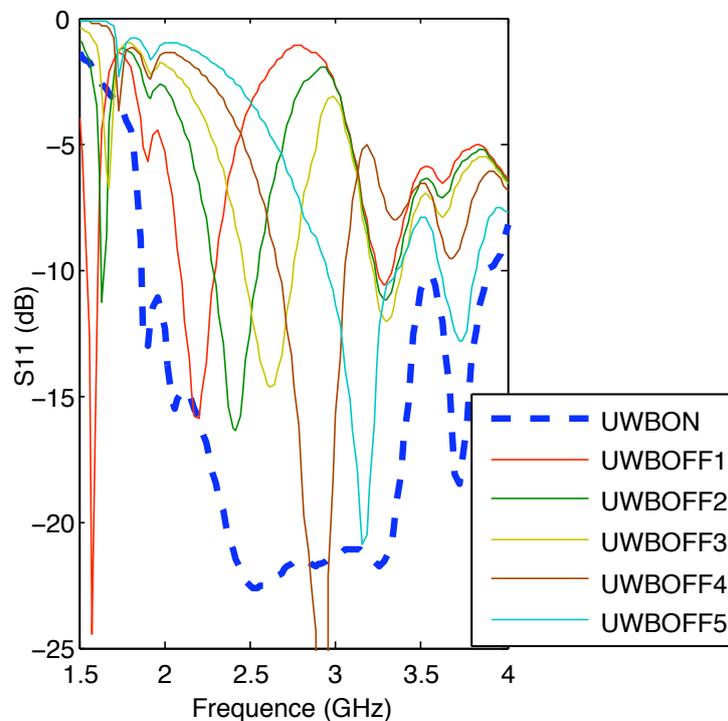


Fig. 4.30 : Courbe de S_{11} de l'antenne UWB reconfigurable proposée

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.

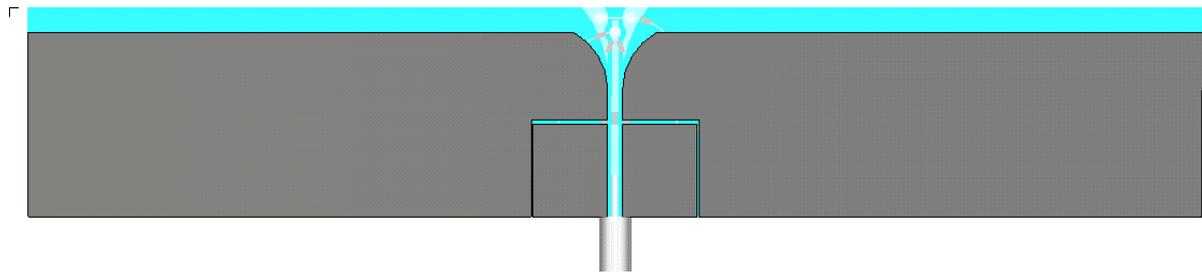


Fig. 4.31 : Détail du plan de masse agrandi et des fentes résonantes ajoutées

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.

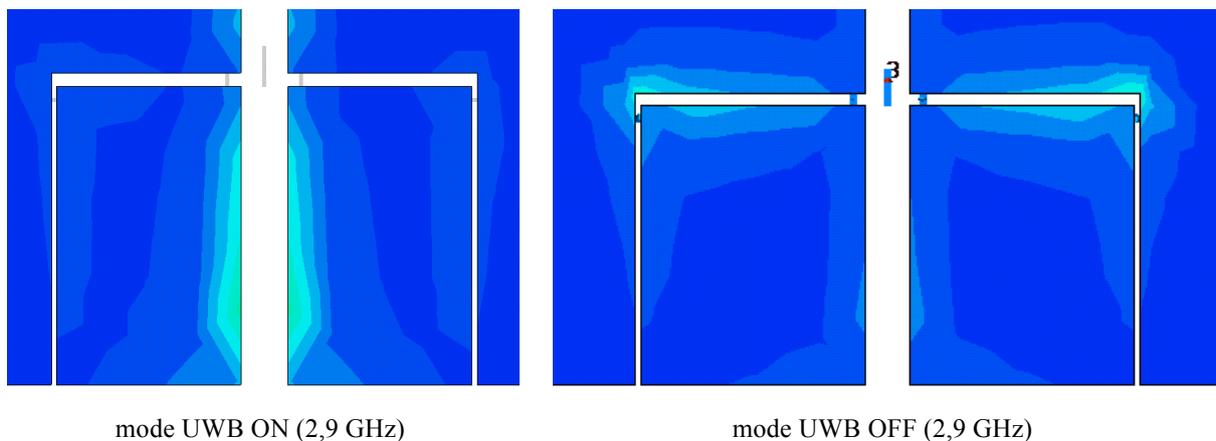
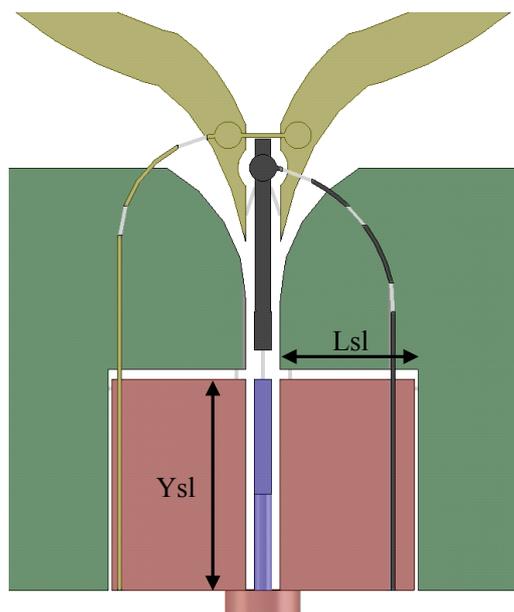


Fig. 4.32 : Lignes de courants dans les fentes résonantes, lorsque les diodes sont passantes et bloquantes

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.



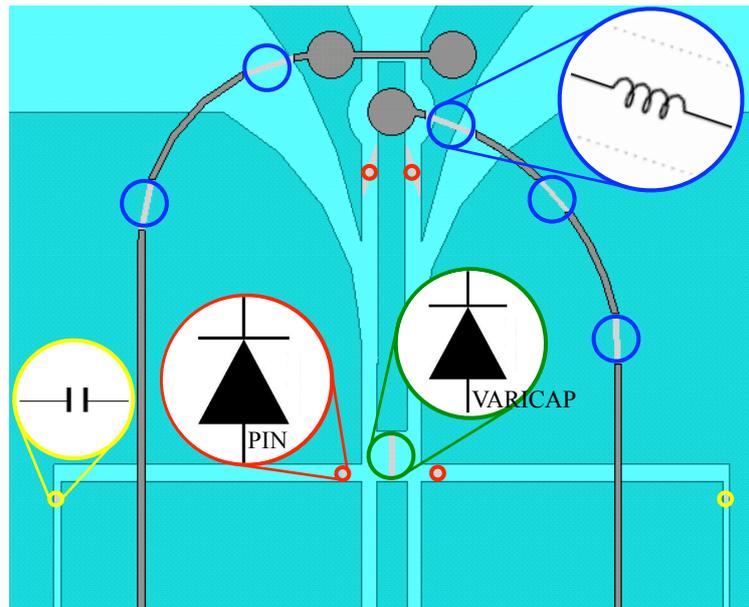


Fig. 4.33 : Détails de la polarisation de l'antenne UWB reconfigurable proposée (vue de dessous)

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

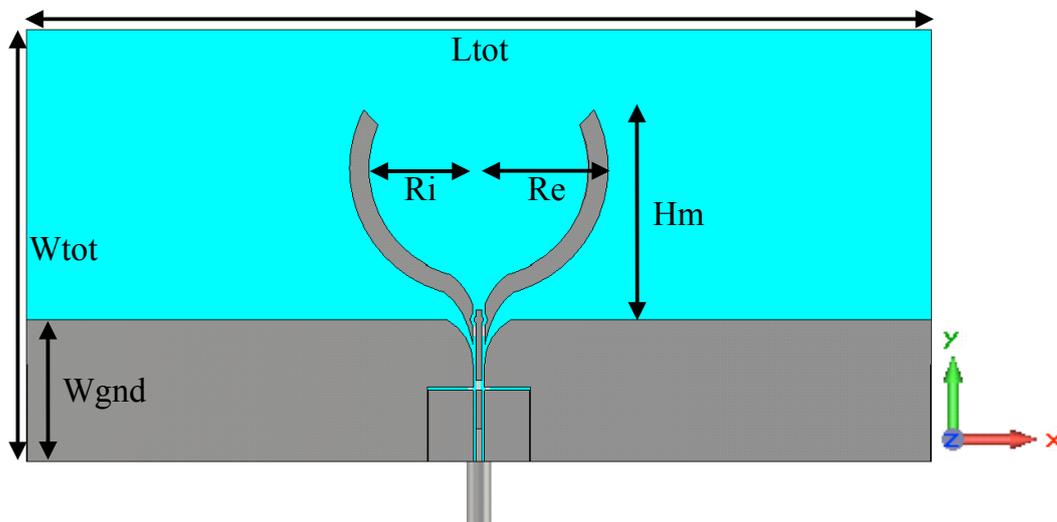


Fig. 4.34 : Géométrie de l'antenne UWB reconfigurable proposée, et paramètres géométriques utilisés (vue de dessus)

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.

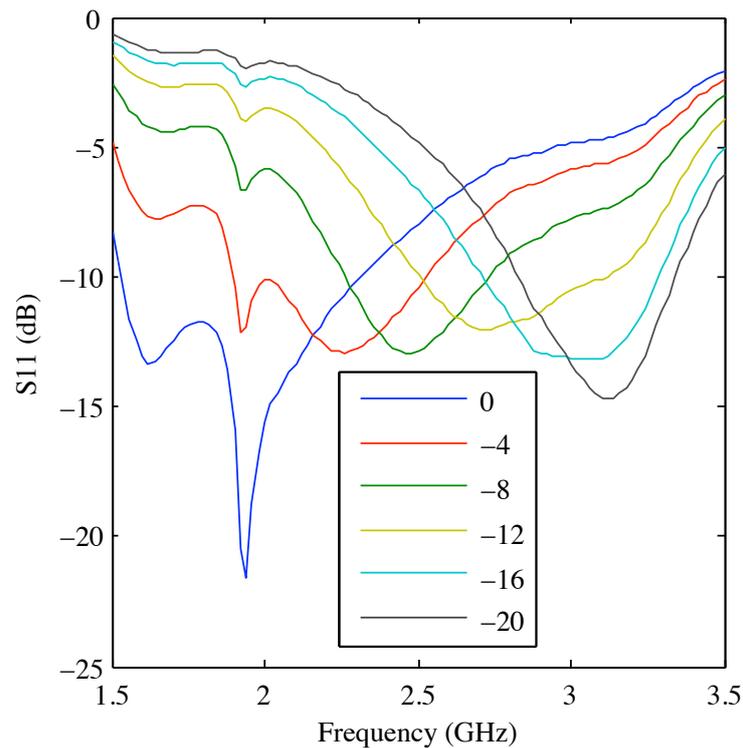


Fig. 4.35 : Courbe de S_{11} simulée de l'antenne UWB proposée, en mode bande étroite, pour différentes valeurs de polarisation appliquées à la diode varicap

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).

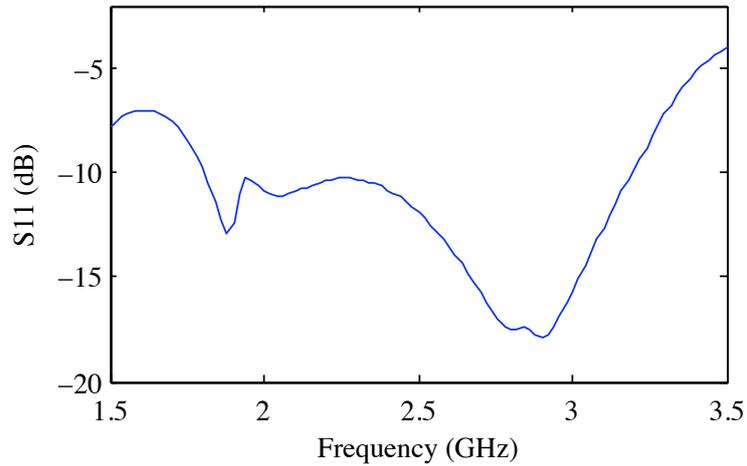
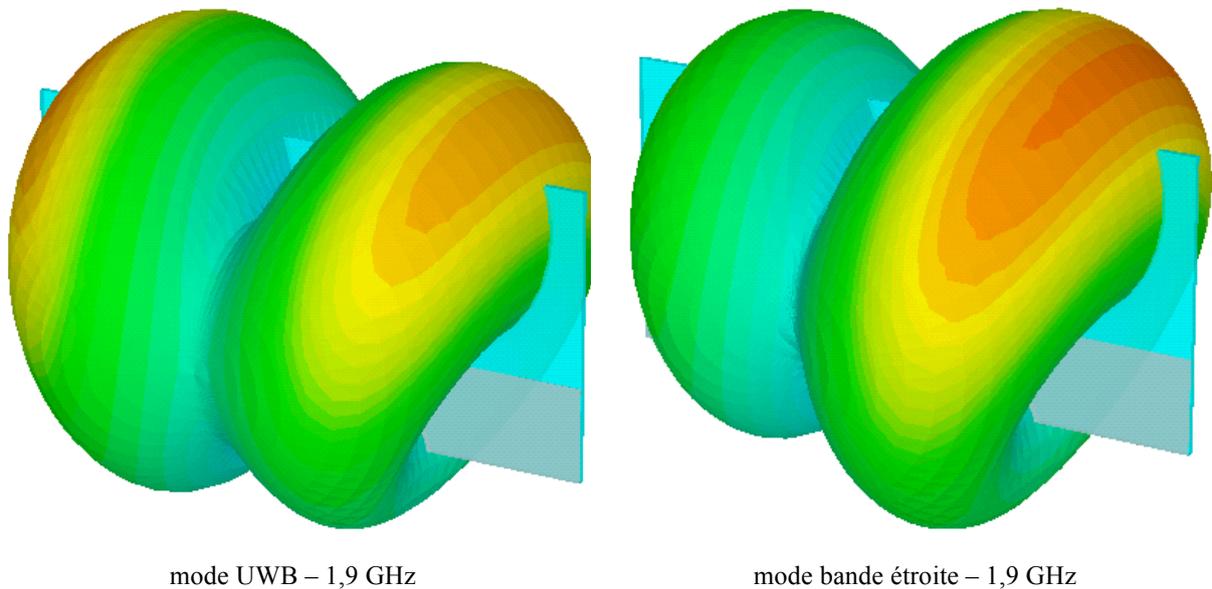


Fig. 4.36 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne UWB proposée, en mode UWB

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 θ est l'angle zOx , et ϕ est xOy .



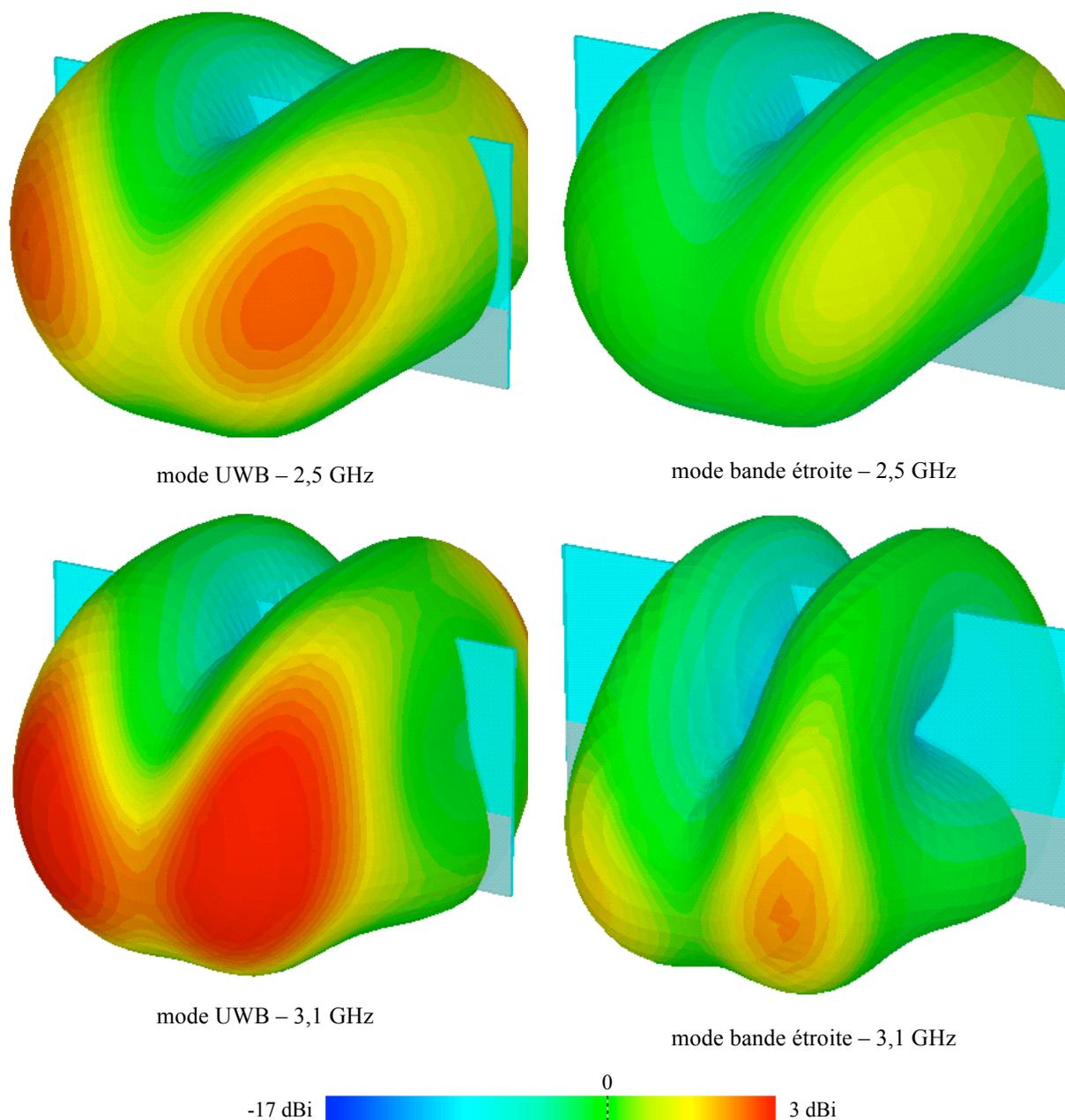


Fig. 4.37 : Diagrammes de gain simulés de l'antenne UWB proposée

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).

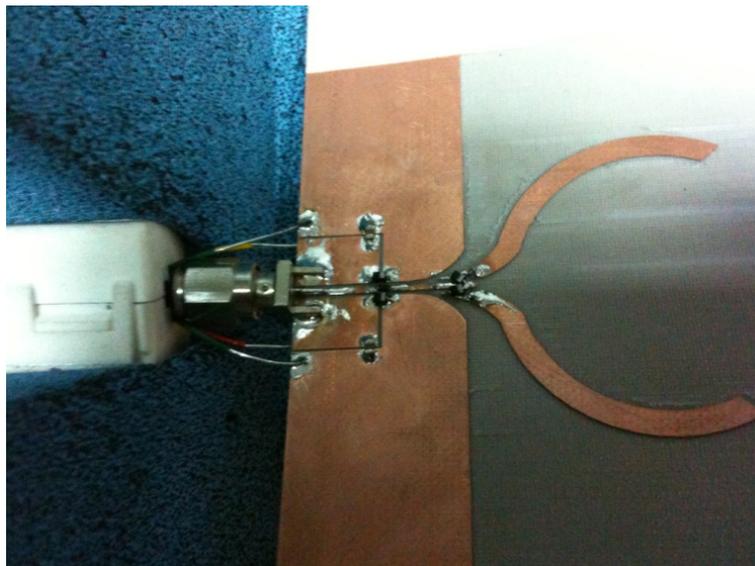
En mode bande étroite, les diagrammes de gain sont similaires, quoiqu'avec des valeurs de gain plus faibles. On remarque par ailleurs la présence d'une dissymétrie du gain, contrairement au mode UWB ; en effet, au lieu des deux directions privilégiées évoquées pour

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 réflexion³², 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.



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

Fig. 4.38 : Antenne réalisée

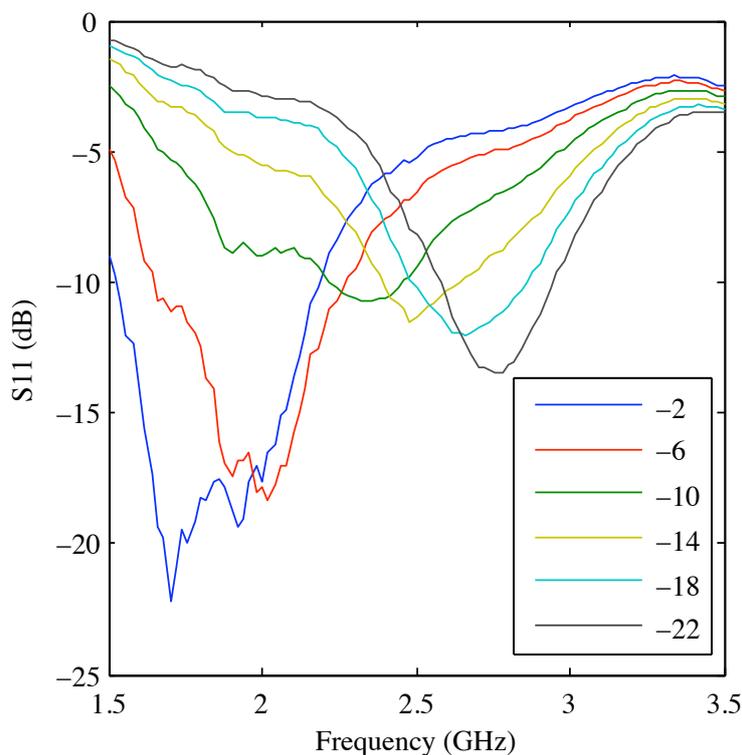


Fig. 4.39 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne UWB proposée, en mode bande étroite, pour différentes valeurs de polarisation appliquées à la diode varicap

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.

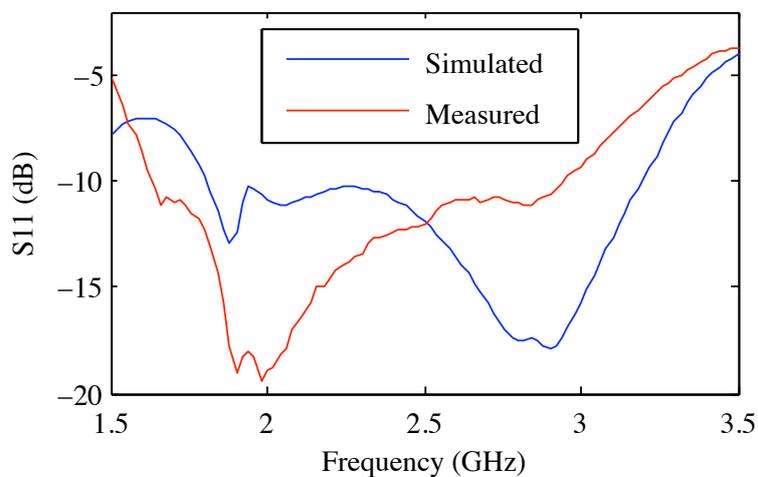


Fig. 4.40 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne proposée, en mode UWB

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.

