

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 minimiser¹⁴ 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 raisonnable¹⁵. 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 réponse¹⁶ 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

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

¹⁵ D'autant plus que certaines fonctions peuvent être à variation continue.

¹⁶ 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).

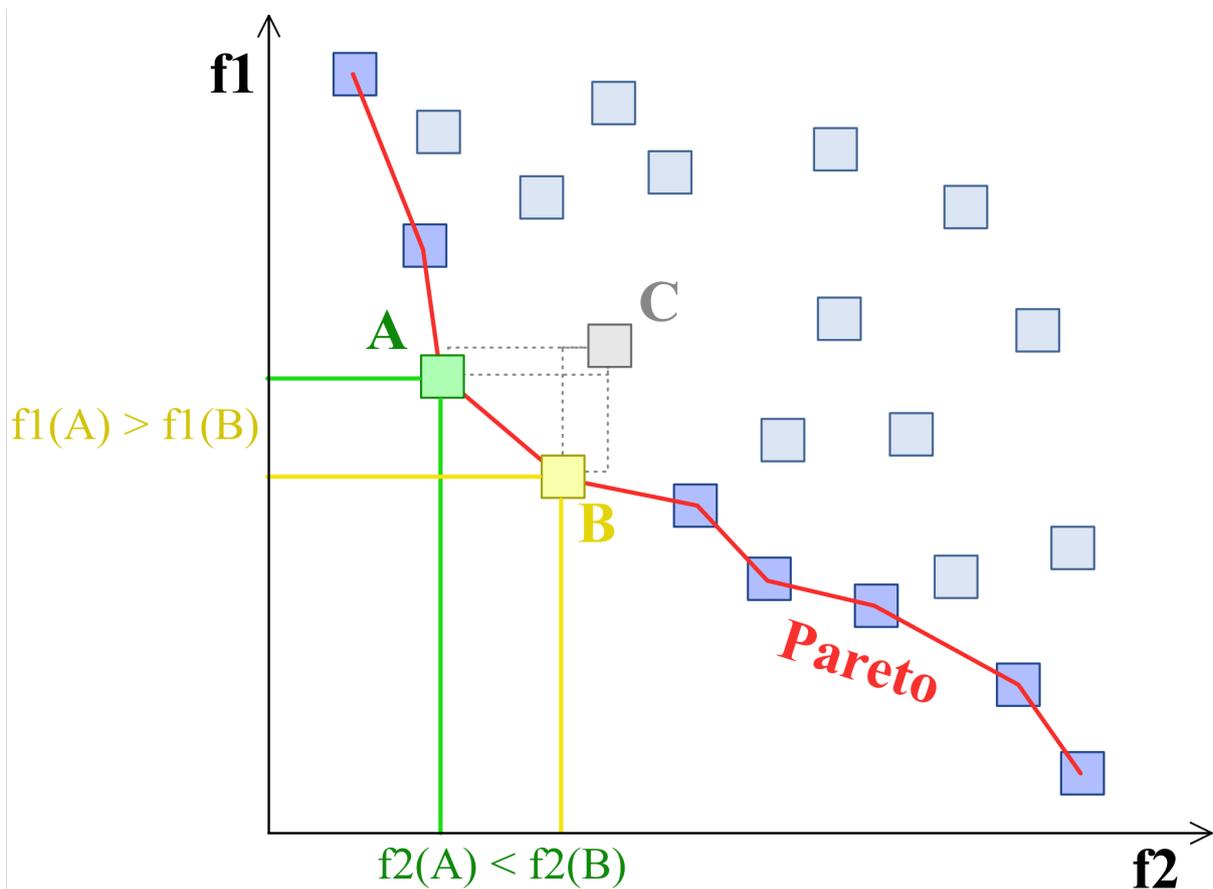


Fig. 3.1 : Exemple de front de Pareto pour une optimisation à deux objectifs

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

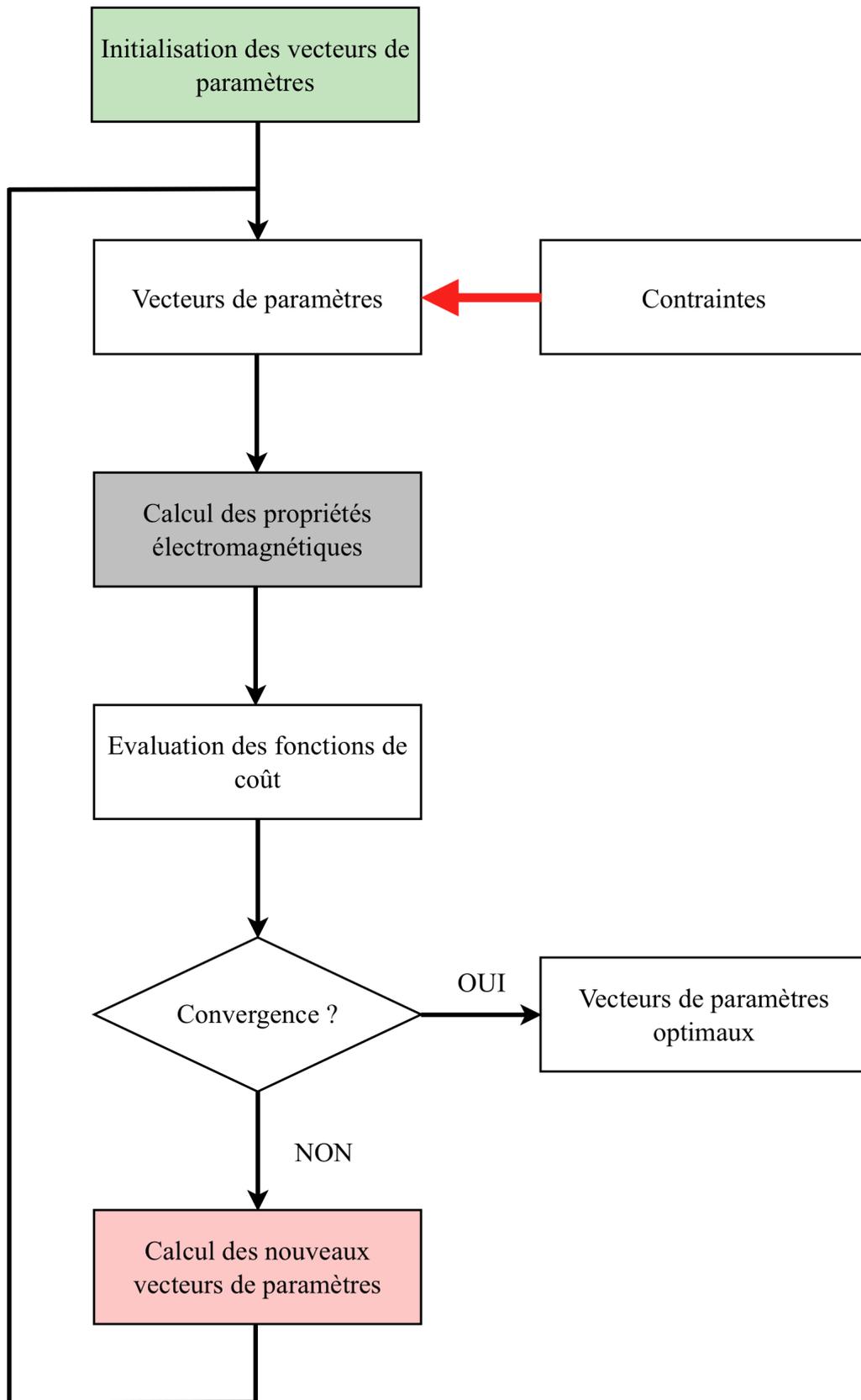


Fig. 3.2 : Graphique d'état d'une optimisation d'antenne générique

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 γ 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 γ 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 γ 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).

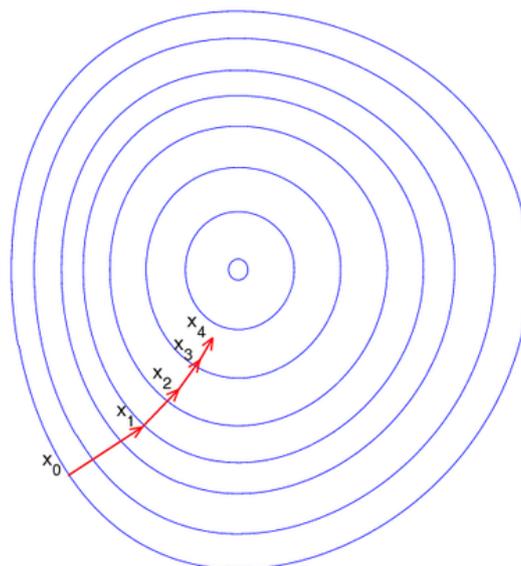


Fig. 3.3 : Illustration schématique de la descente du gradient pour une fonction à deux variables

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 coût¹⁷ : 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 sélectionnée¹⁸ 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.

¹⁷ 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.)

¹⁸ 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 exemple¹⁹ de fonction P est le suivant :

¹⁹ 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 α 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).

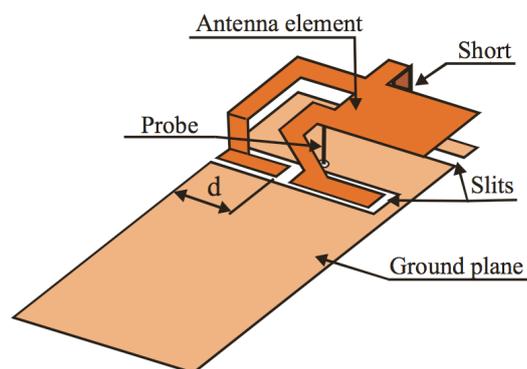


Fig. 3.4 : Exemple de chargement de plan de masse dans une antenne PIFA

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.

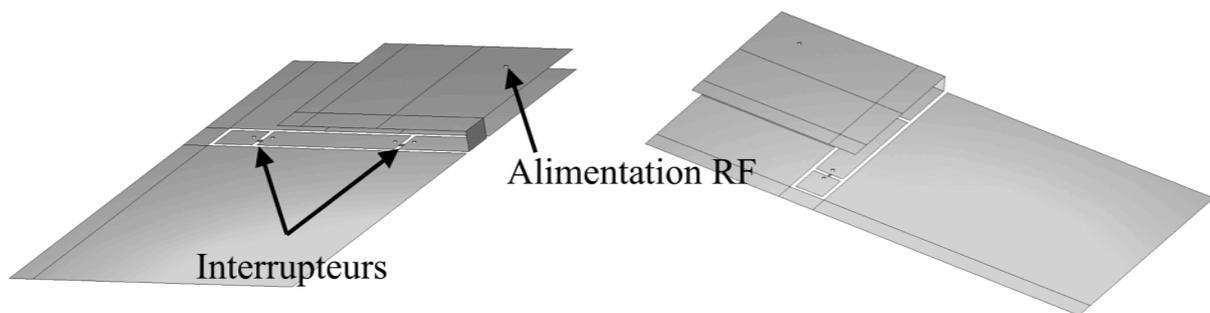


Fig. 3.5 : Géométrie de départ de l'antenne PIFA reconfigurable

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.

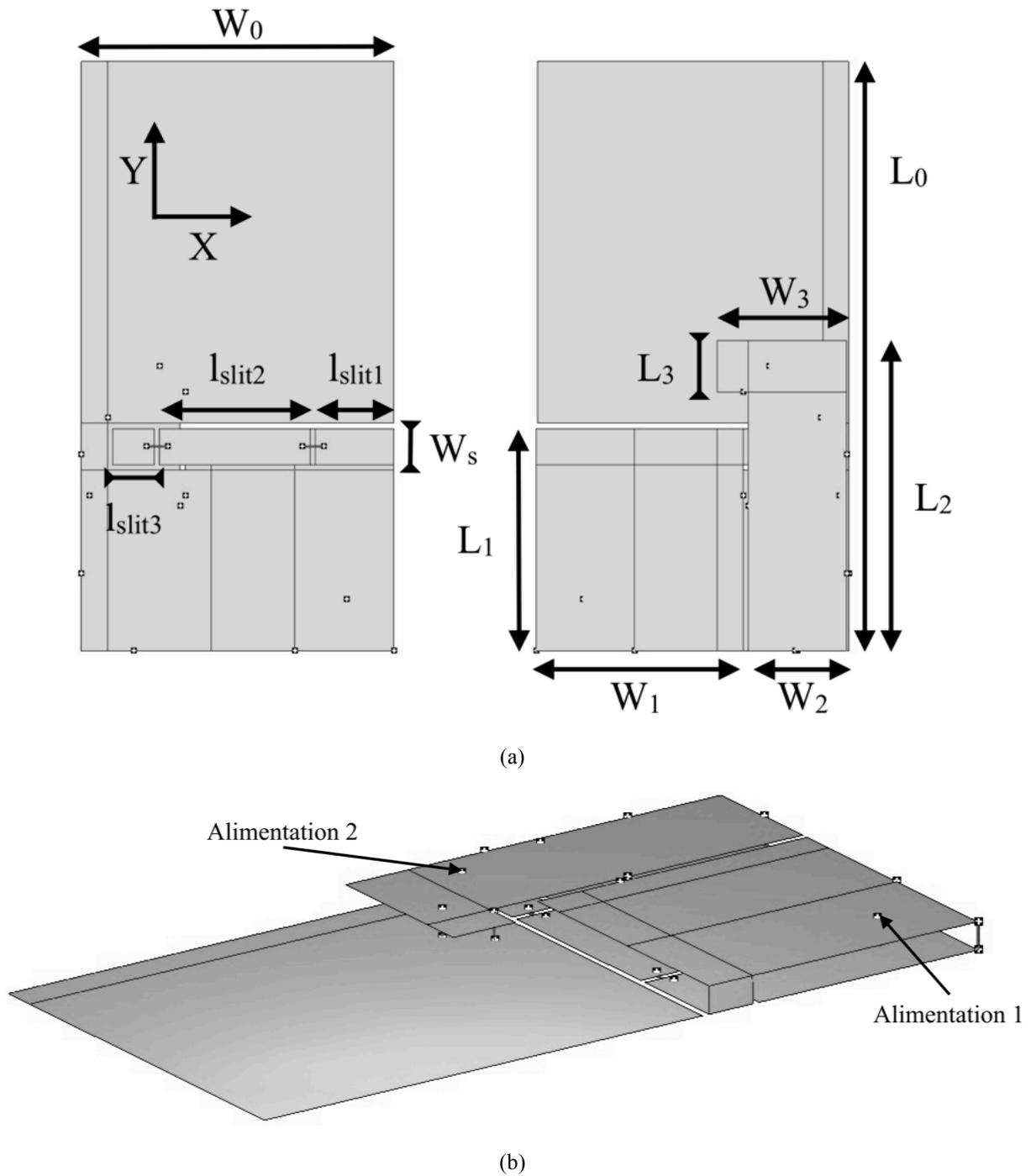


Fig. 3.6 : Géométrie de l'antenne PIFA proposée, vu de dessous (a – gauche), de dessous (b – gauche) et en perspective (b)

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.

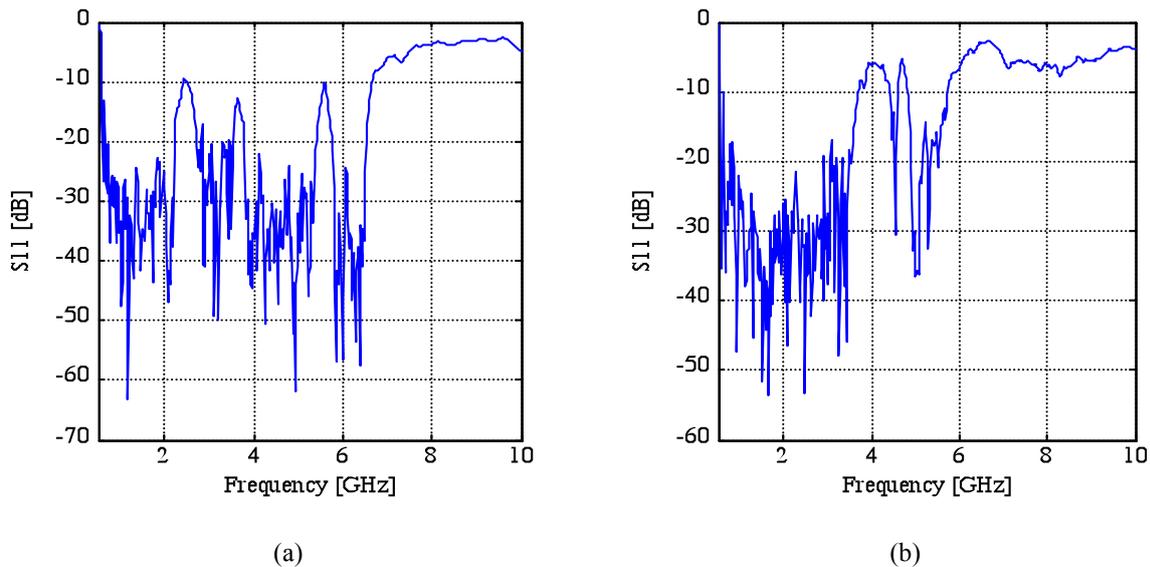


Fig. 3.7 : Courbe de S_{11} de l'antenne proposée, aux points d'alimentation 1 (a) et 2 (b)

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 configurations²⁰ 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.

²⁰ 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.

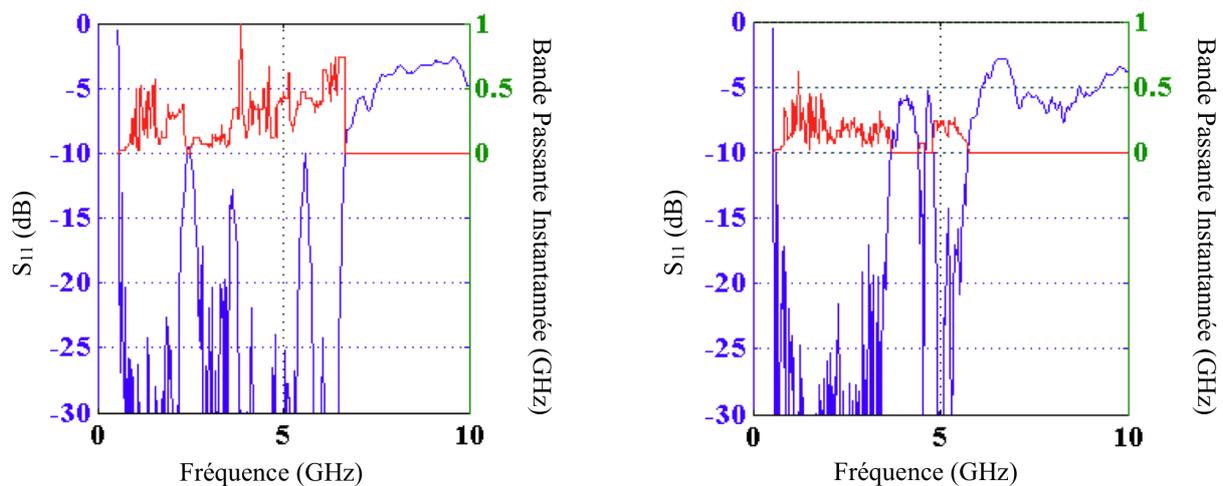


Fig. 3.8 : Adaptation et bandes passantes associées de l'antenne présentée, pour le point d'alimentation 1 (a) et 2 (b)

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.

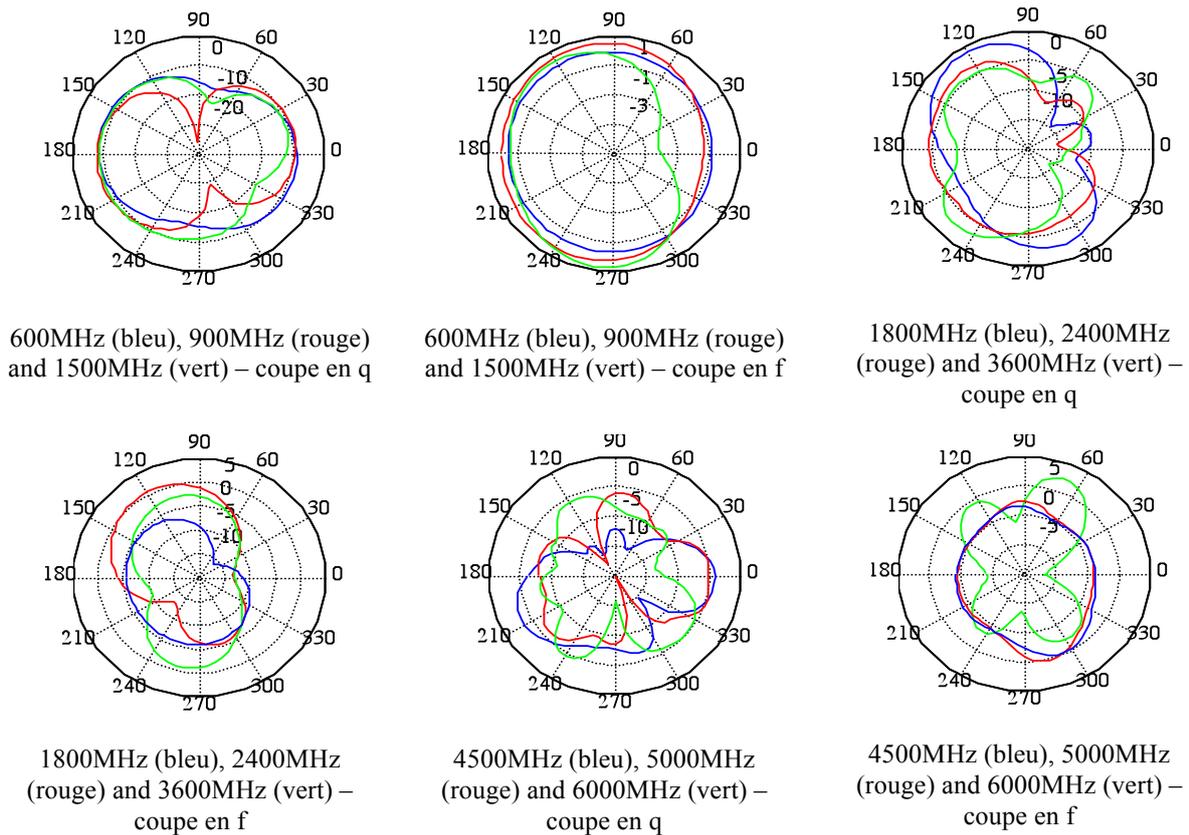


Fig. 3.9 : Diagrammes de gain de l'antenne PIFA proposée, en dBi

A basse fréquence, les diagrammes ont une allure toroïdale, avec un rayonnement omnidirectionnel en ϕ , 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.

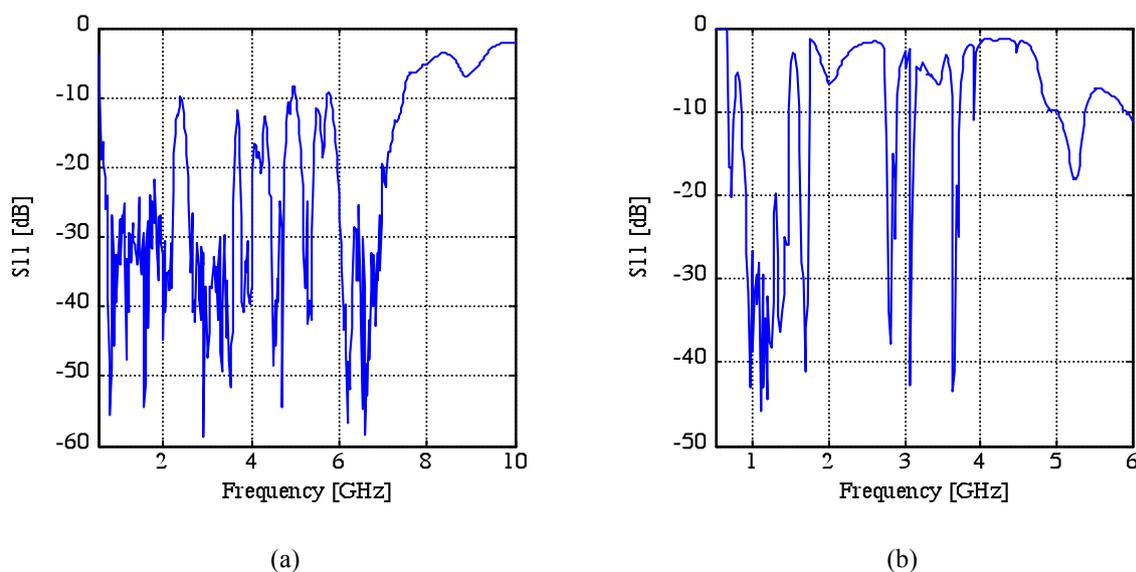


Fig. 3.10 : Courbes de S_{11} calculées en utilisant des caractéristiques de diodes PIN (a) et d'interrupteurs GaAs (b)

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 GHz²¹. 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

²¹ 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).

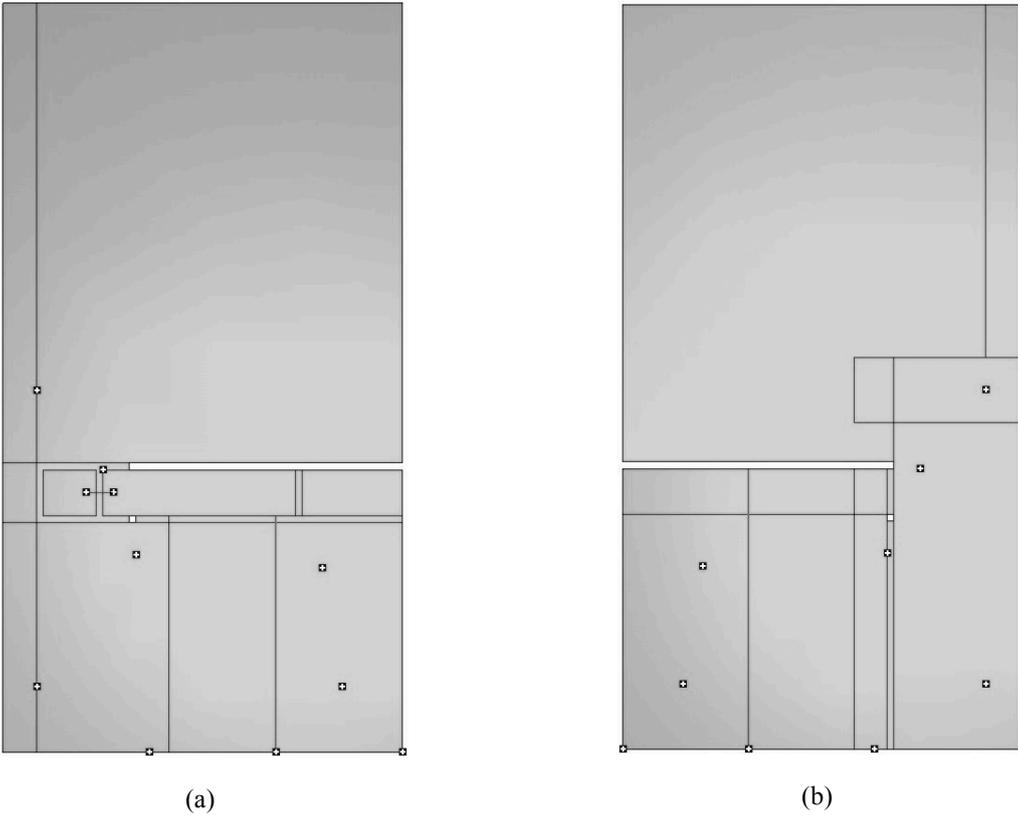


Fig. 3.11 : Géométrie de l'antenne PIFA 10-accès optimisée vue du dessous (a) et du dessus (b)

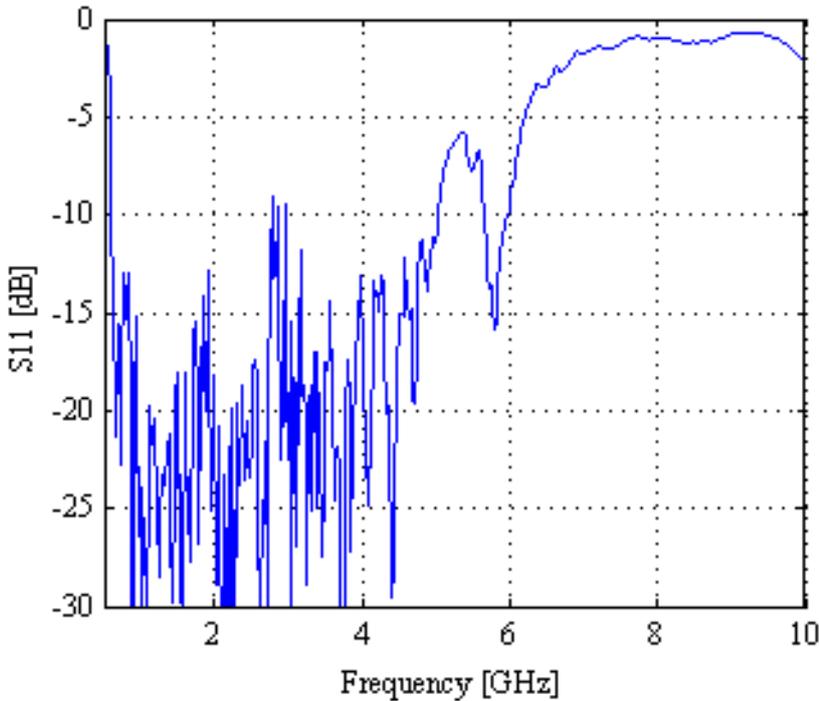


Fig. 3.12 : Courbe d'adaptation de l'antenne PIFA optimisée

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.

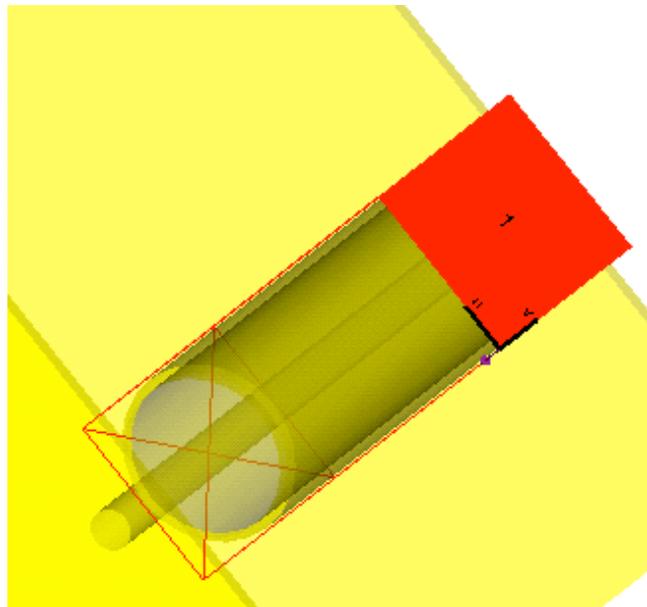
3.4 Seconde approche : antenne PIFA avec deux composants

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.



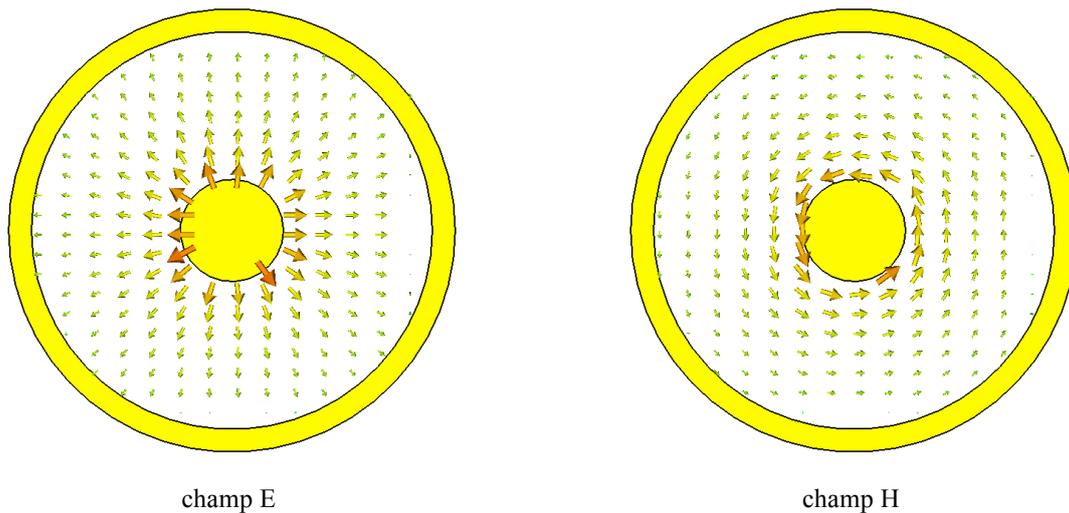


Fig. 3.13 : Modèle de câble coaxial et mode propre (ordre 1, TEM) propagé pour l'alimentation de l'antenne

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.

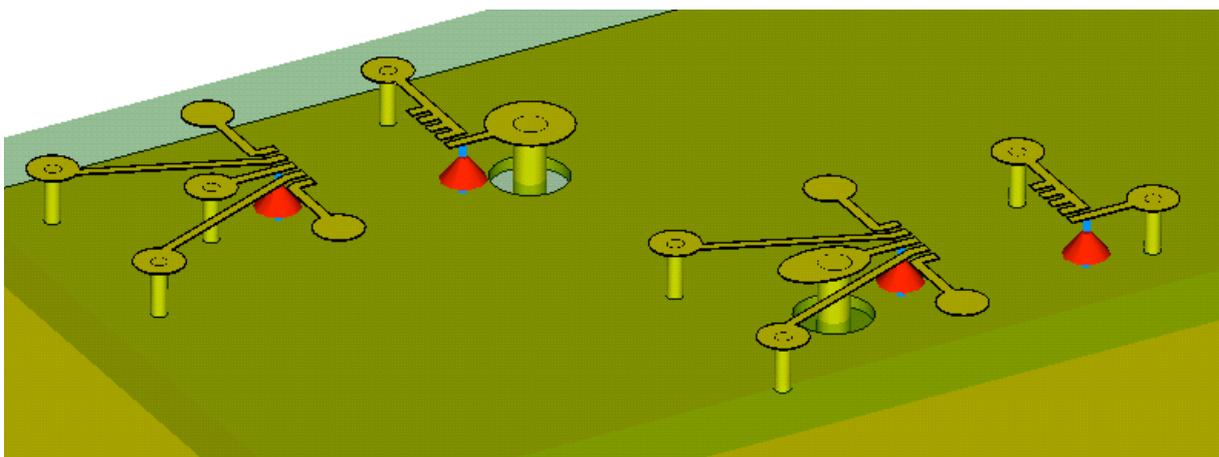
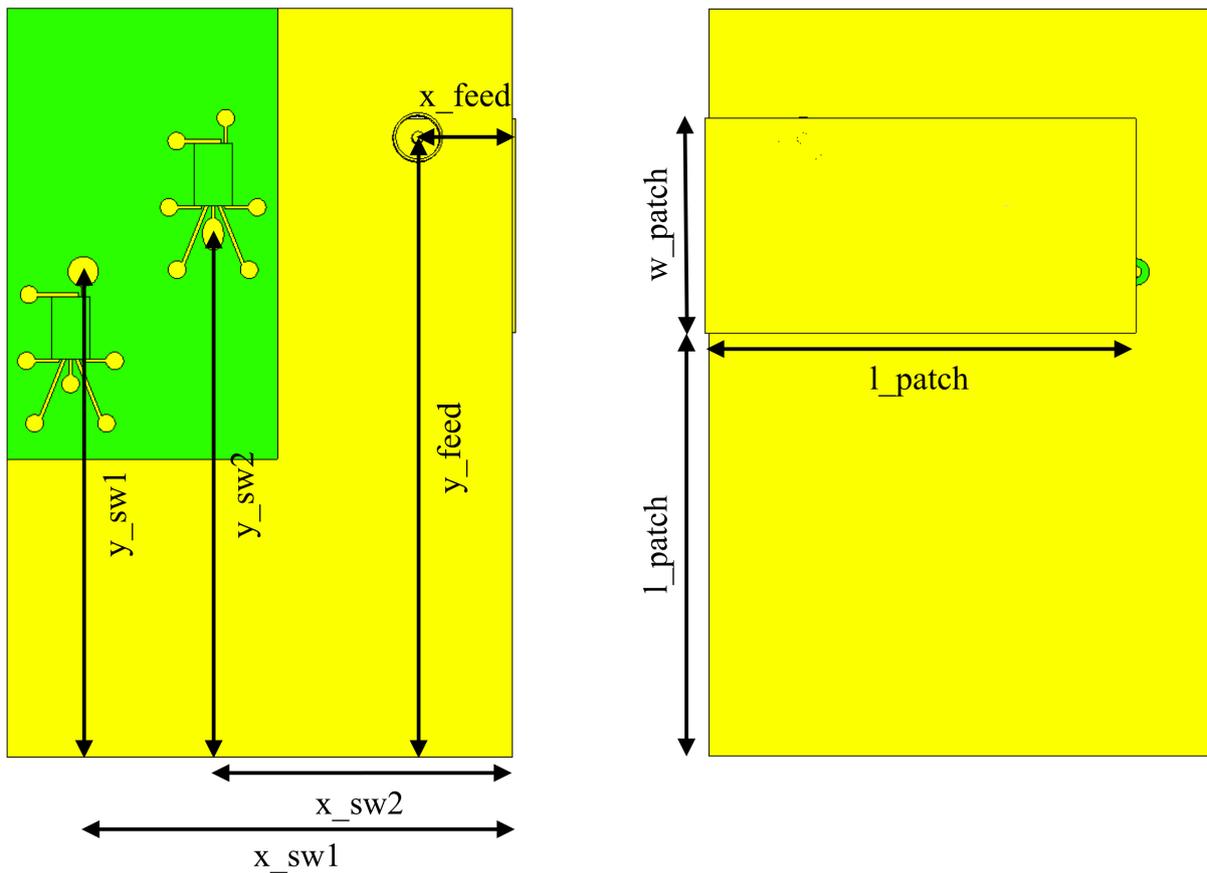


Fig. 3.14 : Détail des circuits de polarisation et d'excitation des interrupteurs

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 stables²² ; 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.



²² 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.

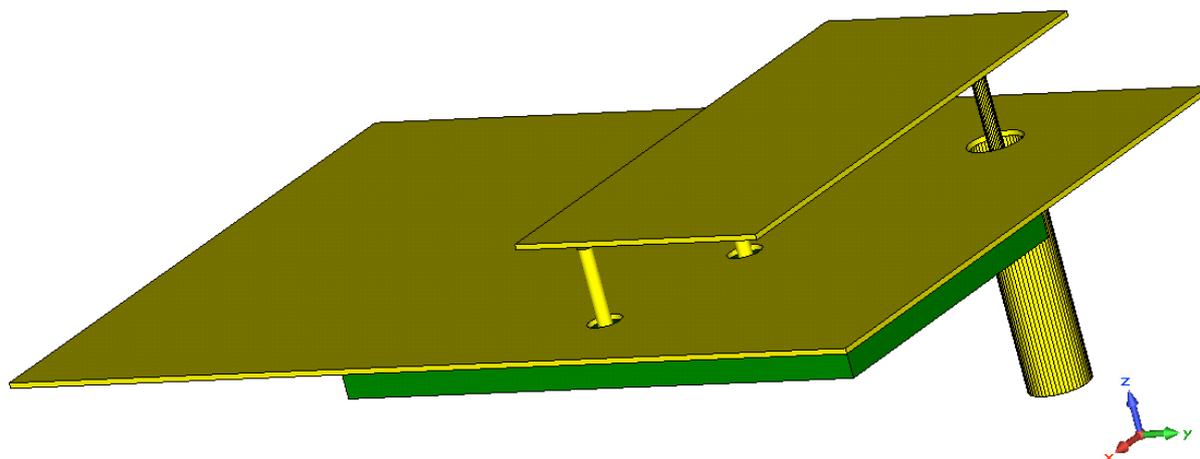


Fig. 3.15 : Géométrie de l'antenne, et paramètres optimisés.

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.

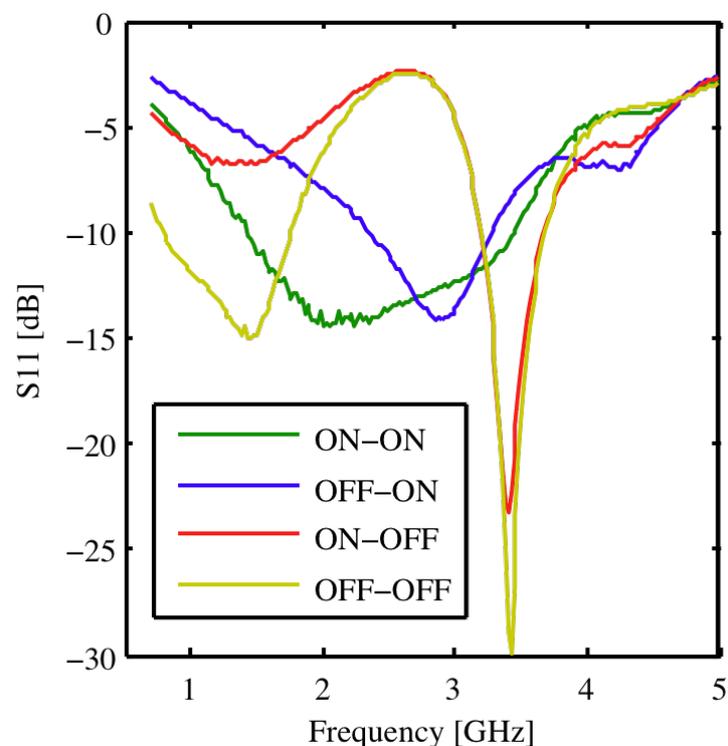


Fig. 3.16 : Courbe de S_{11} de l'antenne PIFA optimisée

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.

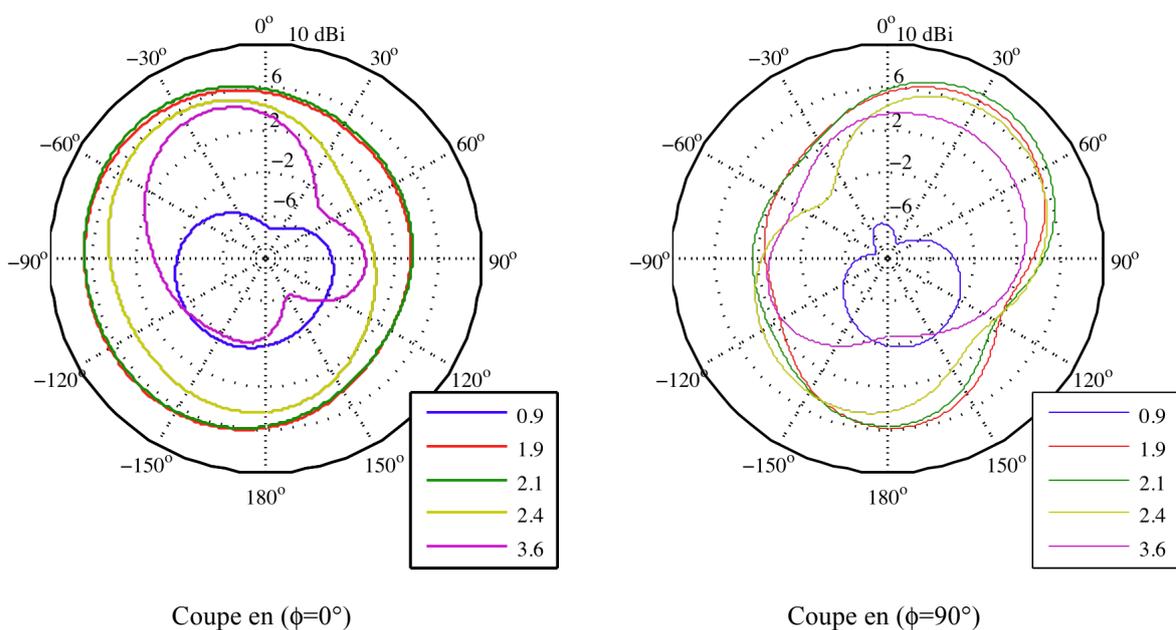


Fig. 3.17 : Diagrammes de gain (dBi) de l'antenne PIFA optimisée

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.

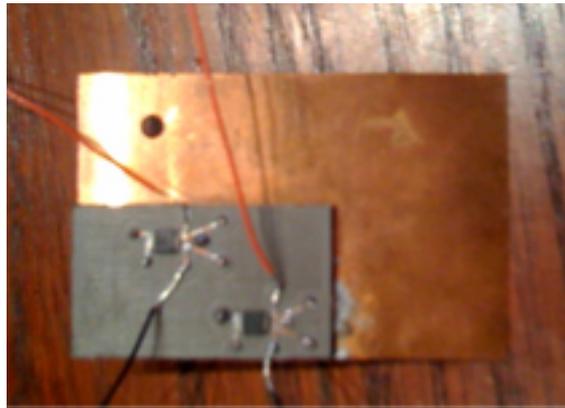


Fig. 3.18 : Photographie du circuit mesuré

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.

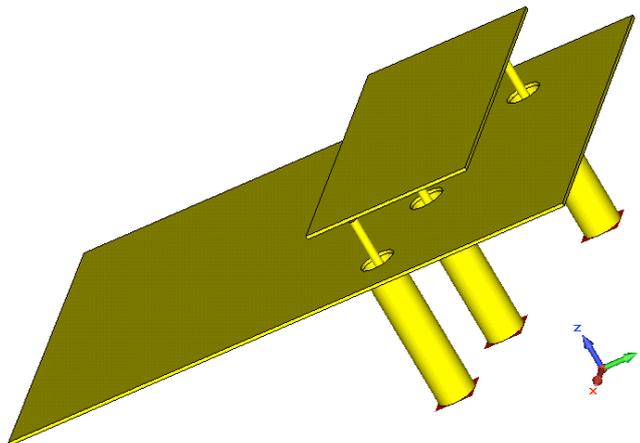


Fig. 3.19 : Antenne simplifiée, utilisée en co-simulation

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

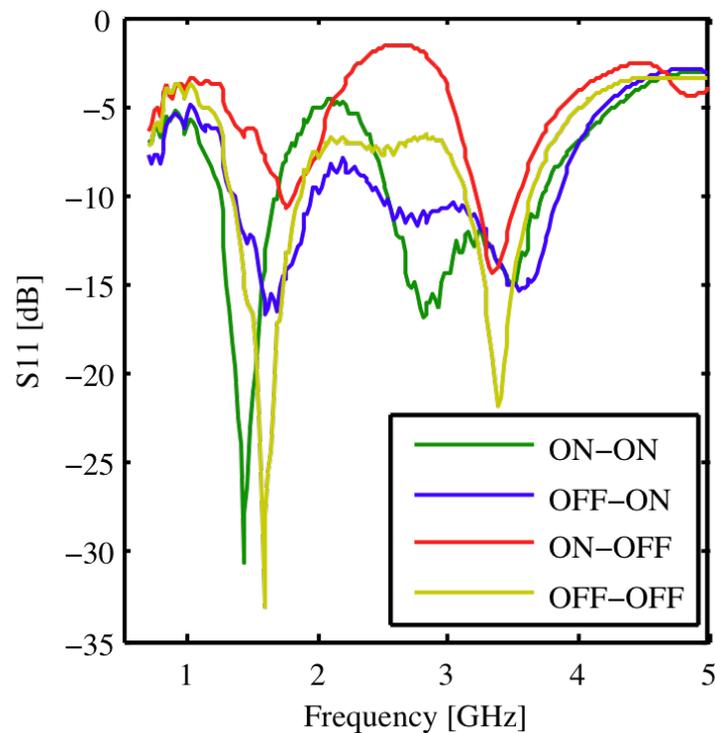


Fig. 3.20 : Courbe de S11 résultant de la co-simulation antenne simulée et interrupteurs mesurés

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.

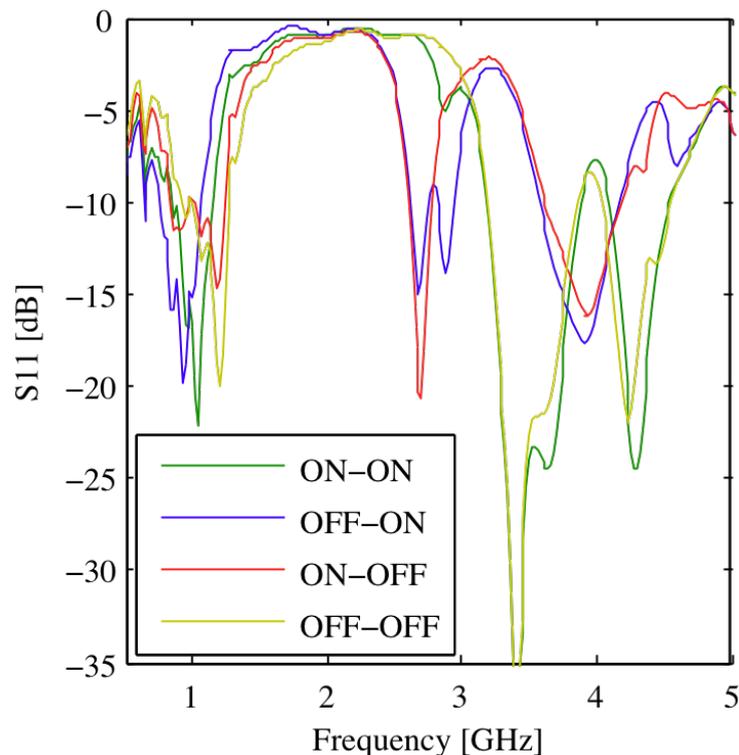


Fig. 3.21 : Courbe de S_{11} de l'antenne réoptimisée

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.

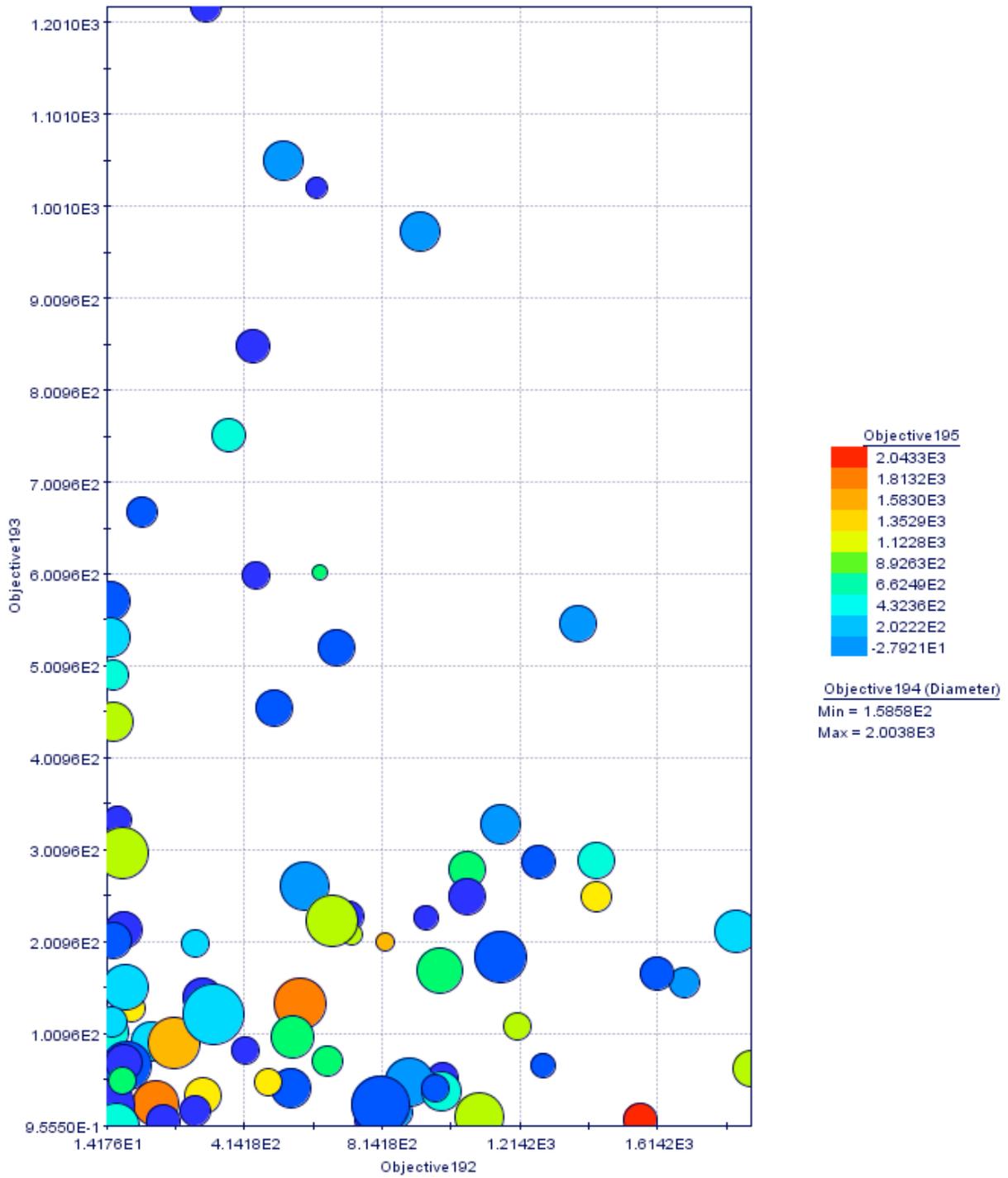


Fig. 3.22 : Diagramme bulles de la simulation de la population initiale

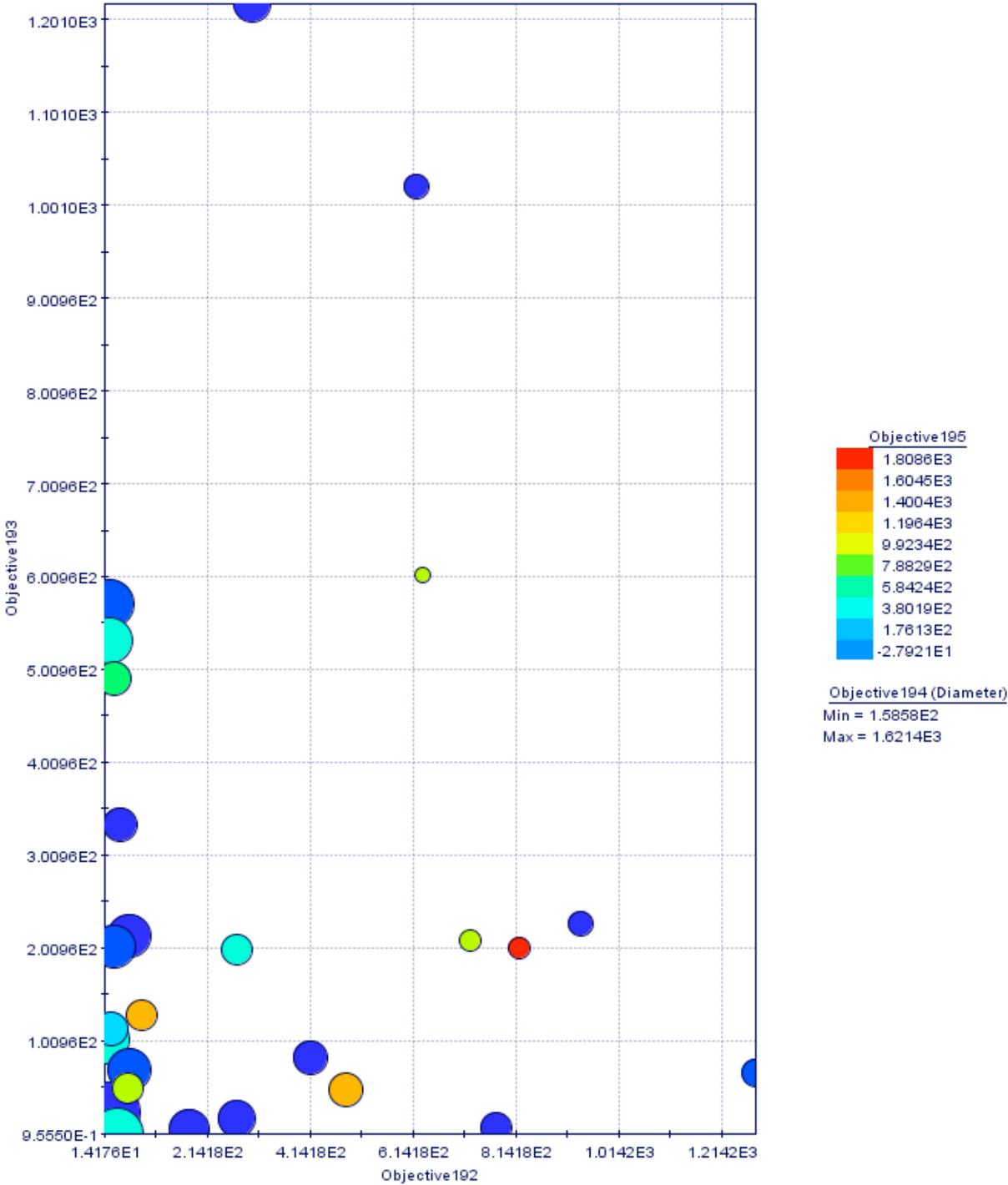


Fig. 3.23 : Front de Pareto de la population initiale

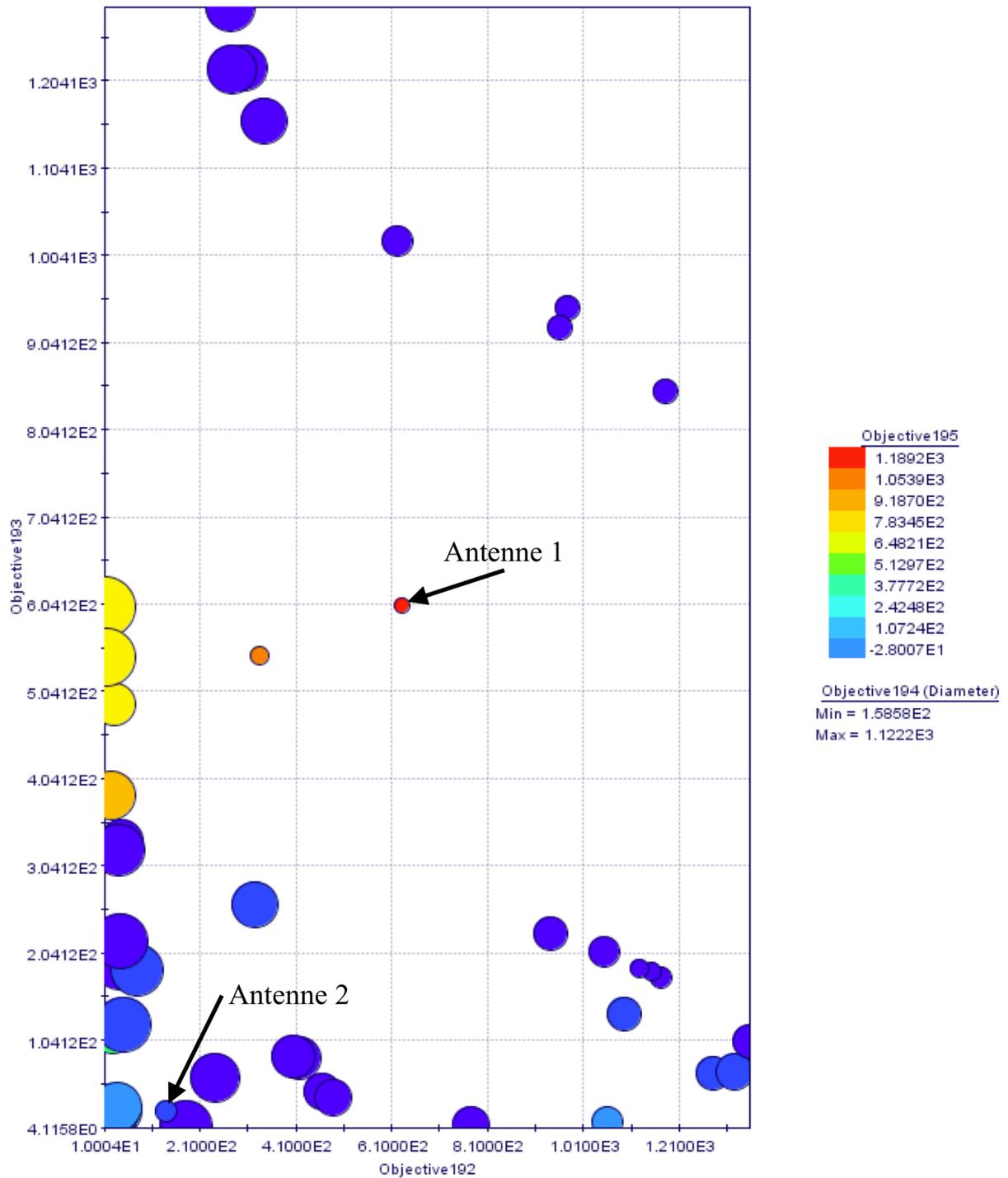


Fig. 3.24 : Front de Pareto résultant de l'optimisation par recuit simulé

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 :

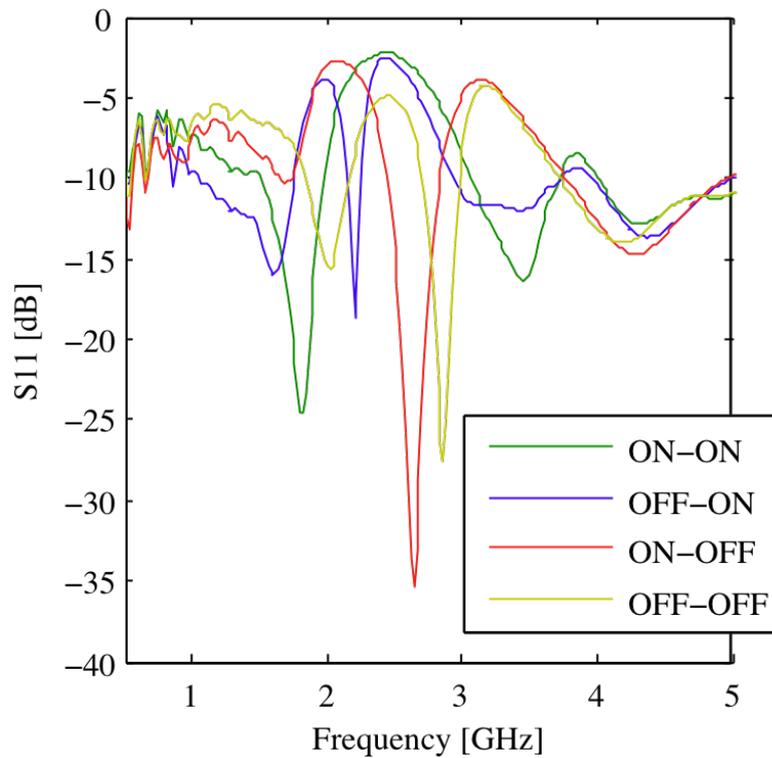


Fig. 3.25 : Courbe de S_{11} de l'antenne optimisée (antenne 1)

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.

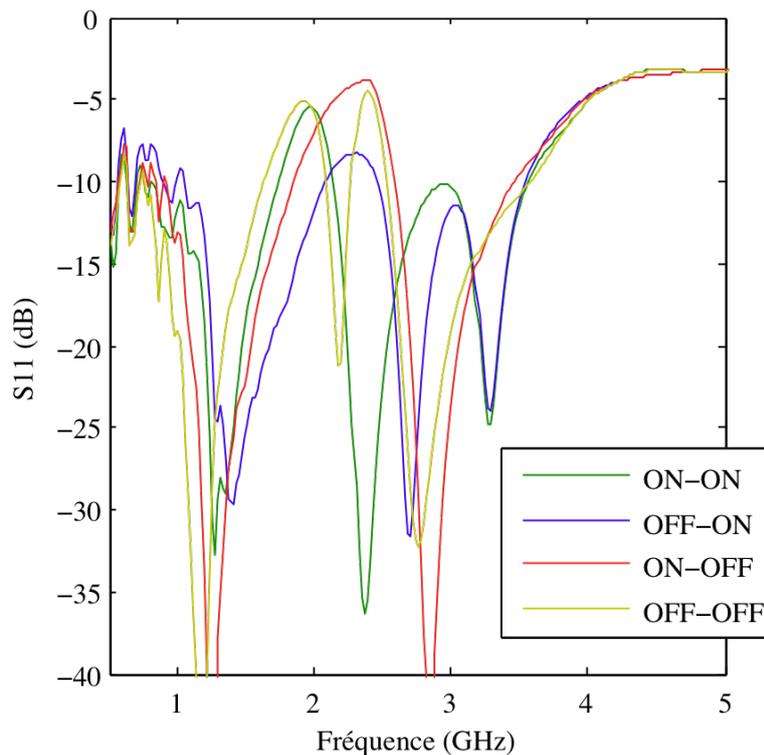


Fig. 3.26 : Courbe de S11 de l'antenne optimisée (antenne 2)

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).

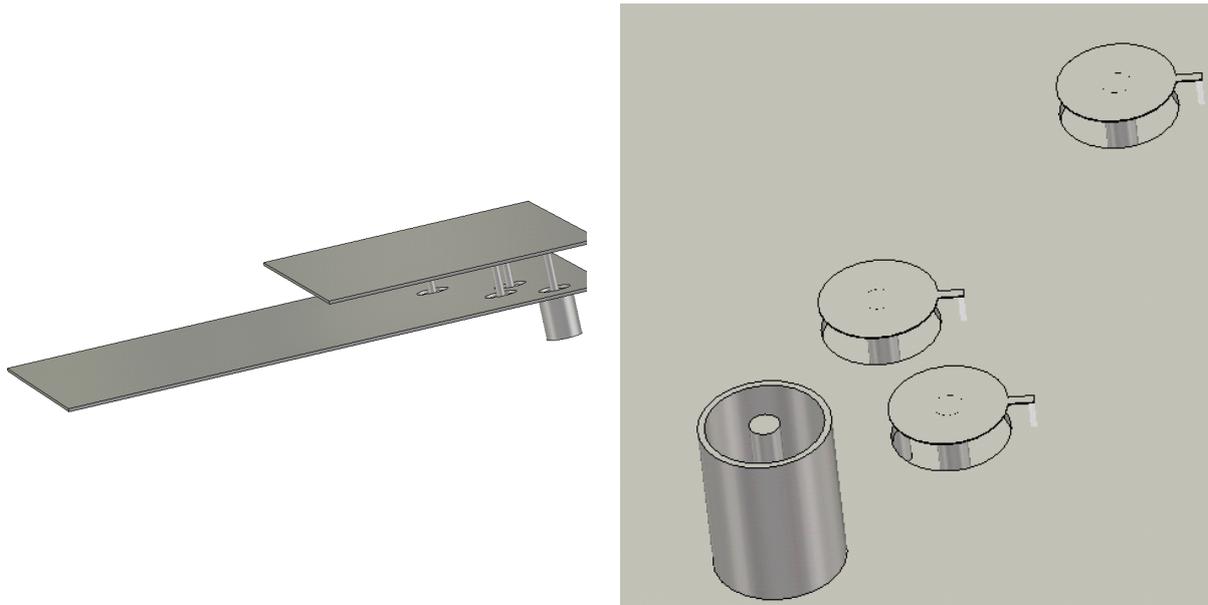


Fig. 3.27 : Géométrie de l'antenne PIFA comportant 3 diodes PIN et détail du positionnement des diodes

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.

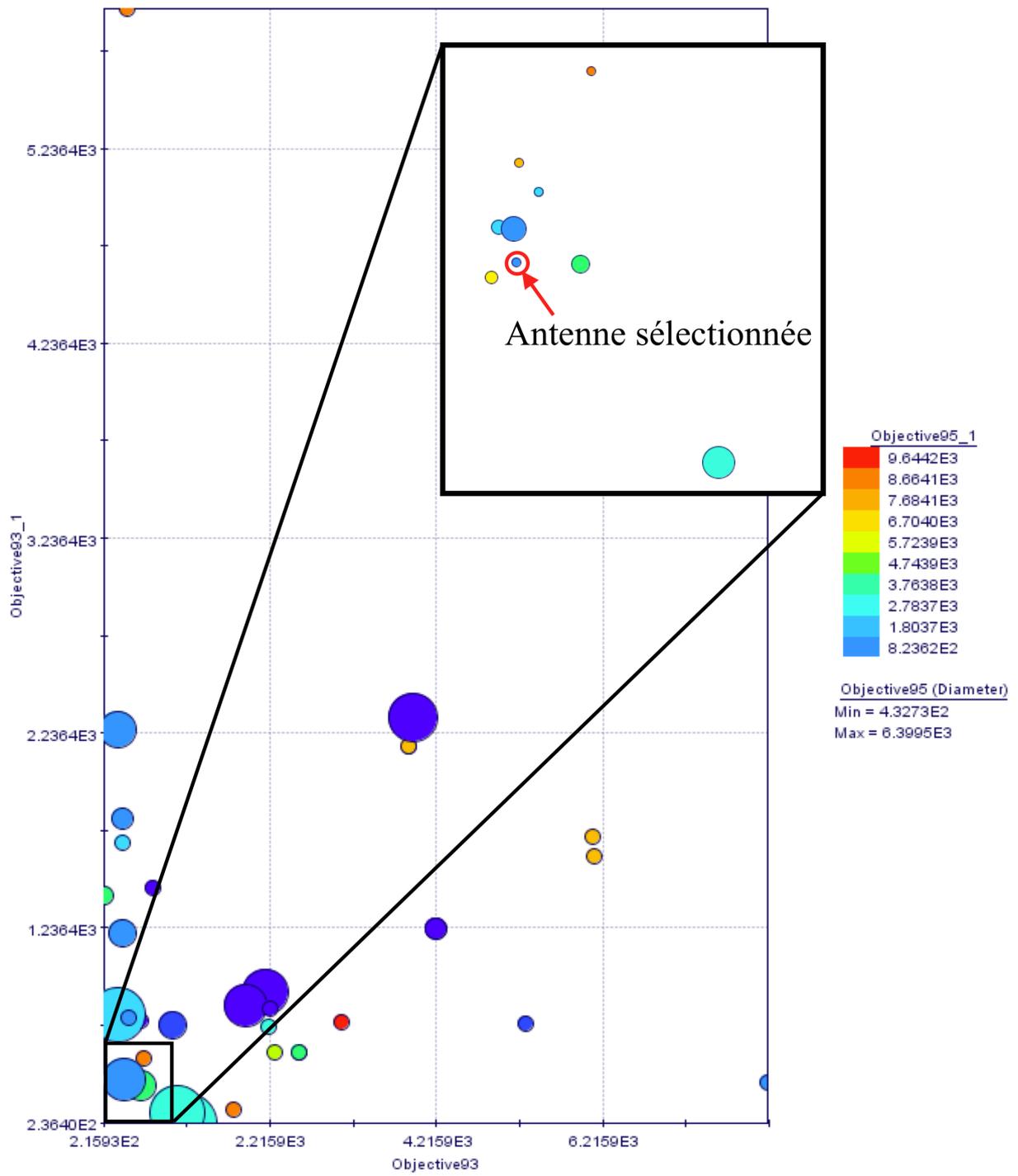
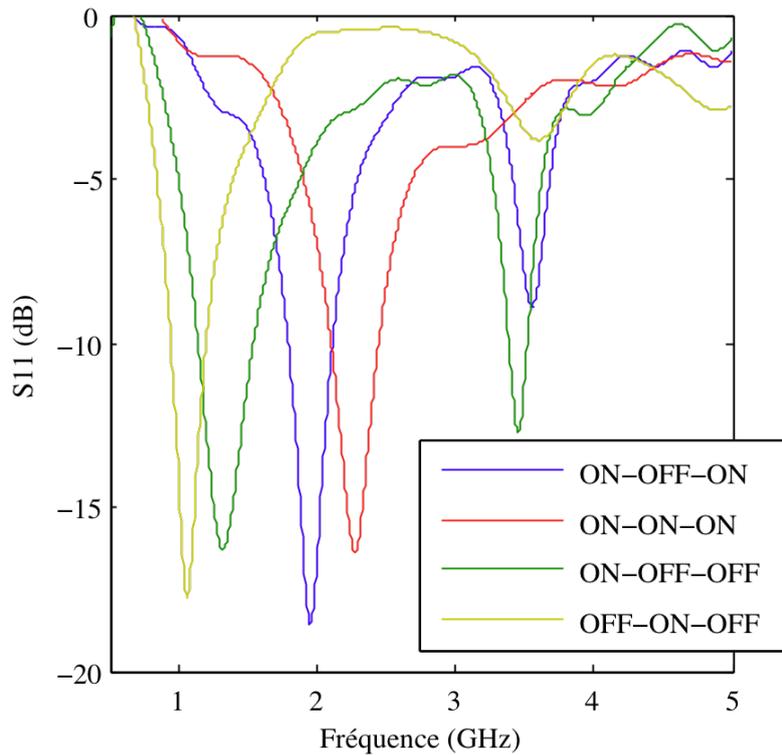


Fig. 3.28 : Front de Pareto de l'optimisation de l'antenne PIFA 3-ports


 Fig. 3.29 : Courbe de S_{11} 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_{11} présentée en Fig. 3.32 et les dimensions²³ 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

²³ 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

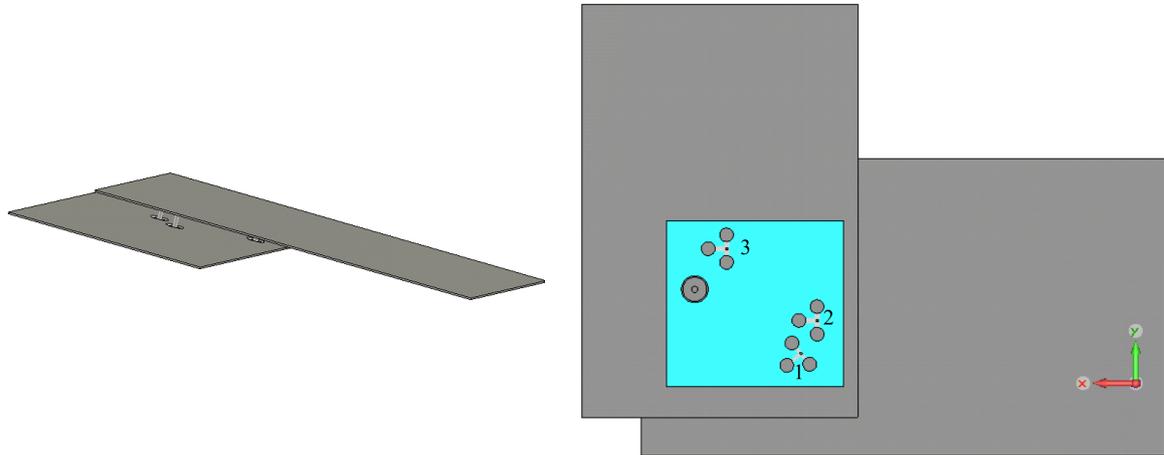


Fig. 3.30 : Géométrie de l'antenne PIFA 3 ports optimisée

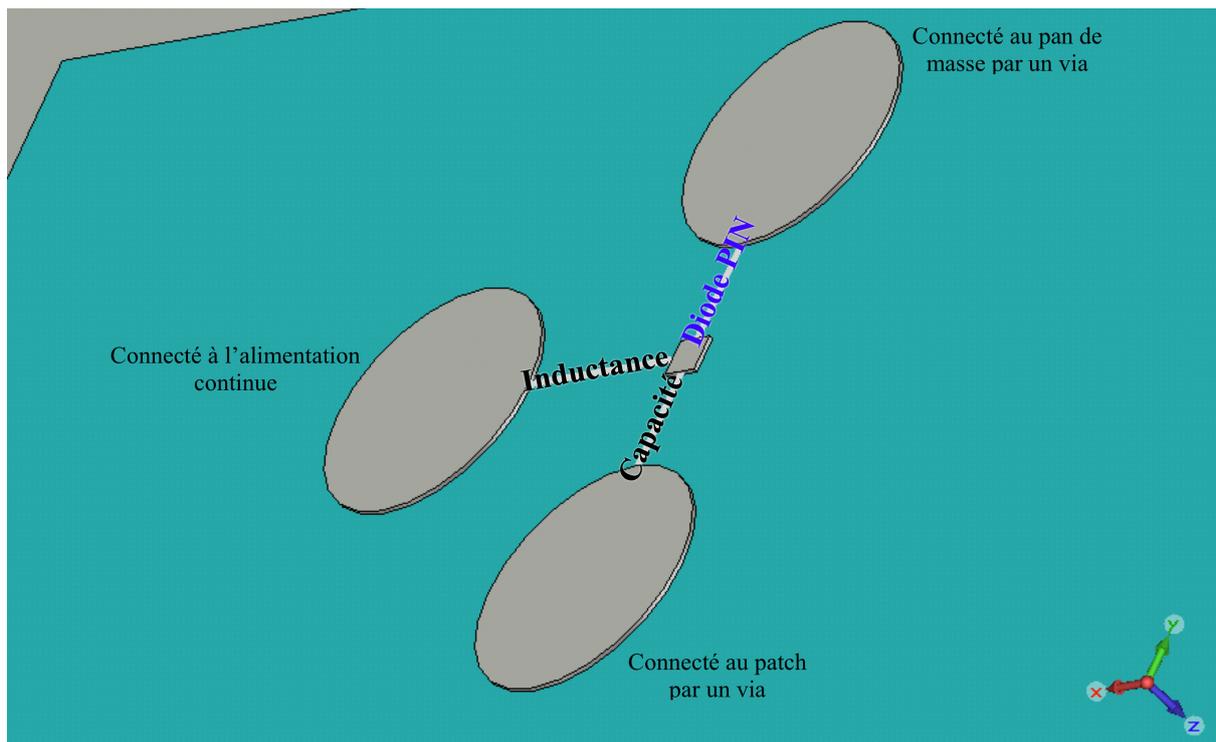
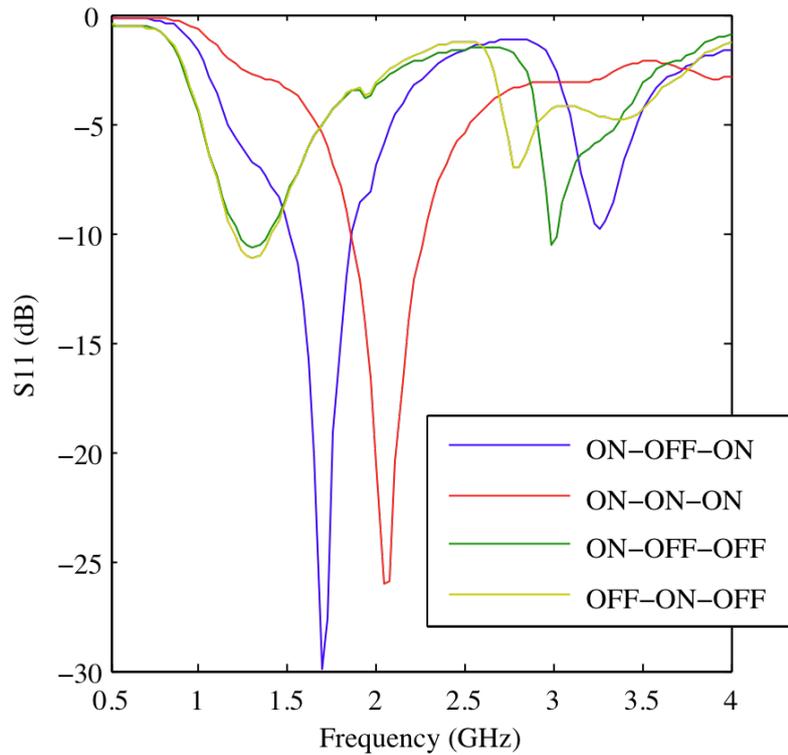


Fig. 3.31 : Détails d'un circuit de polarisation (interrupteur 3)


 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.