

Université de Limoges

Ecole Doctorale Sciences Technologie Santé
Faculté des Sciences et Techniques

XLIM- département MINACOM

Année 2009

Thèse N° 26-2009

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : « Communication Optiques et Microondes »

Présentée et soutenue par

Hassan KHALIL

Le 14 Septembre 2009

*Développement des techniques d'optimisation de forme pour
la conception de composants hyperfréquences*

Thèse dirigée par Michel AUBOURG et Stéphane BILA

Jury

François JOUVE	Professeur – Université Paris 7 - Denis Diderot	Président
Lionel PICHON	Directeur de Recherche CNRS – LGEP - Paris	Rapporteur
Raphaël GILLARD	Professeur à l'INSA –Rennes	Rapporteur
Thierry CHARTIER	Directeur de Recherche CNRS – SPCTS –Limoges	Examineur
Olivier RUATTA	Maître de conférences – Université de Limoges	Examineur
Michel AUBOURG	Chargé de Recherche CNRS – XLIM, Limoges	Examineur
Stéphane BILA	Chargé de Recherche CNRS – XLIM, Limoges	Examineur
Jérôme PUECH	Ingénieur au CNES, Toulouse	Invité
Damien PACAUD	Ingénieur à Thalès Alenia Space, Toulouse	Invité
Frédéric THEVENON	Ingénieur à ANSYS France, Villeurbanne	Invité
Serge VERDEYME	Professeur – Université de Limoges	Invité

Remerciements

Ce travail est effectué à la faculté de sciences et techniques de l'université de Limoges, au sein de département MINACOM de L'XLIM.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Michel AUBOURG et Monsieur Stéphane BILA, pour avoir dirigé mes travaux de thèse de doctorat. Je les remercie pour leur encadrement, leurs expériences, leur disponibilité, leur aide, leur soutien et leurs conseils précieux et avisés tout au long de cette thèse.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Serge VERDEYME de m'avoir accueilli au sein de son département MINACOM.

Je tiens également à remercier ANSYS France, THALES ALENIA SPACE et le CNES pour l'aide apportée au cours de ma thèse.

Merci également à François JOUVE, Professeur à l'université Paris 7, qui m'a fait l'honneur et le plaisir de présider le jury de soutenance.

Je tiens également à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Lionel PICHON de l'Université de Paris et Monsieur le Professeur Raphaël GILLARD de l'Université de Rennes pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant de les rapporter.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à Monsieur Thierry Chartier et à Monsieur Olivier RUATTA pour avoir examiné et jugé mon travail.

Je remercie Madame Marie-Laure GUILLAT, secrétaire du département MINACOM, pour son aide précieuse.

Je remercie toute l'équipe de MINACOM pour tant des choses que je ne peux pas les citer ici. Alors Merci Ali KHALIL, Abdallah NASSER, Mohamad ELZOGHBI, Nicolas DELHOTE et Hussain ALAAEDDINE.

Le dernier remerciement est adressé au Professeur Michel AUBOURG. Merci pour son intervention qui m'a permis d'en arriver là. Comme à mes parents, cette thèse lui est dédiée.

Sommaire

Introduction générale..... 1

CHAPITRE I. Etat de l’art sur les méthodes d’optimisation structurelle.. 9

I.1 Introduction 9

I.2 Définitions 10

 I.2.1 Formulation mathématique d’un problème de minimisation 10

 I.2.2 Minimum local et minimum global..... 10

 I.2.3 Minimisation et maximisation..... 11

 I.2.4 Gradient 12

I.3 Approches de résolution d’un problème d’optimisation 13

 I.3.1 Méthodes déterministes 13

 I.3.2 Méthodes stochastiques 14

I.4 Optimisation structurelle à l’aide d’un modèle numérique 16

 I.4.1 Classification des problèmes d’optimisation structurelle : géométrie, forme et topologie 17

 I.4.2 Modélisation numérique par la méthode des éléments finis (MEF) 19

 I.4.3 Optimisation géométrique par analyse de sensibilité 21

 I.4.4 Optimisation de formes par la méthode des courbes de niveaux 23

 I.4.5 Optimisation topologique par la méthode du gradient topologique 27

 I.4.6 Relaxation des problèmes d’optimisation de formes et topologique par homogénéisation..... 30

I.5 Conclusion..... 32

I.6 Références 33

CHAPITRE II. Optimisation de filtres hyperfréquences par la méthode du gradient topologique 41

II.1 Introduction 41

II.2 La méthode du gradient topologique discret couplée à l’analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis 43

II.3	Test de l'algorithme d'optimisation	47
II.3.1	Structure de référence.....	47
II.3.2	Optimisation par la méthode du gradient topologique	50
II.3.3	Contraintes de faisabilité	52
II.3.4	Optimisation des performances hors bande	54
II.4	Conception de filtres à résonateurs diélectriques	57
II.4.1	Filtre à 2 pôles	59
II.4.1.1	Conception de référence	59
II.4.1.2	Optimisation	62
II.4.2	Filtre à 4 pôles	67
II.4.2.1	Conception de référence	67
II.4.2.2	Optimisation de l'élément de couplage	69
II.4.2.3	Optimisation des résonateurs	74
II.5	Conclusion.....	79
II.6	Références	80
CHAPITRE III. Optimisation de formes de filtres hyperfréquences par la méthode des courbes de niveaux		85
III.1	Introduction	85
III.2	La méthode des courbes de niveaux couplée à l'analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis	86
III.2.1	Problème.....	86
III.2.2	Deux remarques importantes.....	86
III.2.3	Dérivation de la fonction coût J	86
III.3	Test de l'algorithme d'optimisation	91
III.3.1	Structure de référence.....	91
III.3.2	Optimisation par la méthode des courbes de niveaux	91
III.3.3	Paramétrisation de la forme obtenue	95
III.3.4	Comparaison des résultats obtenus par les méthodes des courbes de niveaux et du gradient topologique.....	97
III.3.5	Couplage des méthodes des courbes de niveaux et du gradient topologique...	98
III.4	Conception d'un résonateur diélectrique optimisé en pertes.....	101
III.4.1	Structure de référence.....	101
III.4.2	Définition du critère	101

III.4.3	Optimisation par couplage des méthodes du gradient topologique et des courbes de niveaux	105
III.4.4	Paramétrage de la forme obtenue	109
III.4.5	Expérimentation	110
III.5	Conception d'un résonateur d'OMUX en bande C	114
III.5.1	Conception de référence	114
III.5.2	Optimisation de formes	115
III.5.3	Paramétrage de la forme obtenue	117
III.5.4	Etude de l'influence du cadre	121
III.5.5	Conclusion.....	122
III.6	Conclusion.....	123
III.7	Références	124
	Conclusion générale et perspectives.....	127
	ANNEXE 1 : stéréolithographie.....	131
	ANNEXE 2 : résonateur diélectrique intégré dans une cavité diélectrique	137
	ANNEXE 3 : cas test en 2D	145
	ANNEXE 4 : résonateur pour filtre d'OMUX.....	157

Introduction générale

Introduction générale

Le nombre d'informations véhiculées par les systèmes de télécommunications augmente considérablement depuis quelques années et les canaux physiques sont souvent utilisés à leur capacité maximale. Pour répondre à ces besoins, les concepteurs de systèmes doivent mettre au point de nouveaux composants et circuits toujours plus performants.

Les concepteurs utilisent de plus en plus d'outils de conception assistée par ordinateur (CAO) afin de dimensionner ces dispositifs et atteindre les performances demandées, tout en diminuant les coûts de conception et de fabrication.

Les outils de CAO diffusés aujourd'hui, sont basés sur des modèles fiables, capables de prédire précisément le comportement du composant en fonction de ses caractéristiques physiques et géométriques. Le dimensionnement à l'aide de ces outils est alors effectuée par le concepteur qui se fie essentiellement à son expérience et quelquefois à des modules d'optimisation internes à l'outil de CAO.

Les stratégies d'optimisation classiquement implémentées permettent d'améliorer les performances en jouant sur les paramètres géométriques ou physiques de la structure, mais le concepteur peut se trouver limité par la géométrie fixée initialement et souhaiter changer la forme voire la topologie de la structure en cours de conception.

Les méthodes d'optimisation de formes répondent à ce besoin en proposant une nouvelle paramétrisation de la structure, basée sur la forme ou la topologie. L'espace de conception est ainsi élargi, permettant d'accéder potentiellement à des composants plus performants.

Ces techniques sont actuellement peu appliquées et encore moins diffusées dans le domaine des dispositifs hyperfréquences.

L'objectif de ce travail est d'adapter et d'appliquer des méthodes d'optimisation de formes à la conception électromagnétique de composants hyperfréquences et de montrer que ces techniques sont susceptibles de repousser les limites actuelles de conception.

Le premier chapitre est consacré à un état de l'art sur les méthodes d'optimisation des structures. Nous présentons d'abord quelques définitions, et en particulier, une brève section

sur les méthodes déterministes et stochastiques. La dernière partie est consacrée aux problèmes d'optimisation structurelle et aux méthodes utilisées pour leur résolution. Nous présentons 3 techniques susceptibles d'être adaptées à la conception des dispositifs hyperfréquences, basées sur des approches différentes :

- L'optimisation géométrique par analyse de sensibilité qui s'applique à la géométrie de l'objet tandis que la forme et la topologie restent fixe.
- La méthode des courbes de niveaux qui s'applique aux frontières de l'objet.
- La méthode du gradient topologique qui s'applique à la topologie même de l'objet en perturbant localement l'objet par des trous ou des ajouts de matière.

Il est évident de noter d'ores et déjà que l'espace d'optimisation et le nombre de variables sont liés au type d'approche.

Les travaux effectués sont appliqués à la conception de filtres hyperfréquences. La conception de ces circuits impose généralement un compromis entre le facteur de qualité (lié aux pertes) et l'isolation fréquentielle, d'où l'intérêt de développer des approches permettant d'améliorer ce compromis.

Le sujet de cette thèse consiste donc à développer et à appliquer la méthode des courbes de niveaux (ou level-set) et la méthode du gradient topologique pour la conception de ces circuits hyperfréquences afin de répondre aux nouvelles exigences des systèmes de télécommunications.

Le deuxième chapitre est consacré à l'optimisation topologique de filtres hyperfréquences par la méthode du gradient topologique.

Nous présentons dans la première partie les travaux effectués pour adapter cette technique à la conception électromagnétique de composants hyperfréquences.

Dans la deuxième partie, nous testons la convergence de l'algorithme d'optimisation par rapport à un comportement de référence et nous introduisons une formulation de la fonction de coût appropriée à l'optimisation de l'isolation fréquentielle.

Dans la dernière partie, nous présentons l'application du gradient topologique pour optimiser des filtres à résonateurs diélectriques. Nous appliquons l'algorithme à l'optimisation des

performances hors bande et à la génération d'un nouvel élément de couplage permettant de réaliser la fonctionnalité de filtrage multi-pôles dans une cavité unique.

Le troisième chapitre est dédié à l'optimisation de forme par la méthode des courbes de niveaux.

Nous présentons dans la première partie la méthode des courbes de niveaux appliquée à l'électromagnétisme pour la conception de composants hyperfréquences.

Dans la deuxième partie, l'algorithme de convergence est testé et comparé avec l'algorithme du gradient topologique. Nous verrons alors que ces méthodes peuvent être couplées pour améliorer la solution optimisée par l'une ou l'autre des méthodes.

Dans la troisième partie, nous appliquons ces méthodes à la conception d'un résonateur optimisé en facteur de qualité afin de réduire les pertes dans les structures utilisant ces composants. Cette étude conduit à valider une approche permettant de diminuer les pertes dans la structure.

Dans la dernière partie, nous présentons l'application de cette approche pour optimiser un résonateur diélectrique pour filtres d'OMUX dans la bande C.

Enfin, nous terminons le manuscrit par des conclusions et quelques perspectives.

Chapitre I
Etat de l'art sur les méthodes
d'optimisation structurelle

I. ETAT DE L'ART SUR LES METHODES D'OPTIMISATION STRUCTURELLE

I.1 Introduction

Dans ce premier chapitre, nous présentons un état de l'art des méthodes numériques utilisées dans la résolution d'un problème d'optimisation. Nous donnons tout d'abord quelques définitions nécessaires à l'application de ces méthodes, notamment en exposant quelques concepts de base importants, comme la formulation mathématique d'un problème d'optimisation.

Nous consacrons ensuite une brève section aux problèmes d'optimisation utilisés pour la conception assistée par ordinateur, dans laquelle sont présentées les méthodes d'optimisation les plus connues et les plus utilisées.

L'objectif de cette section ne sera ni de comparer les performances de chacune de ces méthodes, ni de montrer les détails de leur implémentation, mais plutôt de mettre en évidence les caractéristiques principales de chacune d'elles.

Finalement, nous présentons une section consacrée aux problèmes d'optimisation structurelle et aux méthodes utilisées pour leur résolution. Nous allons gagner progressivement en généralité et présenter en détail une méthode d'analyse de sensibilité s'appliquant à la géométrie de l'objet, la méthode des lignes de niveaux (level-set) s'appliquant à ses contours et finalement la méthode du gradient topologique s'appliquant de manière générale à la topologie.

I.2 Définitions

I.2.1 Formulation mathématique d'un problème de minimisation

Un problème de minimisation de dimension n peut être écrit de façon générale sous la forme:

Minimiser $f(x) \in \mathbb{R}$, $x = (x_1, \dots, x_n) \in \mathbb{R}^n$ avec:

$$g_i(x) \leq 0, i = 1, \dots, p \quad (\text{I-1})$$

$$h_j(x) = 0, j = 1, \dots, q$$

$$x_k^{\min} \leq x_k \leq x_k^{\max}, k = 1, \dots, n$$

où $f(x)$ est le critère à minimiser appelé aussi fonction objectif,

x est un vecteur à n variables x_k qui représentent les paramètres du problème à minimiser,

$g_i(x)$ et $h_j(x)$ représentent respectivement les contraintes d'inégalité et d'égalité.

x_k^{\min} et x_k^{\max} désignent les contraintes de domaine et \mathbb{R}^n est l'espace de recherche borné par les contraintes de domaine.

La solution d'un problème de minimisation est alors donnée par un ensemble de paramètres x^* pour lesquels la fonction objectif présente une valeur minimale, en respectant les contraintes d'égalité, d'inégalité et de domaine.

Un problème de minimisation est dit contraint s'il contient au moins une fonction contrainte $g_i(x)$ ou $h_j(x)$ dans sa description. Si les fonctions $g_i(x)$ et $h_j(x)$ du problème (I-1) ne sont pas définies, le problème est non-contraint.

I.2.2 Minimum local et minimum global

Un point x^* de l'espace de recherche \mathbb{R}^n représente un minimum local, s'il existe un voisinage de x^* noté $V(x^*)$, tel que:

$$\forall x \in V(x^*) \Rightarrow f(x) \geq f(x^*) \quad (\text{I-2})$$

Cette relation signifie que dans le voisinage de x^* , il n'existe aucun point pour lequel $f(x)$ est inférieur à $f(x^*)$.

Un point x^* de l'espace de recherche \mathbb{R}^n est un minimum global si:

$$\forall x \in \mathbb{R}^n \Rightarrow f(x) \geq f(x^*) \quad (\text{I-3})$$

Nous pouvons dire aussi que le minimum global est le plus petit minimum local de l'espace de recherche, comme nous montre la figure I.1.

Lorsqu'une fonction ne contient qu'un minimum local, elle est dite unimodale. Dans le cas contraire, elle est multimodale.

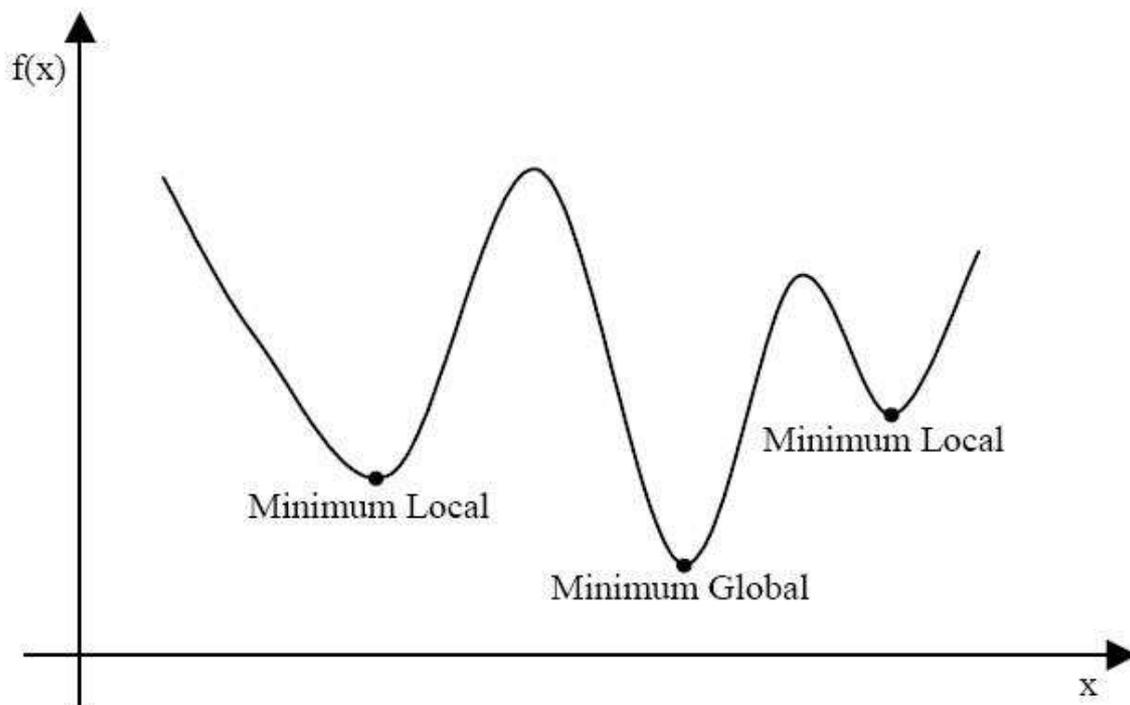


Figure I.1 Représentation du minimum local et global d'une fonction

I.2.3 Minimisation et maximisation

Dans l'équation (I-1), nous avons défini le problème d'optimisation comme étant la minimisation d'une fonction, parfois soumise à des contraintes. Cependant, il existe des situations où nous sommes plutôt intéressés à trouver un point de maximisation, c'est-à-dire, à maximiser la fonction objectif.

Dans ce cas, il est généralement préférable de transformer le problème de maximisation en problème de minimisation, car les méthodes d'optimisation, comme celles qui sont présentées dans les sections I.3 et I.4, sont souvent implémentées en s'appuyant sur des critères de minimisation de la fonction objectif.

Cette transformation du problème d'optimisation peut être facilement obtenue à l'aide d'une simple fonction de transformation appliquée directement sur la fonction objectif originale, comme l'indique l'équation (I-4).

$$\phi(f(x)) = -f(x) \quad (\text{I-4})$$

Pour la suite nous parlerons généralement d'un problème d'optimisation, sans distinguer s'il s'agit de minimiser ou maximiser la fonction objectif.

I.2.4 Gradient

En physique, le gradient est défini comme une grandeur vectorielle qui indique la variation de grandeur physique dans l'espace. En mathématique, le gradient est un vecteur représentant la variation d'une fonction par rapport à la variation de ses différents paramètres.

Nous pouvons définir le gradient d'une fonction f au point x par :

$$\text{grad } f(x) \text{ ou } \nabla f(x)$$

Si cette fonction admet un gradient en un point x , alors on peut écrire son développement limité au premier ordre :

$$f(x+h) = f(x) + \nabla f \cdot h + o(\|h\|^2) \quad (\text{I-5})$$

On en tire la méthode dite du gradient ou de la plus grande pente :

$$x^k \rightarrow x^{k+1} = x^k + h \text{ avec } h = -\alpha \nabla f(x)_{x=x^k}$$

Ce qui conduit à :

$$f(x^{k+1}) = f(x^k) - \alpha \|\nabla f(x)_{x=x^k}\|^2 + o(\|\alpha \nabla f(x)_{x=x^k}\|^2) \quad (\text{I-6})$$

Si $\alpha > 0$ est petit et $\|\nabla f(x)_{x=x^k}\| > 0$, on aura $f(x_{k+1}) < f(x)$, qui garantit la convergence de l'algorithme.

I.3 Approches de résolution d'un problème d'optimisation

Selon les caractéristiques du problème d'optimisation, nous pouvons appliquer différentes méthodes de résolution pour identifier sa solution. Ces méthodes sont séparées en deux grands groupes: les *méthodes déterministes* et les *méthodes stochastiques*.

I.3.1 Méthodes déterministes

Une méthode d'optimisation est dite déterministe lorsque son évolution vers la solution du problème est toujours la même pour un même contexte initial donné, ne laissant aucune place au hasard. Ce sont en général des méthodes efficaces, peu coûteuses, mais qui nécessitent une configuration initiale (point de départ) pour résoudre le problème. Ce sont souvent des méthodes locales, c'est-à-dire qu'elles convergent vers l'optimum le plus proche du point de départ, qu'il soit local ou global.

Nous pouvons diviser ces méthodes, qu'elles soient directes ou indirectes, en deux groupes: les méthodes de *descente* et les méthodes *géométriques*.

Les méthodes de descente se basent sur la connaissance d'une direction de recherche souvent donnée par le gradient de la fonction. Les exemples les plus significatifs de méthodes analytiques sont la méthode du *gradient conjugué* [1] [2], et les méthodes de *Quasi-Newton* [3].

Les méthodes géométriques explorent l'espace par essais successifs en recherchant les directions les plus favorables. La méthode géométrique la plus connue est la méthode du *simplexe* [4].

L'idée de la méthode du *simplexe* est de modifier un ensemble des solutions de façon à atteindre le point d'optimisation. Le *simplexe* est une figure géométrique de dimension n , créé à partir de $n+1$ points, où chaque dimension correspond à un paramètre du problème à optimiser. Un *simplexe* de deux dimensions est représenté par un triangle, un *simplexe* de trois dimensions par un tétraèdre, etc. La méthode du *simplexe* utilise un nombre plus important d'évaluations qu'une méthode de descente, par contre elle ne nécessite pas de calculer la valeur du gradient de la fonction.

La figure I.2 présente une structure mécanique optimisée par la méthode du *simplexe* [5]. L'optimisation consiste à réduire l'élévation de surface libre. La convergence est atteinte après 260 simulations et la forme finale réduit de 70% l'élévation de surface libre.

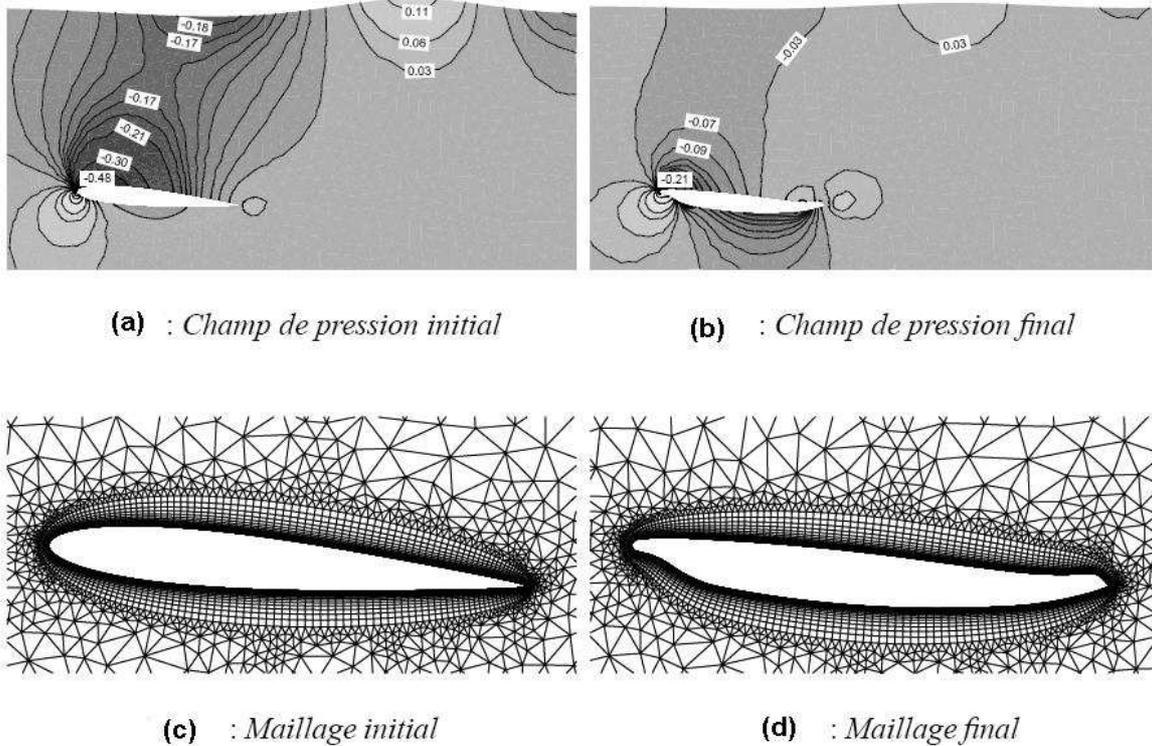


Figure I.2 Optimisation d'un profil immergé en présence de surface libre par la méthode du simplexe.

I.3.2 Méthodes stochastiques

Les méthodes d'optimisation stochastiques s'appuient sur des mécanismes de transition probabilistes et aléatoires. Cette caractéristique indique que plusieurs exécutions successives de ces méthodes peuvent conduire à des résultats différents pour une même configuration initiale d'un problème d'optimisation.

Ces méthodes ont généralement une capacité plus forte à trouver l'optimum global du problème. Contrairement à la plupart des méthodes déterministes, elles ne nécessitent ni la définition d'un point de départ, ni la connaissance du gradient de la fonction objectif pour atteindre la solution optimale. Cependant, elles demandent un nombre important d'évaluations avant d'arriver à la solution du problème.

L'algorithme génétique est une des méthodes les plus diffusées dans la résolution de problèmes d'optimisation dans de nombreux domaines d'applications [6][7][8][9]. La méthode permet de sélectionner les régions les plus prometteuses de l'espace de recherche afin de les explorer, ce qui permet d'atteindre un optimum global. Mais il faut choisir soigneusement le nombre d'évaluations à réaliser car une population trop petite peut ne mener qu'à un minimum local, tandis qu'une trop grande population ralentira considérablement le processus d'optimisation. La figure 1.3 présente un filtre micro-ondes planaire [10], optimisé par l'algorithme génétique. Le filtre à 3 pôles, obtenu après 200 générations, présente une bande passante de 700 MHz autour de 5 GHz.

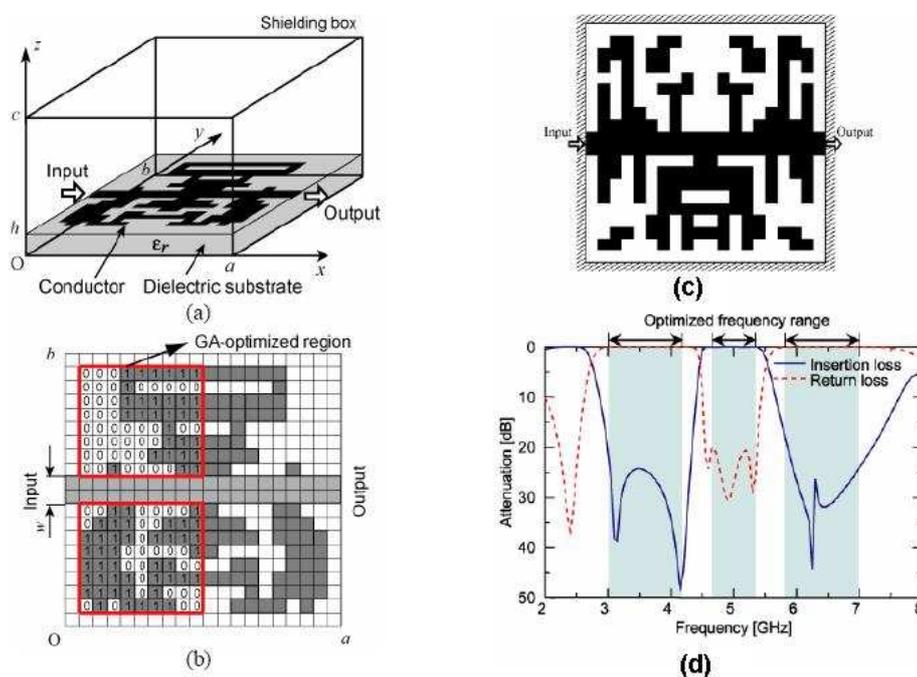


Figure I.3 Filtre planaire : la configuration initiale de métallisation (a), représentation binaire de la zone d'optimisation (b), forme optimale (c), réponse en fréquence de filtre optimisé(d).

I.4 Optimisation structurelle à l'aide d'un modèle numérique

Déterminer la géométrie ou la forme appropriée d'un objet est un problème de première importance pour l'ingénieur. Dans tous les domaines de la physique, l'impact de la forme d'un objet est très important sur ses performances. Ce défi est quotidien dans les secteurs de pointe que sont entre autres l'aéronautique et l'espace, l'automobile, les télécommunications ou le génie civil.... Le développement de l'ingénierie requiert des efforts considérables pour améliorer sans cesse les techniques de conception des objets. L'optimisation intervient donc de façon primordiale dans l'augmentation des performances et la réduction des coûts de fabrication et d'exploitation.

Le développement constant des techniques de conception assistée par ordinateur et des stratégies d'optimisation s'inscrit dans ce cadre. L'optimisation en CAO soulève depuis plus de vingt ans le plus vif intérêt. Elle s'y intègre progressivement dans les bureaux d'études, au fur et à mesure que s'accroît sa fiabilité. Parti des problèmes géométriques les plus simples, le champ d'application de l'optimisation en CAO s'étend aujourd'hui à de nouveaux défis toujours plus intéressants.

Nous allons décrire, dans cette partie, plusieurs techniques d'optimisation structurelle applicables à la conception de dispositifs hyperfréquences. Les différents types de problèmes sont tout d'abord classifiés d'un point de vue général. Comme les dispositifs hyperfréquences présentés dans la suite de ce manuscrit sont modélisés par éléments finis, cette méthode de modélisation est décrite ainsi que différentes méthodes d'optimisation structurelle applicables dans ce contexte.

I.4.1 Classification des problèmes d'optimisation structurelle : géométrie, forme et topologie

Pour illustrer l'évolution des techniques d'optimisation en CAO, on peut les scinder arbitrairement en trois grandes familles. Historiquement, chacune a été abordée par ordre croissant de difficulté et de généralité (figure I.4).

L'*optimisation géométrique* (figure I.4 en haut) ne permet de modifier que les dimensions d'un objet dont la forme et la topologie sont fixées. Aucune modification du modèle géométrique n'est possible. On parle de transformation homéomorphe.

L'*optimisation de forme* (figure I.4 au milieu) admet des changements de forme compatibles avec une topologie fixée au préalable. L'optimisation de forme classique modifie la représentation paramétrique des frontières du domaine. En faisant bouger les frontières des domaines, on peut rechercher une meilleure solution parmi l'ensemble de toutes les structures obtenues par transformation homéomorphe de l'objet originale. Dans ce cas, il est clair que l'on peut admettre un changement des dimensions transversales aussi bien qu'une modification de la configuration de l'objet, mais il n'est certainement pas permis d'altérer sa connectivité ou sa nature, notamment le nombre de ses composantes. L'objet optimal présente la même topologie que l'objet initial.

Enfin, l'*optimisation topologique* (figure I.4 en bas) permet de modifier plus fondamentalement la nature de l'objet. La topologie désigne le nombre et la position des composantes des domaines. Cette fois, la géométrie de l'objet est envisagée sans aucun a priori sur la connectivité des domaines ou les composants présents dans la solution. On ne se donne aucune information initiale sur la topologie de la forme optimale.

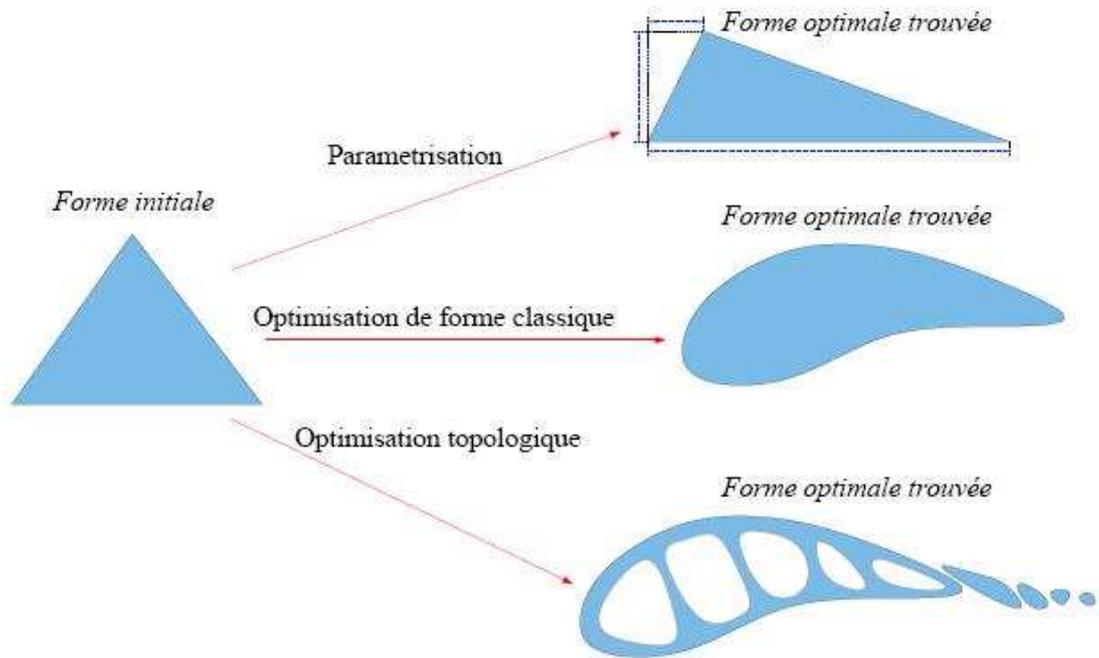


Figure I.4 Les 3 classes de problèmes pour l'optimisation des structures.

Il est évident que les gains de performance sont une fonction croissante de la liberté dont on dispose pour réaliser l'optimisation. Ainsi, la flexibilité disponible avec une topologie variable permet des gains de performance très significatifs et nettement supérieurs à ceux obtenus par une méthode d'optimisation de forme paramétrique.

La première difficulté est fondamentalement liée à la nature de l'optimisation géométrique, de forme ou topologique. Le modèle de la forme de l'objet doit être choisi avant le processus d'optimisation qui ne pourra le modifier. La solution trouvée est découverte parmi la classe de contours initialement définie pour la modélisation. La recherche d'une meilleure forme sur des bases rationnelles échappe complètement à la stratégie de l'optimisation géométrique classique, pour sortir d'une classe de solutions, il faut recourir à une autre formulation du problème. L'optimisation de forme permet de modifier les contours de l'objet ce qui nous permet d'avoir plus de degrés de liberté. Pour obtenir une forme optimale sans aucun a priori sur la topologie, il faut utiliser l'optimisation topologique qui permet d'avoir une forme libre de l'objet en recherchant la distribution optimale de matière.

La seconde difficulté est inhérente à la solution des problèmes d'optimisation d'un paramètre distribué tel que celui des propriétés matérielles sur un domaine de conception. L'existence et

L'unicité de l'optimum sont loin d'être évidentes. Le calcul de la solution est alors mis en difficulté.

Parmi les méthodes utilisées pour résoudre le problème d'optimisation numérique en CAO, nous décrivons successivement une méthode d'analyse de sensibilité s'appliquant à la géométrie, la méthode des courbes des niveaux (level-set) [11] s'appliquant aux contours et la méthode du gradient topologique [12] [13] s'appliquant à la topologie. La méthode d'homogénéisation [14] permettant de relaxer les problèmes d'optimisation de forme et d'optimisation topologique est finalement présentée.

I.4.2 Modélisation numérique par la méthode des éléments finis (MEF)

Il existe plusieurs variétés de techniques permettant de modéliser un dispositif hyperfréquence. Dans le cadre de ces travaux, la méthode des éléments finis (MEF) [15] a été employée via le logiciel EMXD. Ce logiciel, conçu à XLIM, est dédié à la résolution des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel.

Ce logiciel s'applique de façon générale à l'étude de circuits planaires ou volumiques actifs ou passifs, fermés, c'est à dire bornés par des murs électriques (CCE) ou magnétiques (CCM), ou ouverts en utilisant des conditions absorbantes (PML et CLA). La structure à analyser dont la géométrie est définie par un maillage en 2 ou 3 dimensions peut être composée de milieux linéaires, inhomogènes, isotropes ou anisotropes, avec ou sans pertes.

L'excitation des dispositifs microondes est réalisée par accès distribués définis par des plans, dans lesquels est effectué une décomposition modale ou par accès linéiques représentés par des segments sur lesquels sont définis des relations de type tension-courant.

Une analyse à l'aide du logiciel EMXD se déroule comme suit :

- La première étape consiste, au moyen de logiciels de maillage (Flux Hyper ,GMSH ou Modulef), à décrire la géométrie de la structure, puis à la discrétiser en éléments simples, soit par des segments en une dimension, soit par des triangles en deux dimensions, soit par des tétraèdres en trois dimensions. Il est important de noter qu'il est possible de diminuer la taille du dispositif étudié en considérant des plans de symétrie, ce qui permet de réduire considérablement les temps de calcul.

- Une fois la structure maillée, la seconde étape consiste à résoudre l'équation d'ondes décrivant les équations de Maxwell, en prenant en compte les conditions aux limites et les conditions d'excitation du dispositif.

Par la MEF, les équations de Maxwell sont résolues pour chaque élément afin de déterminer le champ électrique (formulation électrique) ou le champ magnétique (formulation magnétique).

En formulation électrique et en se limitant à des accès distribués pour simplifier la notation, l'équation à résoudre est :

$$\begin{aligned}
 &\text{Trouver } \vec{E} \in H(\text{rot}, V) \text{ tel que } \forall \vec{\phi} \in H(\text{rot}, V), \\
 &\quad \iiint_V (\mu^{-1} \vec{\nabla} \times \vec{E}) \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{\phi}) \, dV - \omega^2 \iiint_V \epsilon \vec{E} \cdot \vec{\phi} \, dV \\
 &\quad = -j\omega \sum_{k=1}^m (a_k - b_k) \iint_{S_k} \vec{J}_0^k \cdot \vec{\phi} \, ds \\
 &\quad \vec{E}_{|S_l} = (a_l + b_l) \vec{E}_0^l \text{ sur } S_l
 \end{aligned} \tag{I-7}$$

avec :

V : volume de la structure

\vec{E} : champ électrique,

m : nombre d'accès,

S_k : surface définie comme plan d'accès distribué,

$(\vec{E}_0^k, \vec{J}_0^k)$: champ et courant de référence à l'accès $k = 1, \dots, m$, correspondant à

l'onde entrante et normés à une puissance unitaire,

a_l, b_l : coefficients des ondes entrante et sortante à l'accès $l = 1, \dots, m$.

La résolution du système matriciel peut être envisagée de deux manières différentes:

- En oscillations libres, le second membre de l'équation (I-7) est inexistant, il n'y a pas d'accès. La résolution de ce système aux valeurs et vecteurs propres généralisé permet d'aboutir aux fréquences de résonance et à la répartition des champs électromagnétiques dans le dispositif, et permet de déterminer le facteur de qualité à vide Q_0 .
- En oscillations forcées, le second membre est conservé. La fréquence est alors imposée et une décomposition modale dans les accès distribués du dispositif permet d'établir les modes propagatifs et évanescents. La résolution du système permet d'aboutir à la matrice de répartition $[S]$ entre les plans d'accès du dispositif. Il est

important de préciser qu'il est possible de visualiser la répartition des champs électromagnétiques.

Nous allons maintenant présenter différentes méthodes d'optimisation structurelle applicables à ce type de modélisation.

I.4.3 Optimisation géométrique par analyse de sensibilité

Il y a plusieurs manières de décrire l'optimisation géométrique d'un modèle numérique ; nous présenterons ici la méthode développée par J.P. Webb [16] [17]. L'approche développée calcule la sensibilité des paramètres S par rapport au changement géométrique et utilise également la méthode des éléments finis pour modéliser les structures.

La méthode des éléments finis présentée dans le paragraphe précédent conduit à résoudre, après discrétisation, le système d'équations :

$$\begin{aligned} A E &= -j\omega J_0(a-b) \\ J_0^* E &= J_0^* E_0(a+b) \end{aligned} \tag{I-8}$$

avec, en notant n le nombre de degrés de liberté de la méthode des éléments finis (nombre d'inconnues du problème) et en rappelant que m est le nombre d'accès :

- A matrice $n \times n$ représentant l'opérateur de Maxwell,
- J_0 et E_0 matrices $n \times m$ correspondant aux courants et champs de référence dans les accès : $J_0^* E_0 = -2\mathbb{I}_{m \times m}$ pour des accès sans perte,
- a et b vecteurs colonne d'ordre m des coefficients correspondants.
- E vecteur colonne d'ordre n représentant le champ.

Le but étant de trouver la matrice de répartition S de type $m \times m$ telle que : $b = S a$.

On peut résoudre le système (I.8) de deux manières :

- En traitant d'abord la première équation :

$$\begin{aligned} A X = J_0 &\Rightarrow E = -j\omega X(a-b) \\ J_0^* E = -j\omega J_0^* X(a-b) &= -2(a+b) \Rightarrow S = -(2\mathbb{I}_{m \times m} + j\omega J_0^* X)^{-1}(2\mathbb{I}_{m \times m} - j\omega J_0^* X) \end{aligned} \tag{I-9}$$

Les colonnes de la matrice X , de type $n \times m$, sont appelées *solutions élémentaires* ; c'est cette technique qui est utilisée dans EMXD.

- En traitant d'abord la seconde équation :

$$J_0^* E = -2(a+b) \Rightarrow b = -a - \frac{1}{2} J_0^* E \quad (\text{I-10})$$

$$A E = -j\omega J_0 (a-b) \Rightarrow (A + \frac{1}{2} j\omega J_0 J_0^*) E = -2j\omega J_0 a$$

En notant $K = A + \frac{1}{2} j\omega J_0 J_0^*$ et R la matrice $n \times m$ solution de $K R = J_0$ on obtient

$E = -2j\omega R a$ et la matrice de répartition $S = j\omega J_0^* R - \mathbb{I}_{m \times m}$; c'est la méthode retenue par J.P. Webb.

La matrice A représente le système où tous les accès sont en circuit ouvert alors que, pour la matrice K , ils sont tous adaptés. Cette matrice K ne contient que les singularités (résonances) physiques alors que, pour A , la fermeture des accès par des murs magnétiques introduit des résonances supplémentaires qui ne sont pas intrinsèques au dispositif.

Le calcul avec la matrice K ne peut qu'être plus stable.

En se plaçant dans le contexte du papier de J.P. Webb, le calcul de la dérivée de S_{ij} par rapport à une variable g définissant la géométrie se réalise par la technique de dérivation rapide de Céa ; on construit le lagrangien suivant :

$$L(g, W, P) = S_{ij}(R(g)) + \text{tr } P^T (J_0 - K W) \quad (\text{I-11})$$

On a clairement $S_{ij}(R(g)) = L(g, R, P), \forall P$, ce qui permet d'écrire :

$$\begin{aligned} \frac{d S_{ij}}{d g} &= \frac{d}{d g} L(g, R, P) \\ &= \text{tr} \left(\left(\frac{d S_{ij}}{d R} \right)^T - P^T K \right) \frac{d R}{d g} + \text{tr } P^T \left(\frac{d J_0}{d g} - \frac{d K}{d g} R \right) \end{aligned} \quad (\text{I-12})$$

En choisissant P solution de $K^T P = \frac{d S_{ij}}{d R}$ on arrive à :

$$\frac{d S_{ij}}{d g} = \text{tr } P^T \left(\frac{d J_0}{d g} - \frac{d K}{d g} R \right) \quad (\text{I-13})$$

En s'interdisant de modifier les accès ($\frac{d J_0}{d g} = 0$) et en supposant les accès sans perte

($J_0 \in \mathbb{R}^{n \times m}$) il reste :

$$\frac{d S_{ij}}{d g} = -\text{tr} P^T \frac{d K}{d g} R \quad (\text{I-14})$$

Il ne manque plus que P ; comme $S_{ij} = j\omega(J_0^* R)_{ij} - \delta_{ij} \Rightarrow \frac{d S_{ij}}{d R_{*,i}} = j\omega J_{0*,i} \delta_{j,i}$ et que l'opérateur est supposé symétrique ($A^T = A \Rightarrow K^T = K$), on obtient $P_{*,i} = -j\omega R_{*,i} \delta_{j,i}$ et donc finalement :

$$\frac{d S_{ij}}{d g} = j\omega (R_{*,i})^T \frac{d K}{d g} R_{*,j} \quad (\text{I-15})$$

Après le calcul des champs aux accès, on calcule la dérivée précédente sans avoir besoin de résoudre un problème supplémentaire.

La figure I.5 présente une application de cette méthode pour adapter la structure à l'accès 1. On trouve la valeur maximale des pertes en réflexion ($1/|S_{11}|$) à 37.8 dB pour $g/b=0.2$.

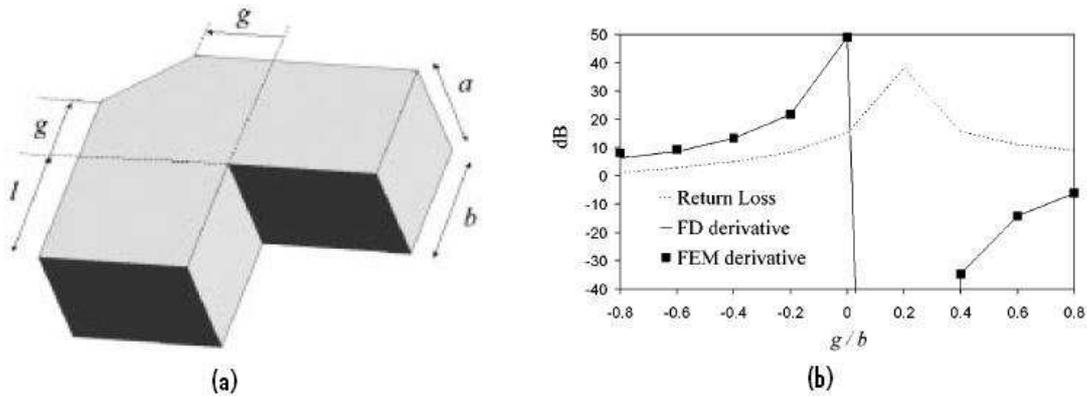


Figure I.5 Guide d'onde rectangulaire (a) et variation des pertes en réflexion en fonction de g/b .

I.4.4 Optimisation de formes par la méthode des courbes de niveaux

La méthode des courbes de niveau est une méthode d'optimisation de forme applicable dans le contexte d'une modélisation numérique par la méthode des éléments finis. Cette méthode est présentée ici de manière générale et sera détaillée dans le troisième chapitre dans le contexte de l'optimisation de forme de composants hyperfréquences.

La méthode consiste à représenter les interfaces implicitement par une courbe ou une surface de niveaux (*level set* en anglais). Elle permet de modifier la forme de l'interface (figure I.6) voire sa topologie. Cette méthode a été appliquée pour traiter de nombreux problèmes physiques, notamment en mécanique des fluides ou en mécanique des matériaux [18].

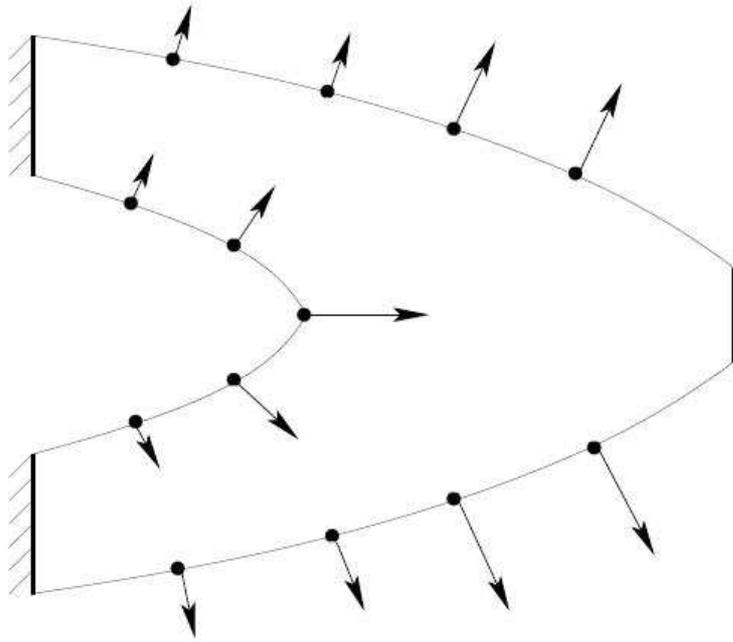


Figure I.6 Optimisation par la méthode de courbes de niveaux.

Afin de rechercher l'évolution d'une interface, il est tout d'abord nécessaire de la décrire. Un moyen très commode est de la représenter par une fonction.

Osher et Santosa [19] se sont intéressés à des problèmes d'optimisation topologique multimatériaux dans le domaine des systèmes en vibration. Partant d'une configuration de matière donnée, dont les fréquences propres résident dans un intervalle non admissible, ils recherchent alors, par exemple, à déplacer ces fréquences le plus loin possible de cet intervalle. Pour cela, ils s'autorisent des changements de géométrie et un ajout ou une suppression de masse. Les contraintes peuvent être d'ordre géométrique en prescrivant une certaine topologie, d'ordre mécanique en satisfaisant une certaine compliance ou d'une toute autre nature.

Nous présentons dans cette partie la méthode des courbes de niveaux développée par G.Allaire et F.Jouve [20], dans laquelle la vitesse de propagation de l'interface est calculée sur la base d'une méthode de variation de frontière en dérivant la fonction objectif (autrement dit fonction coût) par rapport à la forme. Cette dérivée est alors utilisée comme vitesse

normale sur la frontière libre pour faire évoluer celle-ci au cours du processus d'optimisation. Le vide est ici simulé par un matériau très mou et la déformation de l'interface s'effectue en utilisant l'équation d'Hamilton-Jacobi classique pour la fonction levelset. G. Allaire a développé cette méthode principalement pour des applications dans le domaine de mécanique et d'élasticité linéaire.

La méthode consiste à définir un domaine borné Ω occupé par le matériau et un espace de travail D qui contient toutes les formes admissibles de Ω .

Pour appliquer une méthode de gradient au problème de minimisation de la fonction de coût $J(\Omega)$, ils calculent une dérivée de forme du domaine Ω , celui-ci étant déformé de manière infinitésimale par : $\Omega_\theta = (Id + \theta)\Omega$.

L'expression de la dérivée est:

$$J'(\Omega)(\theta) = \int_{\partial\Omega} v \theta \cdot n ds \quad (I-16)$$

La direction de descente est alors définie en introduisant le champ de vecteurs $\theta = -v \cdot n$, tel que la mise à jour de Ω est donnée par :

$$\Omega_t = (Id + t\theta)\Omega \quad (I-17)$$

Pour $t > 0$, qui est un petit pas de descente, la décroissance de la fonction objectif est assurée par le schéma suivant :+

$$J(\Omega_t) = J(\Omega) - t \int_{\partial\Omega} v^2 ds + o(t^2) \quad (I-18)$$

La méthode de sensibilité peut s'implémenter dans un cadre Lagrangien. Pour cela, il suffit de mailler le domaine Ω et de déformer la frontière du maillage grâce à la direction de descente θ . Cependant, ce type d'implémentation souffre au moins de deux inconvénients. Tout d'abord, si la déformation est trop importante, il est nécessaire de remailler, ce qui peut s'avérer très coûteux et introduire des instabilités. De plus, des parties initialement disjointes de la frontière peuvent avoir tendance à se rapprocher jusqu'au contact. Il est alors très difficile de prendre en compte des changements de topologie avec de telles méthodes de suivi de frontière. La méthode Eulérienne des courbes de niveaux permet, elle, de capturer la forme sur un maillage fixe en évitant ces inconvénients. Pour cela, la fonction *level-set* utilisée est définie sur D par :

$$\begin{cases} \psi(x) = 0 & \Leftrightarrow x \in \partial\Omega \cup D, \\ \psi(x) < 0 & \Leftrightarrow x \in \Omega, \\ \psi(x) > 0 & \Leftrightarrow x \in (D \setminus \bar{\Omega}). \end{cases} \quad (I-19)$$

La normale n à la forme Ω est toujours donnée par $\frac{\nabla \psi}{|\nabla \psi|}$ et la courbure H est donnée par la divergence de n (celle-ci joue un grand rôle lorsqu'on veut introduire une pénalisation sur le périmètre). Ces quantités sont évaluées par différences finies car Allaire et Jouve travaillent sur des maillages rectangulaires. De nouveau, comme pour la vitesse dans l'équation du *level set*, H et n ne sont définis que sur la frontière $\partial\Omega$, mais des techniques associées à la méthode du *level-set* permettent d'étendre ces grandeurs à tout le domaine D .

On peut définir une direction de descente sur tout le domaine de travail D :

$$\theta = -v.n \quad (\text{I-20})$$

La composante normale $\theta.n = -v$ est ainsi la vitesse d'advection dans l'équation d'Hamilton-Jacobi :

$$\frac{\partial \psi}{\partial t} - v|\nabla \psi| = 0 \quad (\text{I-21})$$

Transporter Ψ est équivalent à bouger la frontière de Ω (la courbe de niveau 0 de Ψ) suivant la direction de descente $-J'(\Omega)$.

L'algorithme numérique peut se décomposer suivant les étapes suivantes :

- Initialisation de la fonction *level-set* Ψ_0 correspondant à une forme initiale Ω_0 .
- Itération jusqu'à convergence, pour $K \geq 0$:
 - Calcul de l'état u_k (calcul direct), p_k (état adjoint) pour la forme Ψ_k
 - Calcul du gradient de forme (vitesse) v_k
 - Transport de la forme par la vitesse v_k (résolution de l'équation I-21) pour obtenir une nouvelle forme Ω_{k+1} caractérisée par la fonction Ψ_{k+1}

Cette méthode a été appliquée principalement pour la conception des circuits mécaniques. La figure I.7 montre un cantilever optimisé par la méthode des courbes de niveaux avec une convergence vers un minimum local après 50 itérations.



Figure I.7 Cantilever optimisé par la méthode des courbes de niveaux : condition initiale (a), forme optimale (b).

I.4.5 Optimisation topologique par la méthode du gradient topologique

La méthode du gradient topologique est une méthode d'optimisation topologique applicable dans le contexte d'une modélisation numérique par la méthode des éléments finis. Cette méthode est présentée ici de manière générale et sera détaillée dans le second chapitre dans le contexte de l'optimisation topologique de composants hyperfréquences.

L'approche, appelée *asymptotique topologique*, est basée sur la sensibilité de la fonction objectif par rapport à l'introduction dans le domaine de calcul de trous infinitésimaux (figure I.8). Cette approche a été introduite par Schumacher [21], sous le nom de *bubble method*, dans le cadre de l'optimisation de la compliance en élasticité linéaire, avec conditions de Neumann sur le bord des trous. Sokolowski [22] a généralisé cette technique à d'autres critères, sous le nom de *dérivée topologique* ; néanmoins ses résultats se limitent à des conditions de Neumann sur le bord.

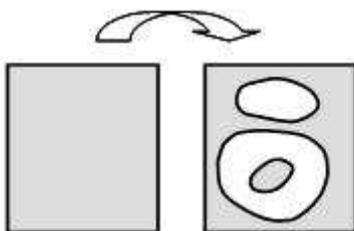


Figure I.8 Optimisation par la méthode de gradient topologique.

Cette méthode consiste à remplir ou vider le domaine avec un matériau pour trouver une forme optimale de l'objet. A première vue, il s'agit d'un problème d'optimisation en variables binaires (0,1) non différentiables. Mais on aperçoit qu'on peut calculer la variation d'un critère donné lorsque la fonction caractéristique passe de 0 à 1 ou de 1 à 0 dans une région de petite taille. Le but de cette approche d'optimisation topologique est d'obtenir un développement asymptotique du critère par rapport à la taille du trou.

En électromagnétisme, cette technique, couplée avec la méthode des différences finis (FDTD), a été appliquée à l'optimisation et à la conception d'antennes [23] [24] [25]. Mais jusqu'à l'heure actuelle, l'emploi de cette technique a été limité dans le domaine de la conception de dispositifs microondes tels que des filtres.

De manière générale, les problèmes d'optimisation de forme rencontrés dans les sciences de l'ingénieur peuvent être modélisés de la façon suivante :

$$\underset{\Omega \in \Omega_{ad}}{\text{Min}} \quad j(\Omega) \text{ et } j(\Omega) = J(u_\Omega) \quad (\text{I-22})$$

où u_Ω est la solution d'une équation aux dérivées partielles posée dans le domaine Ω et j ou J la fonction de coût. Comme tout processus d'optimisation, celui-ci partira d'un domaine initial Ω_0 pour construire, après une ou plusieurs itérations, un domaine optimal Ω_{opt} , recherché parmi l'ensemble de domaines admissibles Ω_{ad} .

Le processus itératif n'aura pas en général la prétention de fournir un optimum global, mais seulement une proposition se rapprochant d'un optimum local.

On considère un domaine $\Omega \subset \mathbb{R}^n, n = 2$ ou 3 . On se donne un trou de référence w , centré en 0, et de bord ∂w . On note $w_{x,y}$ le trou obtenu par translation et homothétie :

$$w_{x,\varepsilon} = \varepsilon w + x \quad (\text{I-23})$$

Le domaine troué par $w_{x,\varepsilon}$ est :

$$\Omega_{x,\varepsilon} = \Omega \setminus \bar{w}_{x,\varepsilon} \quad (\text{I-24})$$

Connaissant la forme des trous w que l'on veut faire dans le domaine Ω , ainsi que les conditions aux limites appliquées sur le bord de ces trous (Neumann, Dirichlet, champ tangentiel nul...), l'objectif du calcul de l'asymptotique topologique est de trouver une fonction $f(\varepsilon)$, positive, tendant vers 0 lorsque ε tend vers 0, et une fonction $g(x), x \in \Omega$ telles que :

$$j(\Omega_{x,\varepsilon}) - j(\Omega) = f(\varepsilon) g(x) + O(f(\varepsilon)) \quad (\text{I-25})$$

Sur le plan numérique, plusieurs tests ont prouvé l'efficacité de la méthode, notamment en élasticité et en électromagnétisme [26]. Ils ont montré que la simple observation du gradient topologique g fournissait une assez bonne idée de la forme à obtenir, tandis que la pratique d'itérations utilisant g comme direction de descente était plus précise mais au prix d'un coût de calcul évidemment beaucoup plus élevé.

La figure I.9 décrit ce principe, c'est la différence entre solution sans perturbation et solution avec perturbation.

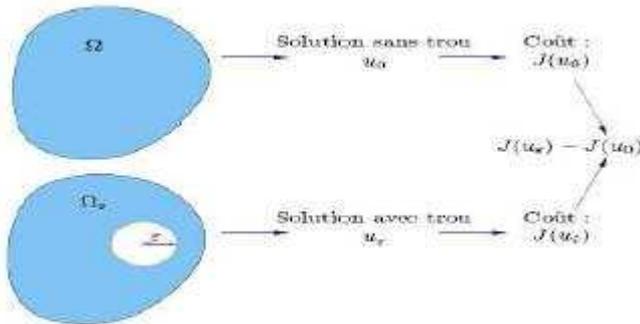


Figure I.9 Principe de l'asymptotique topologique

L'expression de l'asymptotique topologique dépend de nombreux paramètres, en particulier :

- Le type de problème traité : l'asymptotique topologique des équations de Maxwell n'a rien à voir avec celle des problèmes d'élasticité linéaire.
- Les conditions aux limites appliquées sur le bord du trou.
- La forme du trou et son orientation : une fissure infinitésimale n'aura pas forcément la même influence qu'un trou sphérique infinitésimal [27].

Le gradient topologique peut donner des idées ou aider les ingénieurs à effectuer certains choix de conception, mais on ne peut généralement pas se passer de l'intervention humaine pour traiter des cas complexes. Elle a par exemple servi à la conception de guides d'onde [28], [29] ou d'une antenne à résonateur diélectrique [30].

I.4.6 Relaxation des problèmes d'optimisation de formes et topologique par homogénéisation

La première idée pour déterminer la topologie d'une structure est de rechercher la fonction indicatrice du sous-domaine occupé par la matière. Malheureusement, le problème d'optimisation topologique n'est pas un problème facile car il accumule les complexités des problèmes de dimensionnement et de forme. De plus, le problème d'optimisation est mal posé car l'unicité et l'existence de sa solution ne peuvent être montrées. Pour surmonter cette difficulté, la seconde idée est de relaxer le problème afin de le placer dans un cadre adéquat, d'assurer l'existence de sa solution et finalement de pouvoir le résoudre par un procédé numérique.

L'idée principale de la méthode d'homogénéisation [31] [32] [33] consiste donc à optimiser une densité de matériau correspondant à une microstructure de milieu poreux, densité qui est une variable continue dans l'intervalle. On a ainsi relaxé le problème d'optimisation discret ce qui permet, entre autres, de calculer un gradient et d'optimiser la topologie de la forme. Il est essentiel de remarquer que cette méthode ne change pas le problème d'origine mais simplement qu'elle le fractionne en deux étapes : trouver des microstructures poreuses optimales à une échelle microscopique, puis optimiser la répartition macroscopique de densité de ces microstructures. L'application de cette méthode est limitée jusqu'à maintenant. Nous avons trouvé son application principalement dans le domaine de la mécanique [34]. Pour définir le problème d'optimisation, on se donne un domaine de travail (dans lequel doit s'inscrire la forme du mécanisme), un volume de matière disponible, des forces de chargement et un objectif, c'est-à-dire un champ de déplacements désiré sur une partie du domaine. On cherche alors la forme d'une structure élastique qui atteigne au mieux ce champ de déplacements cible, avec éventuellement des contraintes géométriques ou de rigidité.

Pour minimiser la somme pondérée de la compliance et du poids, le problème d'optimisation est défini par :

$$\inf_{\omega \subset \Omega} (J(\omega) = c(\omega) + \lambda |\omega|) \quad (\text{I-26})$$

avec :

- λ est le multiplicateur de Lagrange.

- Le poids de la forme est supposé proportionnel à son volume, noté $|\omega| = \int_{\omega} dx$.
- ω est une forme admissible du domaine de référence Ω obtenu en pratiquant une ou plusieurs perturbations dans Ω .

Le problème relaxé ou homogénéisé peut s'écrire :

$$\inf_{\omega \subset \Omega} J(\omega) = \min J(\theta, A^*) \quad (\text{I-27})$$

avec :

- $A^* \in G_{\theta}$
 $0 < \theta < 1$
- La loi de Hooke effective correspond à la microstructure A^* .
- G_{θ} est l'ensemble de toutes les lois de Hooke homogénéisées obtenues en mélangeant les phases A et B en proportion θ et $(1-\theta)$.
- θ représente la densité volumique locale de matériau.

La relaxation de problème nous permet toujours d'avoir une solution proche de l'optimum global, mais jusqu'à l'heure actuelle l'application de cette méthode est très limitée.

La figure I.10 montre une application de cette méthode pour optimiser la charge d'une structure sous une contrainte de poids (pont en 2D) [35].

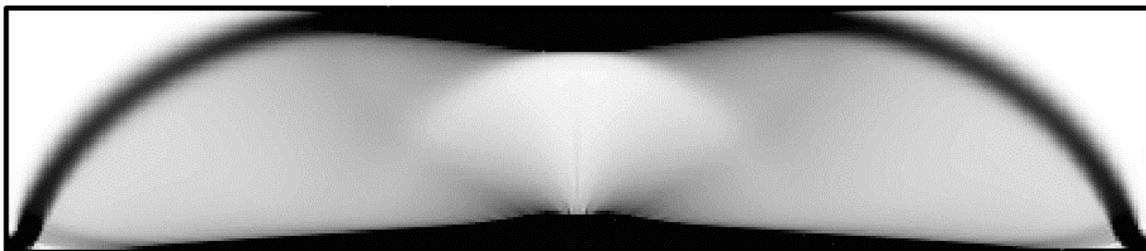


Figure I.10 Pont en 2D optimisé par la méthode d'homogénéisation.

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord quelques définitions introductives pour l'optimisation des structures en conception assistée par ordinateur. Nous avons ensuite classé les approches d'optimisation suivant leur nature. Les méthodes déterministes sont, en général, peu coûteuses, mais elles nécessitent souvent un point de départ et le calcul du gradient de la fonction objectif pour résoudre le problème. Les méthodes stochastiques ne nécessitent ni de point de départ, ni la connaissance du gradient pour atteindre la solution optimale, cependant elles demandent un nombre d'évaluations plus important avant d'arriver à la solution du problème.

Dans la deuxième section, nous avons présenté les différentes approches d'optimisation structurelle. Nous avons remarqué qu'il existe trois grandes familles. La première est l'optimisation géométrique qui nous permet de varier les dimensions de la structure sans toucher ni à la forme ni à la topologie. La seconde est l'optimisation de forme qui permet de changer la forme (contour) de la structure tandis que la topologie reste fixe, seulement la forme extérieure de la structure change. Nous avons trouvé dans la troisième catégorie, l'optimisation topologique qui nous offre la possibilité de changer la topologie de la structure c'est-à-dire la création ou l'élimination des trous infinitésimaux. Cette approche permet d'atteindre une solution sans connaître a priori en avance la forme optimale.

L'optimisation structurelle nous intéresse dans le domaine de l'électromagnétique. Pour cette raison, le sujet de cette thèse a consisté à développer la méthode du gradient topologique et la méthode des courbes de niveaux pour la conception des dispositifs hyperfréquences. Dans le deuxième et le troisième chapitre, nous présenterons le travail effectué pour implanter et valider respectivement le gradient topologique et la méthode de courbes de niveaux en électromagnétisme pour l'optimisation de composants hyperfréquences. Ces deux méthodes sont développées et validées numériquement comme expérimentalement.

I.6 Références

- [1] **J.C. Gilbert, J. Nocedal**
“Global convergence properties of conjugate gradient method for optimization”
SIAM Journal on Optimization, Vol. 2, No. 1, pp. 21-24, (1992).
- [2] **S.A.Vandar, M.C. Pinar**
“The rate of convergence of conjugate gradients”
Numerische Mathematik., Vol. 48, No. 5, pp. 543-560, (1986).
- [3] **P. Segalat**
“Méthodes de points intérieurs et de quasi-Newton”
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 20 décembre 2002.
- [4] **P. Y.Gupta**
“A modified simplex method for solving 1-norm Minimization problem in model predictive control”
The Canadian Journal of Chemical Engineering, Vol. 85, pp. 199-207, (2008).
- [5] **R. Duvigneau, M. Visonneau**
“Optimisation de forme par méthodes sans gradient pour écoulements incompressibles et turbulents”
XV^{ème} Congrès Français de Mécanique, Nancy, 3-7 Septembre 2001.
- [6] **H. Choo, A. Hutani, L. C. Trintinalia, H. Ling**
“Shape optimization of broadband microstrip antennas using genetic algorithm”
Electronics Letters, Vol. 36, No. 25, pp. 2057-2058, (2000).
- [7] **I. Chang-Hwan, J. Hyun-Kyo**
“Hybrid genetic algorithm for electromagnetic topology optimization”
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 5, pp. 2163-2169, (September 2003).
- [8] **S.Y. Wang, K. Tai, M.Y. Wang**
“An enhanced genetic algorithm for structural optimization”

- International Journal for Numerical Method in Engineering*, Vol. 65, No. 1, pp. 18-44, (Aug 2005).
- [9] **W. Tang, T. Liyong, Y. Gu**
“Improved genetic algorithm for design of truss structures with sizing, shape and topology variables”
International Journal for Numerical Method in Engineering, Vol. 62, No. 13, pp. 1737-1762, (Feb 2005).
- [10] **A. Kido A., H. Deguchi, M. Tsuji, M. Ohira**
“Multi-resonator generation in arbitrarily-shaped planar circuit filters by genetic optimization”
37th European Microwave Conference (Proceedings), pp. 1241-1244, 2007.
- [11] **J.A. Sethian, A. Wiegmann**
“Structural boundary design via Level Set and immersed interface methods”
Journal of Computational Physics, Vol. 163, No. 2, pp. 489-528, (2000).
- [12] **L. Jackowska-Strumillo, J. Sokolowski, A. Zochowski**
“The topological derivative method in shape optimization”
Proceedings of the 38th Conference on Decision and Control, Phoenix, Arizona, USA, Vol. 1, pp. 674-679, (1999).
- [13] **G. Kiziltas, D. Psychoudakis, L. Volakis, N. Kikuchi**
“Topology design optimisation of dielectric substrates for bandwidth improvement of a patch antenna”
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 10, pp. 2732-2743, (october 2003).
- [14] **G. Allaire, F. Jouve, H. Maillot**
“Topology optimization for minimum stress design with the homogenization method”
Structural and Multidisciplinary Optimization, pp. 87-98, (2004).
- [15] **M. Aubourg, P. Guillon, S. Verdeyme, V. Madrangeas**
“Modelling microwave boxed structures by 2D and 3D finite element method”
International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, No. 13, pp. 335-340, 1994.

- [16] **J.P. Webb**
“Design sensitivity of frequency response in 3-D finite-element analysis of microwave device”
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No. 2, pp. 1109-1112, March 2002.
- [17] **H. Akel, J.P. Webb**
“Design sensitivity for scattering-matrix calculation with tetrahedral edge elements”
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No. 4, pp. 1043-1046, July 2000.
- [18] **G. Allaire, F. De Gournay, F. Jouve**
“Optimisation de forme de micro-mécanismes compliants par la méthode des courbes de niveau”
Actes des 5ème Journées Nationales de Recherche en Robotique (JNRR'05), Guidel, pp. 111-116, (octobre 2005).
- [19] **J.S. Osher, F. Santosa**
“Level Set method for optimization problems involving geometry and constraints I. frequencies of a two-density inhomogeneous drum”
Journal of Computational Physics 171, pp. 272-288, (2001).
- [20] **F. De Gournay**
“Optimisation de formes par la méthode des lignes de niveau”
Thèse de Doctorat, Centre des mathématiques appliquées (CMAP), (7 juillet 2005).
- [21] **H.A. Eschenauer, V. Kobelev, A. Schumacher**
“Bubble method for topology and shape optimization of structures”
Journal of Structural Optimization, Vol. 8, pp. 42-51, (1994).
- [22] **J. Sokolowski, A. Zochowski**
“On the topological derivative in shape optimization”
SIAM Journal on Control and Optimization, Vol. 37, No. 4, pp. 1251-1272, (July 1999).
- [23] **Y.S. Chung, C. Cheon**

- “Optimal shape design of dielectric structure using FDTD and topology optimization”
IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Digest 1, pp. 2063-2066, 2001.
- [24] **Y.S. Chung, C. Cheon, S.Y. Hahn**
“Reconstruction of dielectric cylinders using FDTD and topology optimization technique”
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No.4, (July 2000).
- [25] **P. Guillaume**
“Dérivées d'ordre supérieur en conception optimale de forme”
Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, (9 Février 1994).
- [26] **S. Amstutz**
“Aspects théoriques et numériques en optimisation de forme topologique”
Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, (9 décembre 2003).
- [27] **P. Mader, M. Masmoudi, C. Mangenot**
“Topological asymptotic for waveguide optimization”
IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium Digest 1, pp 616-619, 2001.
- [28] **J. Pommier**
“L'asymptotique topologique en électromagnétique”
Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, (24 mai 2002).
- [29] **J.K. Byun, H. Park**
“Design of dielectric waveguide filters using topology optimization technique”
IEEE Transactions on Magnetics, 43 (4), pp. 1573-1576, (april 2007).
- [30] **T. Nomura, K. Sato, K. Taguchi, T. Kashiwa, S. Nishiwaki**
“Structural topology optimization for the design of broadband dielectric resonator antennas using the finite difference time domain technique”
International Journal for Numerical Methods in Engineering, Vol. 71, No. 11, pp. 1261, 1296, (2007).
- [31] **F. Murat, L. Tartar**

“Calcul des variations et Homogénéisation, les méthodes de l'Homogénéisation : théorie et applications en physique”

Eyrolles, pp. 319-369, (1985).

[32] **K. Lurie, A. Fedorov, A. Cherkhev**

“Regularization of optimal problems of design of bars and plates and solving the contradictions in a system of necessary condition of optimality”

Journal of Optimization Theory and Applications, Vol. 37, No. 4, pp. 523-543, (août 1982).

[33] **M.P. Bendsoe, N. Kikuchi**

“Generating optimal topologies in structural design using a homogenization method”

Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, Vol. 71, No. 2, pp. 197-224, (November 1988).

[34] **G. Allaire, E. Bonnetier, G. Francfort, F. Jouve**

“Shape optimization by the homogenization method”

Numerische Mathematik, Electronic Edition, pp. 293-300, (1999).

[35] **G. Allaire, Z. Belhachmi, F. Jouve**

“The Homogenization method for topology and shape optimization – single and multiple load case”

European Journal of Finite Elements, 5, pp. 619-648, (1996).

Chapitre II
**Optimisation de filtres hyperfréquences
par la méthode du gradient topologique**

II. OPTIMISATION DE FILTRES HYPERFREQUENCES PAR LA METHODE DU GRADIENT TOPOLOGIQUE

II.1 Introduction

Souvent, les ingénieurs hyperfréquences se basent sur une approche d'optimisation paramétrique faisant varier les dimensions géométriques par essais successifs pour optimiser les équipements destinés aux systèmes des télécommunications. Ces méthodes permettent d'améliorer plus ou moins sensiblement la conception imaginée par l'ingénieur, mais elles ne permettent pas de changer la topologie, pour aboutir à une conception originale, à laquelle l'ingénieur n'aurait pas pensé. Pour imaginer de nouveaux équipements de télécommunications, le gradient topologique est un candidat capable d'offrir de nouvelles structures à condition de pouvoir répondre aux exigences technologiques telles que des tolérances de fabrication.

La technique du gradient topologique a été couplée à la méthode des éléments finis dans le cadre du projet RNRT OTOP. Des travaux théoriques ont été effectués pour adapter cette technique à la conception de composants hyperfréquences, afin de repousser les limites actuelles de la conception paramétrique.

Les premiers travaux au laboratoire ont été effectués lors de la thèse d'Atousa Assadi-Haghi [1] pour optimiser la distribution de métallisation à la surface d'un substrat. Nous présenterons dans ce chapitre l'application de cette méthode en 3D pour optimiser la distribution de matériaux diélectriques dans un domaine volumique. Nos applications sont focalisées sur l'optimisation de forme des résonateurs diélectriques pour la conception de filtres hyperfréquences. L'utilisation de matériaux diélectriques permet une réduction de l'encombrement et de la masse du filtre mais la limite de cette technologie est classiquement le compromis entre le facteur de qualité (pertes du filtre) et l'isolation fréquentielle (performance hors bande). Pour les applications que nous présentons, le gradient topologique

permet de générer des formes complexes et la performance hors bande est améliorée sans affecter le facteur de qualité. Nous présentons aussi une application qui permet de construire un élément de couplage en céramique pour remplacer l'iris métallique en croix pour un filtre à résonateurs diélectriques (4 pôles).

II.2 La méthode du gradient topologique discret couplée à l'analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis

Le logiciel d'analyse électromagnétique EMXD, développé à l'XLIM par Michel AUBOURG, est utilisé pour construire un nouvel outil permettant de réaliser la synthèse de forme. La forme recherchée est composée de différents éléments topologiques ou patches. Chaque patch est composé d'un ou plusieurs éléments de maillage (triangle en 2D, tétraèdres en 3D).

Au cours de la construction itérative de la structure, l'état de certains patches est modifié, en affectant ou en supprimant une impédance de surface en 2D, ou en changeant les caractéristiques diélectriques en 3D (d'une permittivité ϵ_{r1} à une permittivité ϵ_{r2}). Les variables du problème correspondent à l'état des patches et possèdent donc des valeurs booléennes (0 ou 1).

Les patches dont l'état change sont choisis en fonction de la valeur d'un gradient. Ce gradient est exprimé par la variation d'un critère lors de changement d'état du patch.

La fonctionnalité du dispositif linéaire est définie dans notre cas par un critère dépendant des éléments de la matrice S . Cette matrice S s'obtient après analyse électromagnétique comme une fonction régulière du champ. Cette analyse peut se résumer à la résolution de L systèmes linéaires, où L est le nombre d'accès indépendants, et donc de sources pour le champ interne, ce qui revient à calculer des champs X_l correspondant à des excitations B_l :

$$A(\eta)X_l(\eta)=B_l \quad \forall \vec{\phi} \in H(rot,\Omega), l=1,\dots,L \quad (II-1)$$

A est l'opérateur de Maxwell, Ω est le domaine de calcul et B_l sont les sources d'excitation. A et B dépendent de η , un paramètre qui désigne l'amplitude de la perturbation de domaine. Pour faciliter l'écriture, on suppose pour la suite qu'il n'y qu'une seule source ($L=1$).

La forme d'un objet est donc synthétisée par la création ou l'élimination d'une métallisation ou par la modification d'un milieu au voisinage d'un point. L'équivalent mécanique est la

création d'un trou ou d'une inclusion arbitrairement petite, ce qui nous permet de changer la topologie de la structure.

On note η la perturbation de référence, centrée à l'origine de forme géométrique quelconque (cercle, triangle,..... en 2D, sphère, cylindre, tétraèdre,.... en 3D) et avec des conditions aux limites particulières. La perturbation de domaine correspondante centré au point x et de taille caractéristique h est alors:

$$\eta_{x,h} = x + h\eta \quad (\text{II-2})$$

Le nouveau domaine de calcul est noté $\Omega_{\eta_{x,h}}$.

En notant $c(\Omega_{\eta_{x,h}})$ le critère à minimiser, lequel n'est pas nécessairement dérivable en $h=0$, le problème consiste à trouver deux fonctions $f(h)$ et $g(x)$ qui vérifient:

$$c(\Omega_{\eta_{x,h}}) - c(\Omega) = f(h)g(x) + o(f(h)), \quad \begin{cases} f(h) \geq 0 \\ \lim_{h \rightarrow 0} f(h) = 0 \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Cette expression est appelée asymptotique topologique de c .

Un développement de M. Masmoudi [2] permet d'obtenir une expression correcte de ce gradient dans le cas général.

L'étude portant sur une perturbation infinitésimale $\eta_{x,h}$, localisée en un point x , l'idée est d'isoler cette perturbation dans un voisinage fixe D (figure II.1). Cette idée nous permet d'exprimer linéairement le courant sur Γ en fonction de la trace tangentielle du champ $X_{\Omega'}^{x,h}$ dans $\Omega' = \Omega \setminus D$. Cela définit un opérateur surfacique sur Γ pour le problème posé dans Ω' . On note A^0 et $A^{x,h}$ l'opérateur de Maxwell respectivement sans et avec perturbation et on utilise une notation analogue pour les champs.

Sous l'hypothèse que la perturbation n'affecte pas le support des sources, le problème (II-1) se décompose en deux parties:

$$\begin{aligned} A_{\Omega'}^0 X_{\Omega'}^{x,h} &= B^0 - B_{\Gamma}^{x,h} \\ A_D^{x,h} X_D^{x,h} &= B_{\Gamma}^{x,h} \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$

On impose la condition de continuité de la trace tangentielle des solutions élémentaires sur Γ

$$X_{D \setminus \Gamma}^{x,h} = X_{\Omega' \setminus \Gamma}^{x,h} \quad (\text{II-5})$$

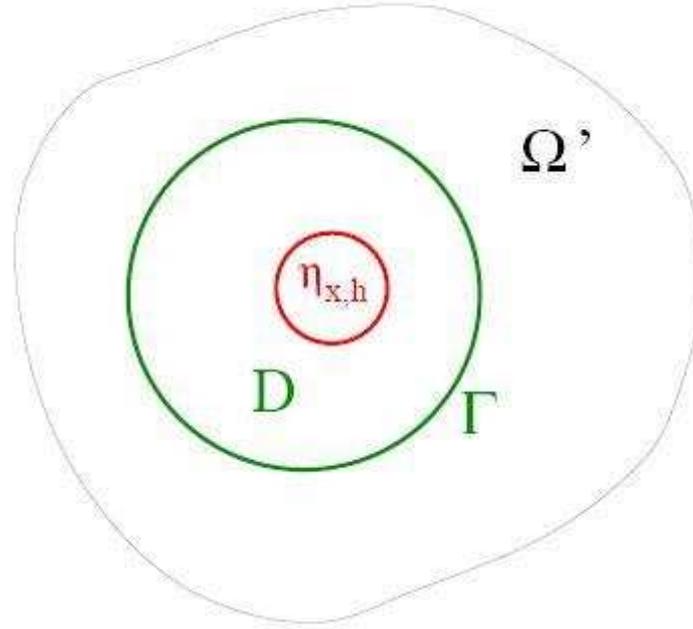


Figure II.1 Domaine de calcul.

Lorsque la perturbation tend vers 0 ($h \rightarrow 0$), le champ sur le bord Γ tend vers le champ qui existe sans perturbation, ce qui est vrai pour les perturbations envisagées : inclusions métalliques ou diélectriques. Autrement dit lorsque h est suffisamment petit, on ne fait pas trop d'erreur en remplaçant dans (II-5) la trace $X_{\Omega'}^{x,h}$ par X_{Ω}^0 (trace du champ sans perturbation) :

$$\begin{aligned} A_D^{x,h} X_D^{x,h} &= B_{\Gamma}^{x,h} \\ X_{\Omega'}^{x,h} /_{\Gamma} &= X_{\Omega}^0 /_{\Gamma} \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

Pour calculer la variation du critère après application d'une perturbation finie, on utilise la technique du lagrangien généralisé avec un critère qui est une fonction explicite du champ :

$$L(Y, \eta_{x,h}, P) = c(\Omega_{\eta_{x,h}}) + \text{Re Tr}(P^*(A^{x,h}Y - B)) \quad (\text{II-7})$$

où $L(Y, \eta_{x,h}, P)$ est le lagrangien, $c(\Omega_{\eta_{x,h}})$ est le critère et P , les multiplicateurs de Lagrange sont des variables supplémentaires, introduites pour relaxer le problème sous contrainte.

On peut réécrire le critère :

$$c(\Omega_{\eta_{x,h}}) = C(X^{x,h}) = L(X, \eta_{x,h}, P) \quad \forall P \quad (\text{II-8})$$

On obtient donc une expression du gradient:

$$g_{x,h} = c(\Omega_{\eta_{x,h}}) - c(\Omega) = C(X^{x,h}) - C(X^0) + \text{Re Tr}(P^*(A^{x,h}X^{x,h} - A^0X^0)) \quad (\text{II-9})$$

Si le critère C est une fonction linéaire du champ X , on peut écrire :

$$g_{x,h} = \text{Re} \left(\left(\partial_X C(X^0) \right)^T + P^* A^0 \right) (X^{x,h} - X^0) + \text{Re} \text{Tr} \left(P^* (A^{x,h} - A^0) X^{x,h} \right) \quad (\text{II-10})$$

En choisissant P solution de problème adjoint tel que :

$$(A^0)^* P = -\partial_E (C(X^0))^* \quad (\text{II-11})$$

le premier terme s'annule et il reste :

$$g_{x,h} = \text{Re} \text{Tr} \left(P^* (A^{x,h} - A^0) X^{x,h} \right) \quad (\text{II-12})$$

Comme les deux opérateurs de Maxwell ne diffèrent que sur le domaine D , on arrive à l'équation suivante :

$$g_{x,h} = \text{Re} \text{Tr} \left(P^* (A_D^{x,h} - A_D^{x0}) X_D^{x,h} \right) \quad (\text{II-13})$$

L'algorithme du gradient topologique est construit de la manière suivante :

1. Calcul des excitations (secondes membres) B et de l'opérateur de Maxwell non perturbé A^0 .
2. Factorisation de la matrice A^0 en vue de résoudre les problèmes directs et adjoints.
3. Calcul des champs X^0 sans perturbation (problèmes directs) par résolution des équations (II-1).
4. Calcul des dérivées du critère par rapport aux champs et des solutions P des problèmes adjoints par résolution des équations (II-11).
5. Pour chaque patch :
 - a. Calcul des opérateurs perturbés $A_D^{x,h}$ sur le voisinage D du patch et résolution des problèmes de Dirichlet locaux (II-6) avec des fonctions-test Ψ à traces tangentielles nulles sur Γ .
 - b. Calcul de la composante du gradient topologique discret correspondante à l'aide de l'équation (II-13).

A chaque itération, les éléments possèdent les gradients les plus négatifs changent d'état, en passant de 0 à 1 ou de 1 à 0.

II.3 Test de l'algorithme d'optimisation

Dans cette partie, la technique du gradient topologique est appliquée en 3D à l'optimisation de composants hyperfréquences. Le problème revient à trouver la distribution optimale de matériau diélectrique. Les éléments topologiques sont caractérisés par une permittivité relative ($\epsilon_r=9$ pour la céramique et $\epsilon_r=1$ pour l'air). Ces éléments topologiques sont définis en associant des éléments de maillage régulier pour former des éléments cubiques. Pour ces premières tests, nous avons essayé de retrouver le comportement fréquentiel d'un résonateur diélectrique de référence puis nous avons intégré des contraintes de faisabilité pour la conception de ce composant. Finalement, le résonateur est optimisé afin d'améliorer la performance hors bande.

II.3.1 Structure de référence

Ce premier cas consiste à retrouver la réponse en fréquence du résonateur diélectrique présenté sur la figure II.2. La référence est construite en sélectionnant 24 éléments topologiques à l'état 1 dont la réponse en fréquence est présentée sur la figure II.3. Ce résonateur, inclus dans une cavité métallique est excité par des iris couplés à des guides d'ondes rectangulaires. Le domaine d'optimisation comporte 160 éléments topologiques incluant les 24 éléments du résonateur de référence. La figure II.4 montre les 160 éléments topologiques dans une cavité, et la figure II.5 montre les réponses en fréquence lorsque tous les éléments sont à l'état 1 ou 0.

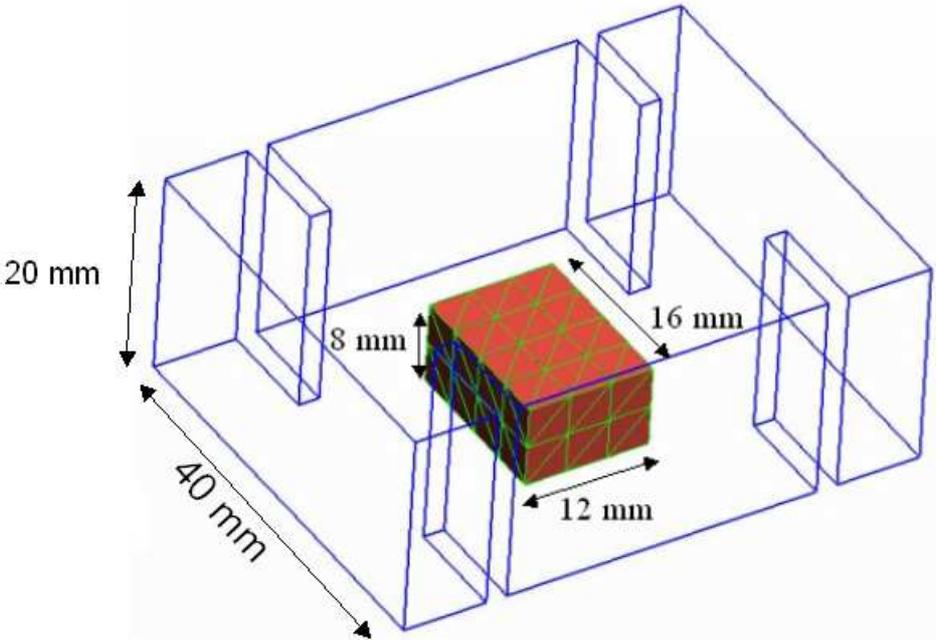


Figure II.2 Résonateur diélectrique de référence.

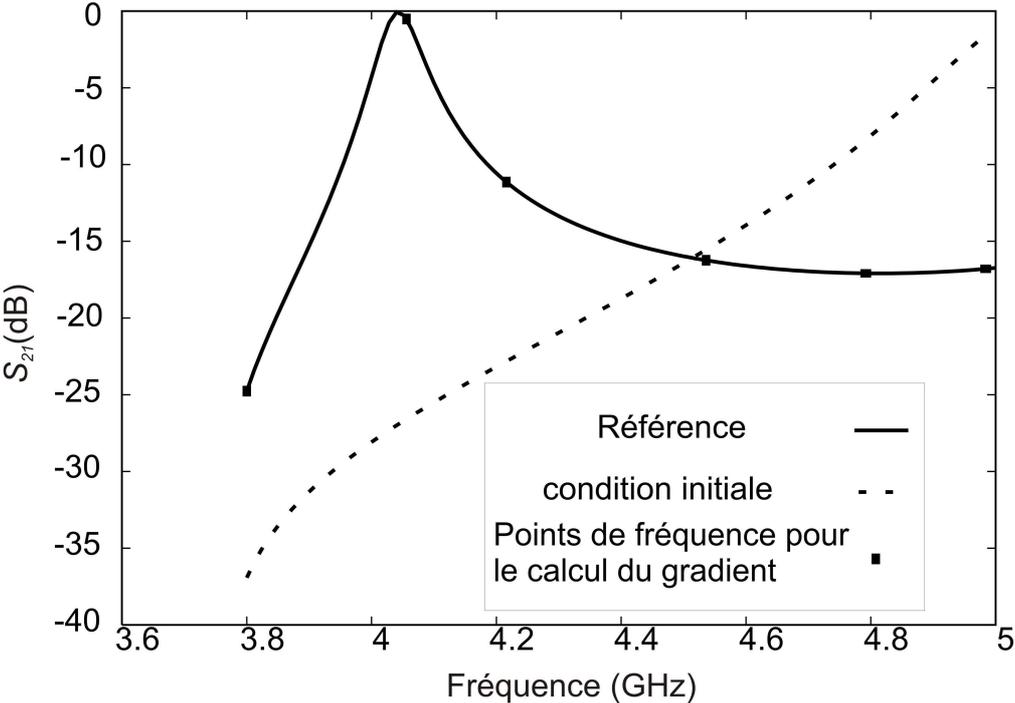


Figure II.3 Comportement fréquentiel du résonateur de référence et de la condition initiale (tous les éléments à l'état 0).

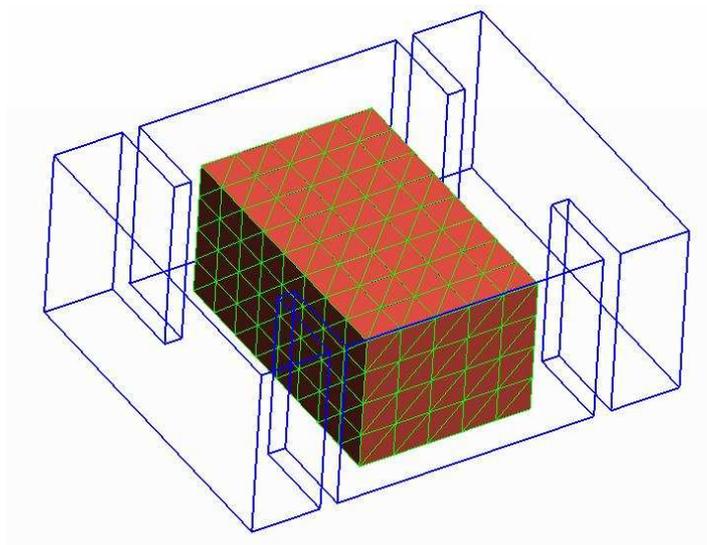


Figure II.4 Volume d'optimisation dans la cavité parallélépipédique.

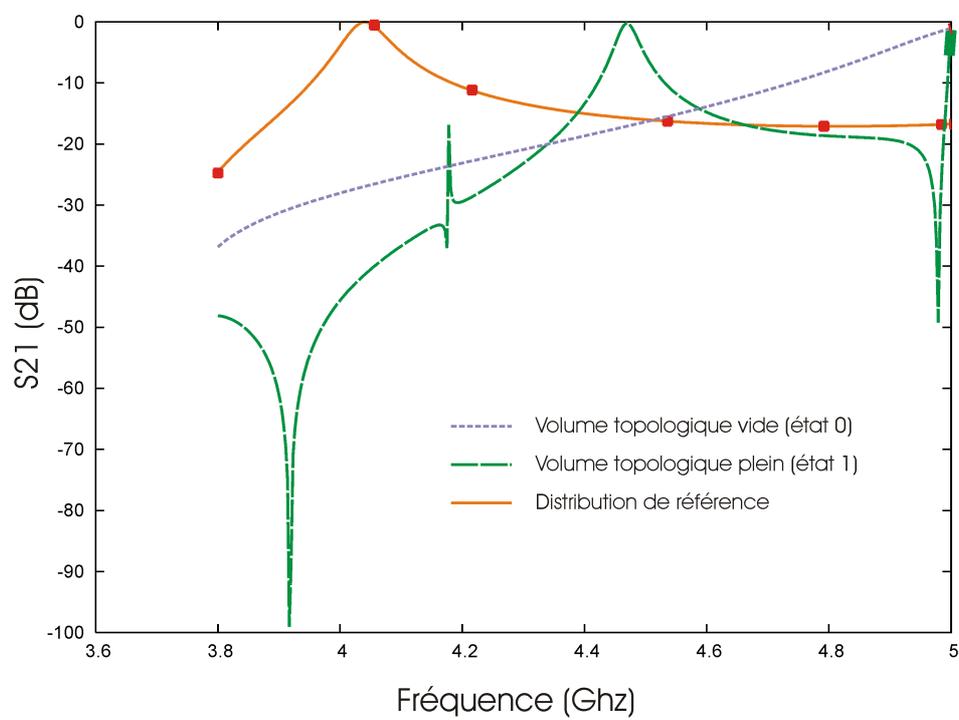


Figure II.5 Paramètres $|S_{21}|$ pour un volume d'optimisation à l'état 0 ou 1.

II.3.2 Optimisation par la méthode du gradient topologique

Le gradient topologique est appliqué afin de converger vers le comportement fréquentiel de référence. Pour ce cas, le point de départ sera la cavité vide (les 160 éléments sont à l'état 0). Les paramètres de répartition du résonateur de référence et de la condition initiale sont présentées sur la figure II.3. Pour calculer le gradient de la fonction d'erreur, 6 points de fréquence sont définis comme montré sur la figure II.3.

Le critère à minimiser J mesure l'écart en module entre le paramètre S_{21} en cours d'optimisation et le paramètre de répartition S_{21}^c du résonateur de référence. La fonction J est définie de cette manière :

$$J = \sum_{i=1}^N \left| -20 \log_{10} (|S_{21}^r(f_i)|) + 20 \log_{10} (|S_{21}^c(f_i)|) \right|^2 \quad (\text{II-14})$$

où N est le nombre de points de fréquence, S_{21}^c et S_{21}^r sont respectivement les paramètres de répartition S_{21} du résonateur en cours d'optimisation et de référence.

A chaque itération, tous les éléments possédant les plus forts gradients sont modifiés, en construisant (l'état d'un élément bascule de 0 à 1) ou détruisant (l'état d'un élément bascule de 1 à 0) le matériau diélectrique. L'optimisation stoppe après 6 itérations et l'évolution des paramètres de répartition (S_{21}) au cours de l'optimisation est présentée sur la figure II.6.

On montre bien que la convergence est atteinte après quelques itérations seulement. La forme optimisée (figure II.7) est cependant différente de celle de référence. Ce résultat montre donc bien que la méthode du gradient topologique est locale puisque que le minimum global (connu) n'est pas retrouvé. La forme optimisée est composée de deux blocs de diélectrique séparés dont un qui n'est pas en contact avec la cavité. Ce résultat étant prévisible. Une cavité chargée de diélectrique résonne à plusieurs fréquences, comme l'indique par exemple la figure II.5 pour un volume topologique plein. Il est ainsi naturel qu'au «passage» d'un mode à la fréquence de résonance recherché, une méthode locale reste bloquée. Le problème n'est pas effectivement contraint. Pour assurer que l'objet final sera réalisable, des contraintes additionnelles doivent être introduites dans l'algorithme.

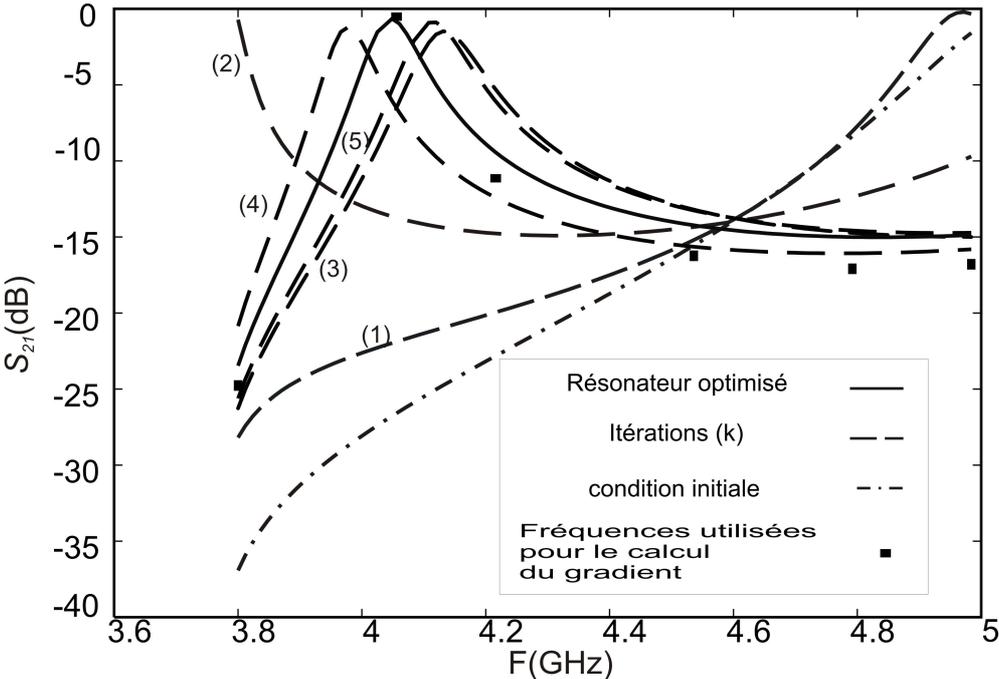


Figure II.6 Evolution de paramètre de répartition (S_{21}) au cours de l'optimisation.

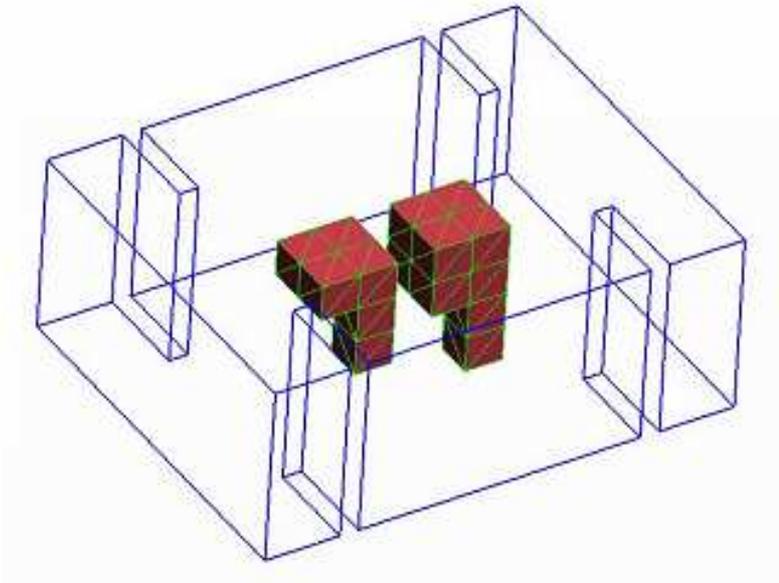


Figure II.7 Résonateur optimisé par l'algorithme du gradient topologique.

II.3.3 Contraintes de faisabilité

En 3D, des contraintes additionnelles doivent être considérées car les objets optimisés doivent être réalisables. Pour cela, chaque partie de l'objet doit être en contact avec une paroi de la cavité.

Dans notre cas, un contrôle est effectué a posteriori grâce à un algorithme vérifiant la continuité des éléments topologiques mis à 1 et le contact avec un mur. L'algorithme change la caractéristique (état d'élément passe de 1 à 0) de tout élément ne satisfaisant pas les conditions précédentes et l'optimisation reprend jusqu'à ce que la forme demeure inchangée après une vérification des contraintes de faisabilité.

Dans l'exemple précédent, une partie de l'objet optimisé est suspendue. En modifiant tous les éléments suspendus (voir figure II.9), l'algorithme du gradient topologique est redémarré. L'optimisation stoppe après une seule itération. Le paramètre de répartition S_{2I} optimisé est présenté sur la figure II.8 et la forme optimisée sur la figure II.9.

En analysant ces résultats, on remarque que malgré l'application de contraintes sur la forme, le comportement optimisé est proche de celui de référence. On peut conclure que l'algorithme converge vers une solution dont on peut assurer la faisabilité mais sans garantir qu'il s'agisse du minimum global bien évidemment.

Au-delà des précédents essais de convergence, cette première structure va nous servir à tester une expression du critère afin d'éliminer les résonances parasites.

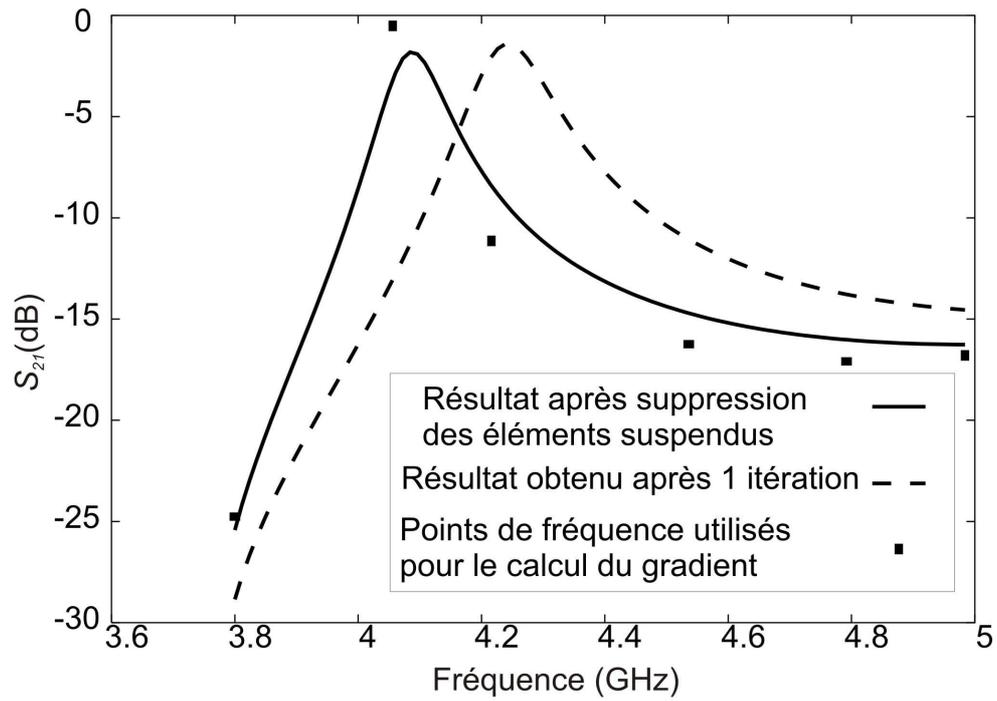


Figure II.8 Evolution des paramètres de répartition durant l'optimisation

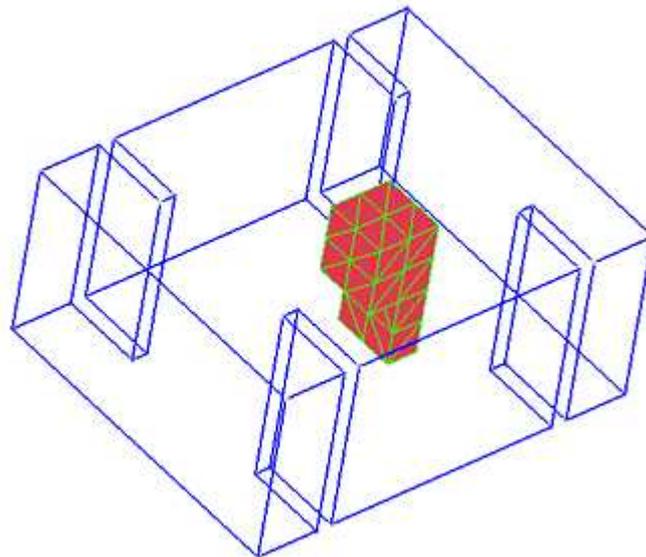


Figure II.9 Forme obtenue après introduction des contraintes de faisabilité.

II.3.4 Optimisation des performances hors bande

Dans ce cas, le but de l'optimisation est d'améliorer le comportement hors bande du résonateur de référence.

En analysant le résonateur de référence sur une large bande, une seconde résonance apparaît à 5.5 GHz. L'objectif d'optimisation consiste à conserver le même comportement entre 3.8 et 5 GHz et d'éliminer la seconde résonance. Pour satisfaire cet objectif, il s'agit de définir une fonction coût qui s'annule lorsque le paramètre de répartition est inférieur à une valeur spécifiée α_i , (figure II.10) et qui autrement donne la même erreur que l'expression (II-14).

Par conséquent, la fonction coût en dehors de la bande que l'on souhaite conserver devient :

$$J_i = \left[Re \left(\sqrt{20 \log_{10} \left(\left| S_{21}^c(f_i) \right| \right) + \alpha_i} \right) \right]^4 \quad (\text{II-15})$$

avec α_i , un paramètre réel positif, qui contrôle l'amplitude du paramètre de répartition S_{21} (valeur en dB) en une fréquence donnée.

Dans notre cas, $\alpha_i=18\text{dB}$. La contrainte de faisabilité définie ci-dessus est maintenue pour appliquer l'optimisation par le gradient topologique. Les résultats obtenus après 9 itérations sont présentés sur les figures II.11 et II.12. On remarque bien que la seconde résonance est décalée vers les hautes fréquences.

Nous avons montré un exemple de l'efficacité de cette méthode pour retrouver le comportement fréquentiel du résonateur de référence et une expression de la fonction coût pour améliorer la performance hors bande du résonateur. Dans les prochaines parties, nous présenterons l'application du gradient topologique à l'optimisation de filtres hyperfréquences à résonateurs diélectriques.

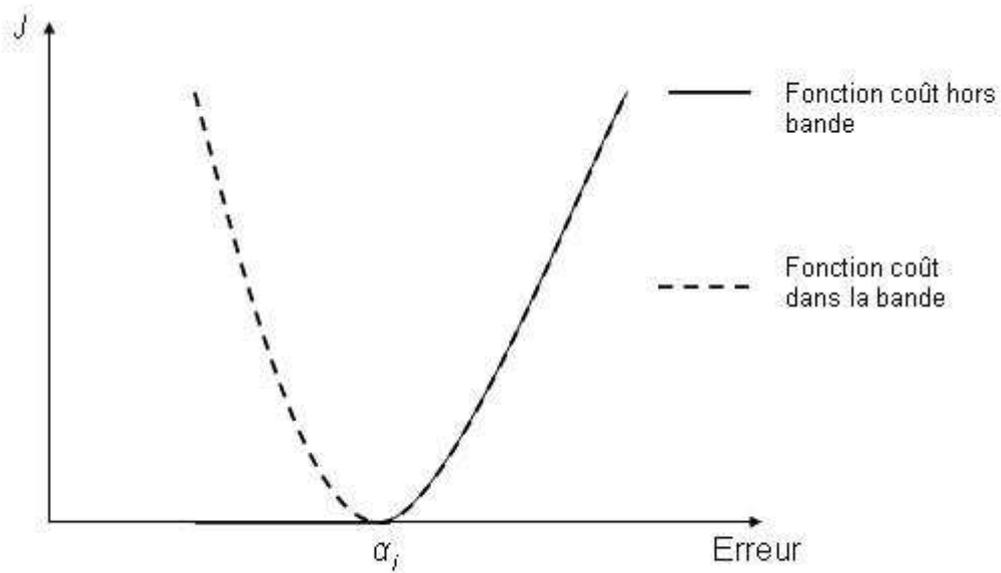


Figure II.10 Comparaison des expressions de la fonction coût utilisée dans la bande passante et de celle utilisée hors bande : la fonction coût converge vers la valeur spécifiée dans la bande et sous la valeur spécifiée hors bande

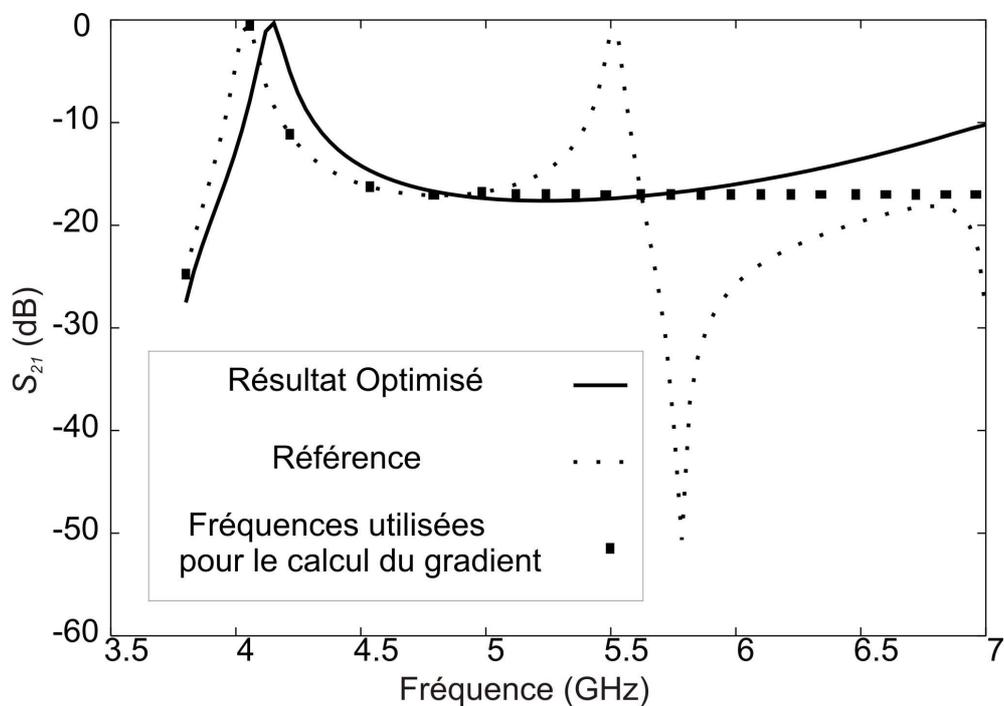


Figure II.11 Comparaison entre le comportement du résonateur de référence et du résonateur optimisé hors bande

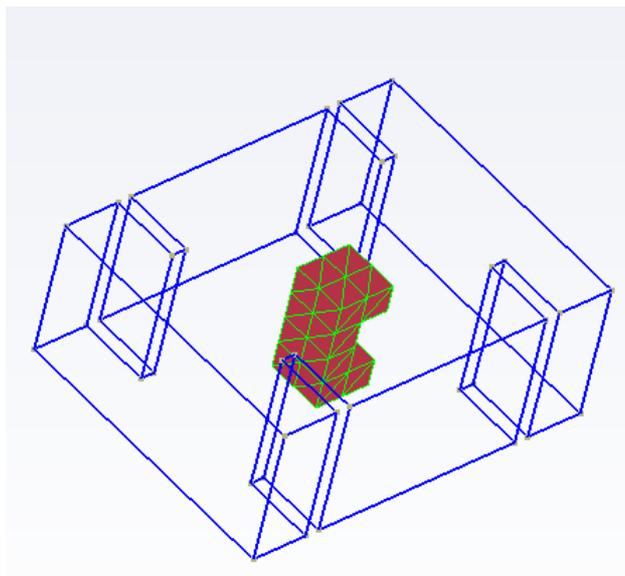


Figure II.12 Forme obtenue après optimisation des performances hors-bande en prenant en compte les contraintes de faisabilité.

II.4 Conception de filtres à résonateurs diélectriques

La charge utile d'un satellite de télécommunications comprend classiquement un sous-système répéteur qui a pour rôle de transposer en fréquence et d'amplifier les signaux de très faibles amplitudes reçus par l'antenne de réception. La figure II.13 présente la structure classique d'un sous répéteur.

Au sein de ce sous-système, les filtres à résonateurs diélectriques sont utilisés dans les démultiplexeurs (IMUX) et/ou les multiplexeurs (OMUX).

Ces résonateurs diélectriques présentent des facteurs de qualité à vide élevés suivant le matériau utilisé. De plus, ces résonateurs montrent une bonne stabilité thermique, un faible coût de fabrication ainsi qu'un encombrement et un poids moins important que les cavités métalliques résonantes, comme montré sur la figure II.14.

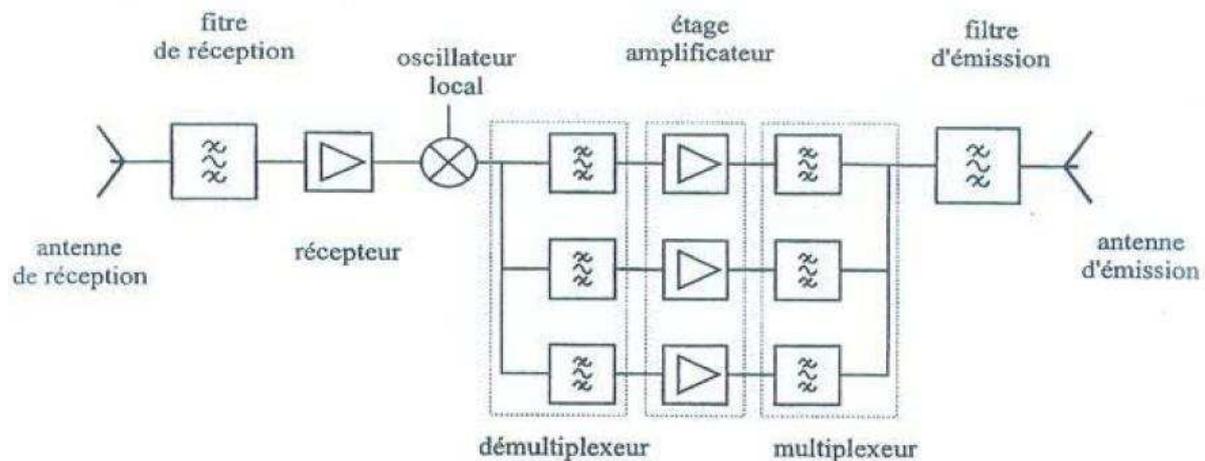


Figure II.13 Sous système répéteur d'une charge utile de satellite de télécommunications.

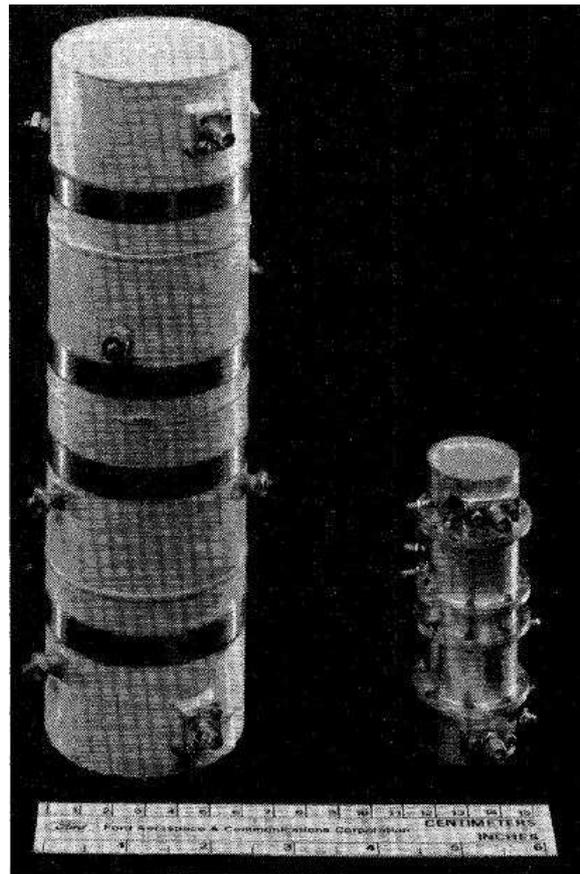


Figure II.14 Comparaison entre un filtre à cavités métalliques (à gauche) et un filtre à résonateurs diélectriques (à droite).

Les filtres à résonateurs diélectriques utilisent généralement des modes duaux [3]-[5] : deux modes résonants sont excités dans la même cavité. Cette technique permet la réduction par un facteur 2 du nombre de cavités pour répondre à une fonction de transfert donnée avec un nombre de pôles donné. Le nombre de pôles d'un filtre d'IMUX est d'environ 8 à 10 ce qui correspond à 4 ou 5 cavités. Un exemple de filtre à résonateurs diélectriques cylindriques est présenté sur la figure II.15.

La conception d'un filtre consiste à dimensionner les éléments résonants et les éléments de couplage afin de réaliser la fonction désirée. Classiquement, le dimensionnement des éléments impose un compromis entre le facteur de qualité et l'isolation spectrale du mode de travail. Le facteur de qualité est lié aux pertes tolérées dans la transmission du signal et l'isolation spectrale à la largeur de la bande stoppée.

Pour obtenir le compromis souhaité, le rapport de forme du résonateur diélectrique est généralement optimisé. Ce rapport de forme est par exemple le rapport entre la hauteur et le diamètre d'un résonateur diélectrique cylindrique. Pour améliorer ce compromis, l'utilisation

du gradient topologique, permet peut être de générer des formes arbitraires optimales d'un point de vue de l'une ou l'autre des contraintes.

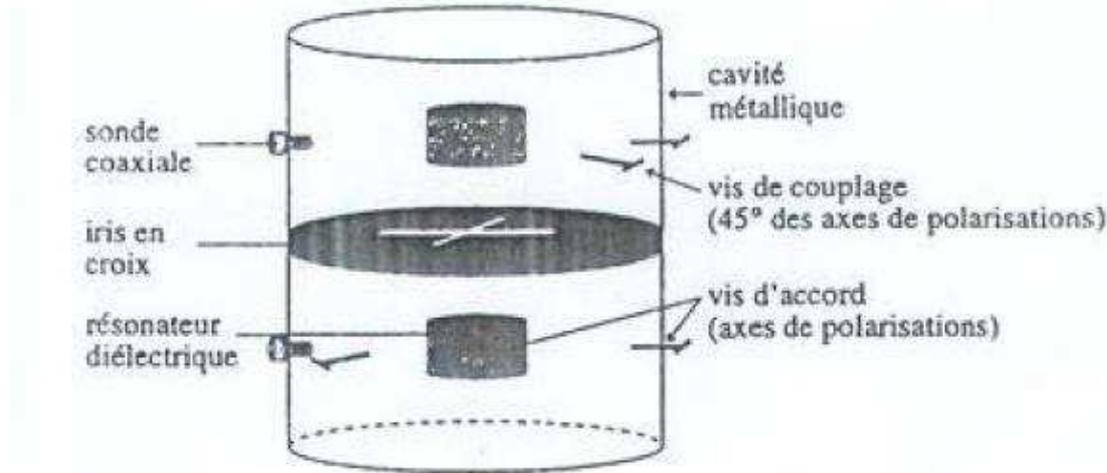


Figure II.15 Filtre à résonateurs diélectriques cylindriques.

II.4.1 Filtre à 2 pôles

II.4.1.1 Conception de référence

Une structure de référence, présentée sur la figure II.16, est constituée d'un résonateur diélectrique placé dans une cavité parallélépipédique. Ce résonateur est coupé en un coin pour coupler les deux polarisations du mode de résonance. Le coefficient de couplage est ajusté en fonction des dimensions de l'encoche lorsque le filtre est faiblement excité :

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (\text{II-16})$$

où f_1 et f_2 sont les fréquences de résonance de deux polarisations.

Les deux polarisations sont excitées par des iris rectangulaires connectés à des guides d'ondes standards (bande X).

Le facteur de qualité extérieur est ajusté par les dimensions de l'iris et peut être calculé pour un résonateur carré (monomode) sans pertes par la relation :

$$Q_e = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{II-17})$$

où f_0 est la fréquence de résonance et Δf est la bande passante à -3dB.

Les dimensions de l'encoche dans le résonateur et celles de l'iris sont optimisées pour obtenir une bande passante d'environ 400 MHz à 10 GHz. Ce dispositif constitue un filtre 2 pôles dont la réponse en fréquence est présentée sur la figure II.23.

Ce filtre présente donc une bande passante utile vers 10 GHz et une autre résonance, parasite, vers 12.6 GHz. Le but de l'optimisation consiste à retrouver la bande passante vers 10 GHz et à éliminer ou atténuer le niveau de la transmission parasite au-dessous de -30 dB de 12 à 15 GHz.

Nous avons fabriqué le résonateur diélectrique par le procédé de stéréo-lithographie céramique présenté en annexe (annexe 1). La réponse mesurée est présentée sur la figure II.18. On remarque qu'il y a un décalage vers les hautes fréquences par rapport à la simulation. Ce décalage est notamment attribué à l'épaisseur du résonateur fabriqué qui est évalué à 1.9 mm alors qu'il était de 2.032 mm en simulation.

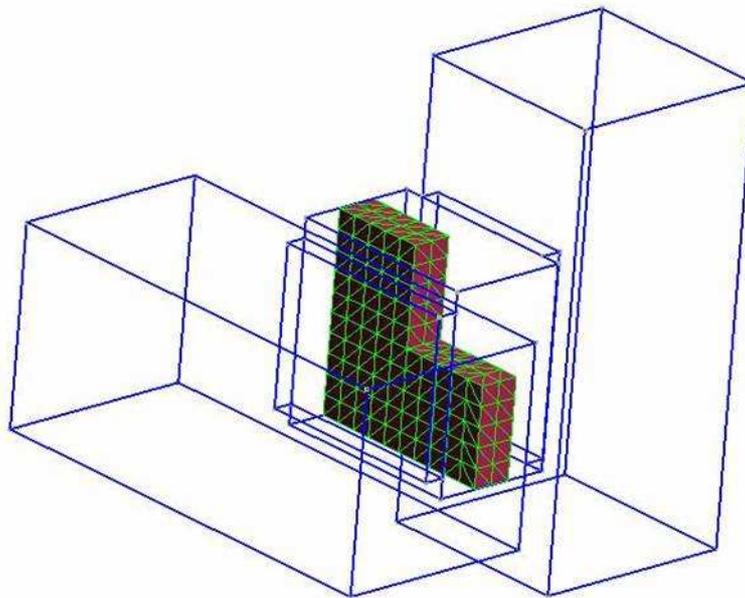


Figure II.16 Filtre 2 pôles à résonateur diélectrique de référence.

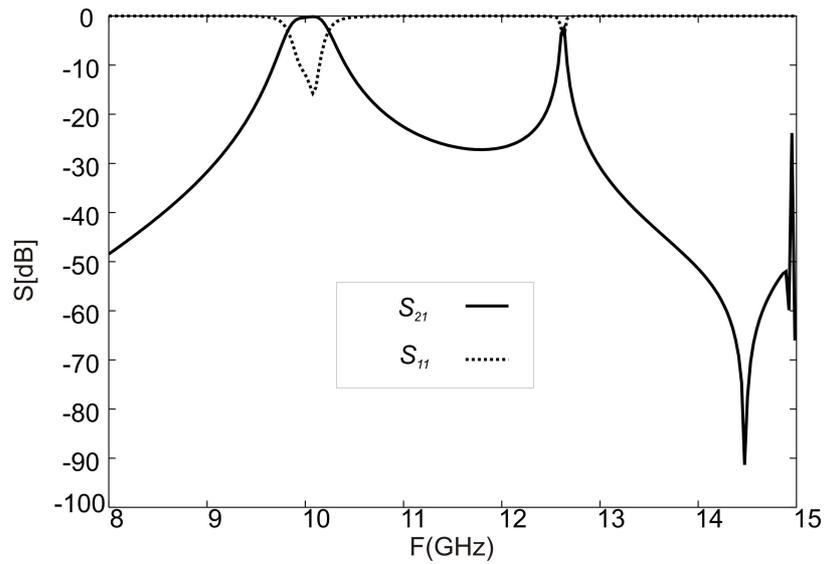
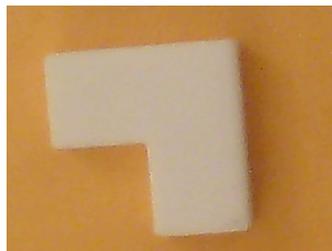
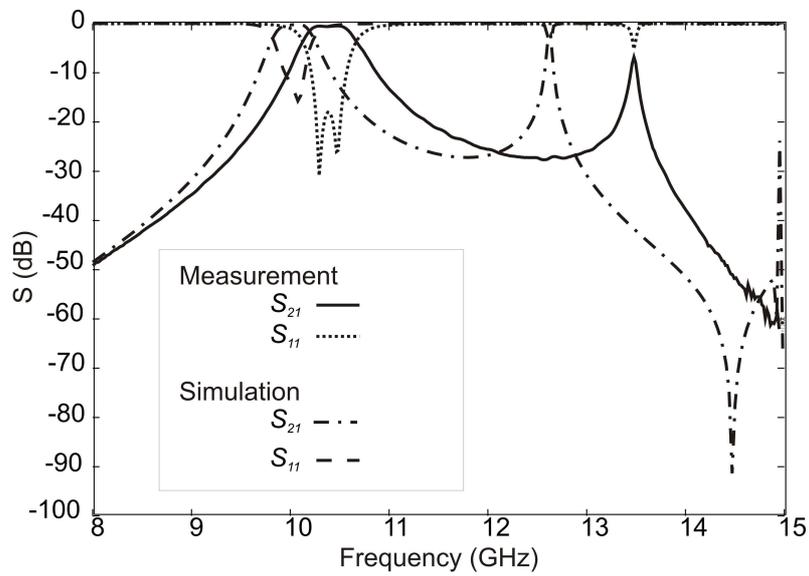


Figure II.17 Comportement du filtre à résonateur diélectrique de référence.



(a)



(b)

Figure II.18 Résonateur diélectrique fabriqué (à gauche), comparaison entre les comportements fréquentiels mesuré et simulé du résonateur de référence (à droite).

II.4.1.2 Optimisation

La fonction coût consiste donc à obtenir les mêmes paramètres S dans la bande 9-11 GHz et des paramètres $|S_{21}|$ inférieurs à 30 dB de 12 à 15 GHz. Nous avons testé la convergence à partir de conditions initiales différentes. La fonction coût J est similaire à celle définie dans le premier exemple avec $\alpha_i = 30$ dB. Différentes conditions initiales ont été testées. Dans tous les cas, le domaine d'optimisation est borné à la tranche contenant le résonateur de référence. A chaque itération, une partie des éléments (typiquement 10%) change d'état en détruisant (état d'un élément passe de 1 à 0) ou en construisant (0 à 1) le matériau diélectrique.

Les 3 conditions initiales sont :

- Le résonateur sans encoche (volume plein, tous les éléments à 1).
- Pas de résonateur (volume vide, tous les éléments à 0).
- Le résonateur de référence (75 éléments à 1).

Le tableau II.1 montre les paramètres d'optimisation et le nombre d'itérations. On remarque que le programme converge rapidement vers l'optimum local en quelques itérations quelle que soit la configuration initiale.

Tableau II.1 Paramètres et résultats d'optimisation.

	Volume plein	Volume vide	Volume de référence
Nombre des patches	200	100	100
Nombre d'itérations	13	6	7
J avant optimisation	1334,4	1671,5	986,6
J après optimisation	91	68	110

Les figures II.19, II.21 et II.23 montrent les structures obtenues après optimisation. On remarque que les structures sont différentes et satisfont les contraintes de faisabilité. On peut conclure d'après les figures II.20, II.22 et II.24 que le comportement fréquentiel vers 10 GHz est conservé avec une bonne adaptation et que la seconde résonance est atténuée et décalée vers les hautes fréquences.

Les 3 résonateurs diélectriques sont fabriqués par le procédé de stéréo-lithographie et nous pouvons noter d'après les résultats de mesure des figures II.25, II.26 et II.27 qu'il y a un bon accord entre la simulation et la mesure. La méthode est donc validée expérimentalement.

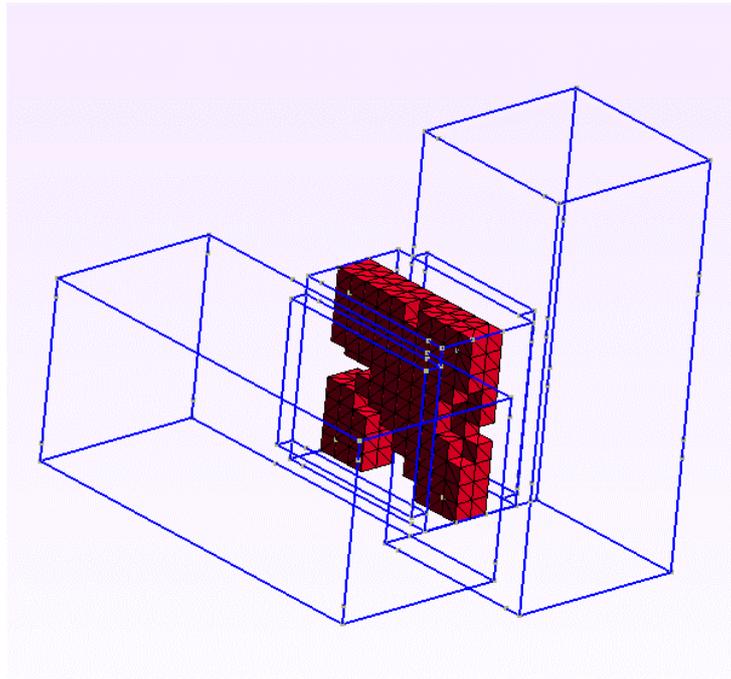


Figure II.19 Filtre à résonateur diélectrique optimisé (configuration 1).

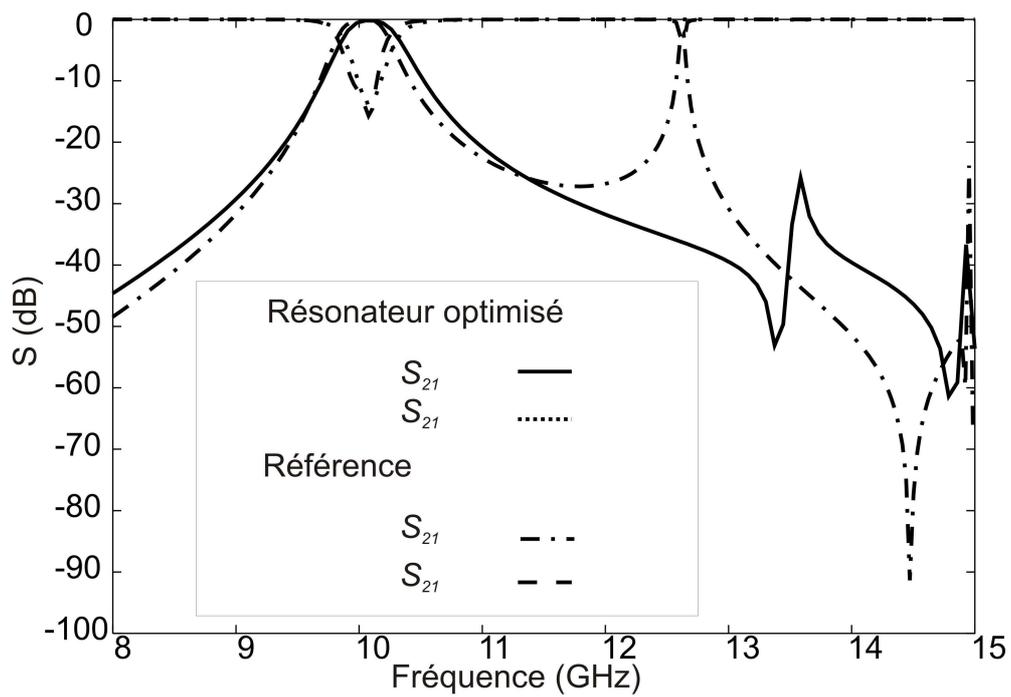


Figure II.20 Comparaison entre les paramètres S du résonateur optimisé (configuration 1) et celui de référence.

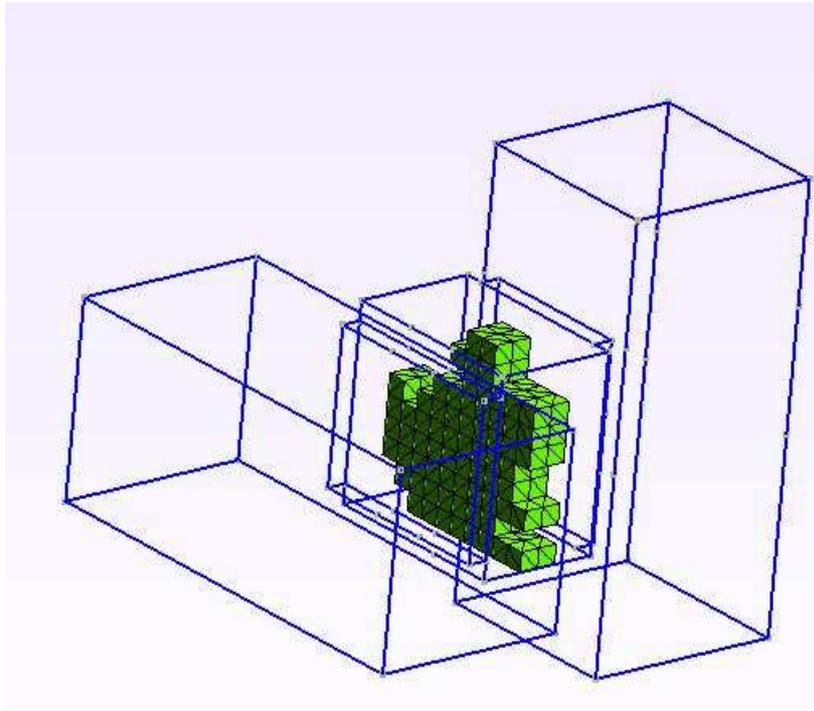


Figure II.21 Filtre à résonateur diélectrique optimisé (configuration 2).

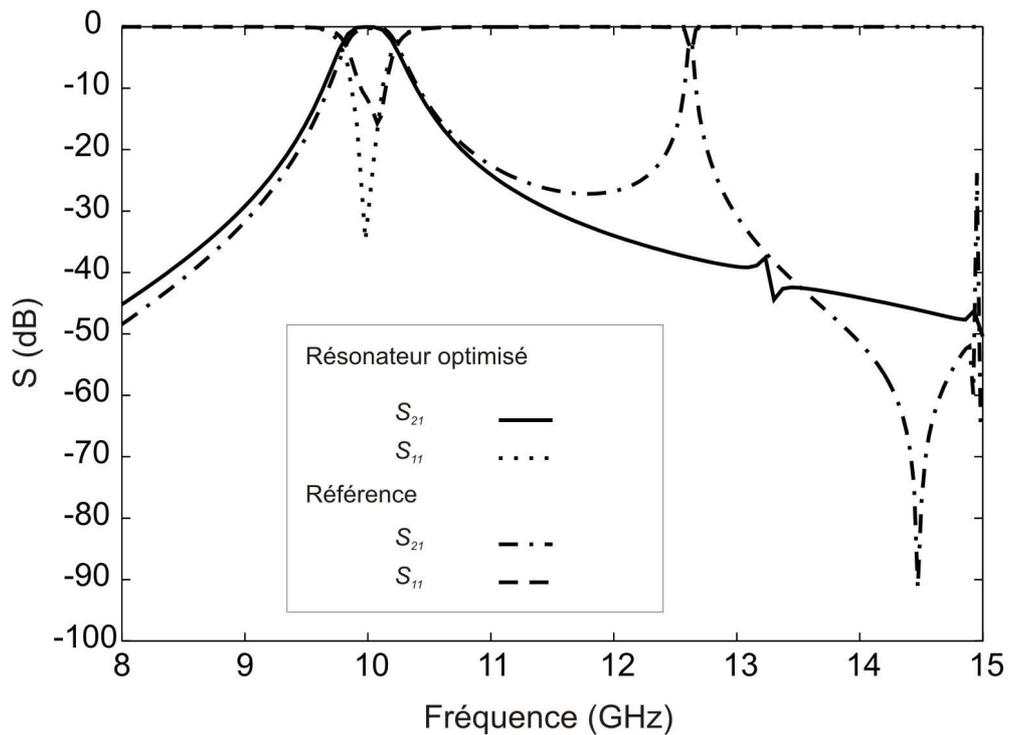


Figure II.22 Comparaison entre les paramètres S du résonateur optimisé (configuration 2) et celui de référence.

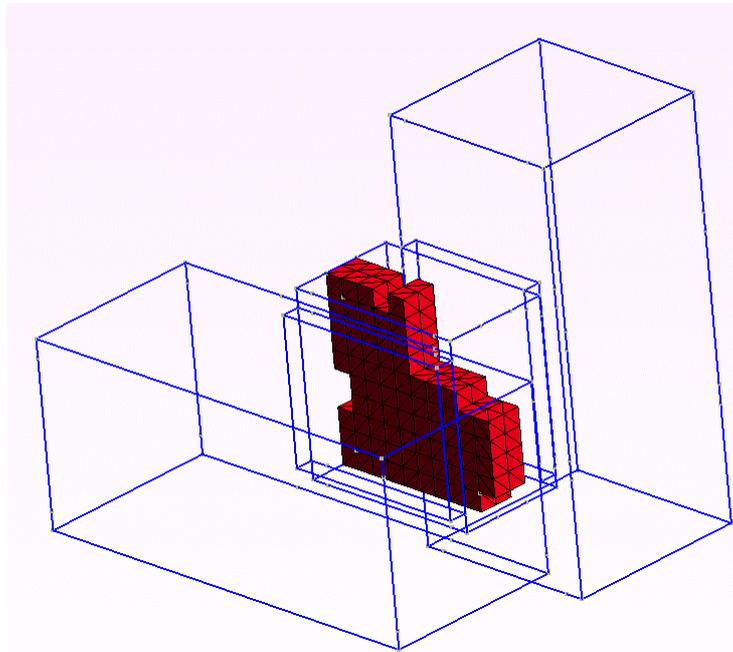


Figure II.23 Filtre à résonateur diélectrique optimisé (configuration 3).

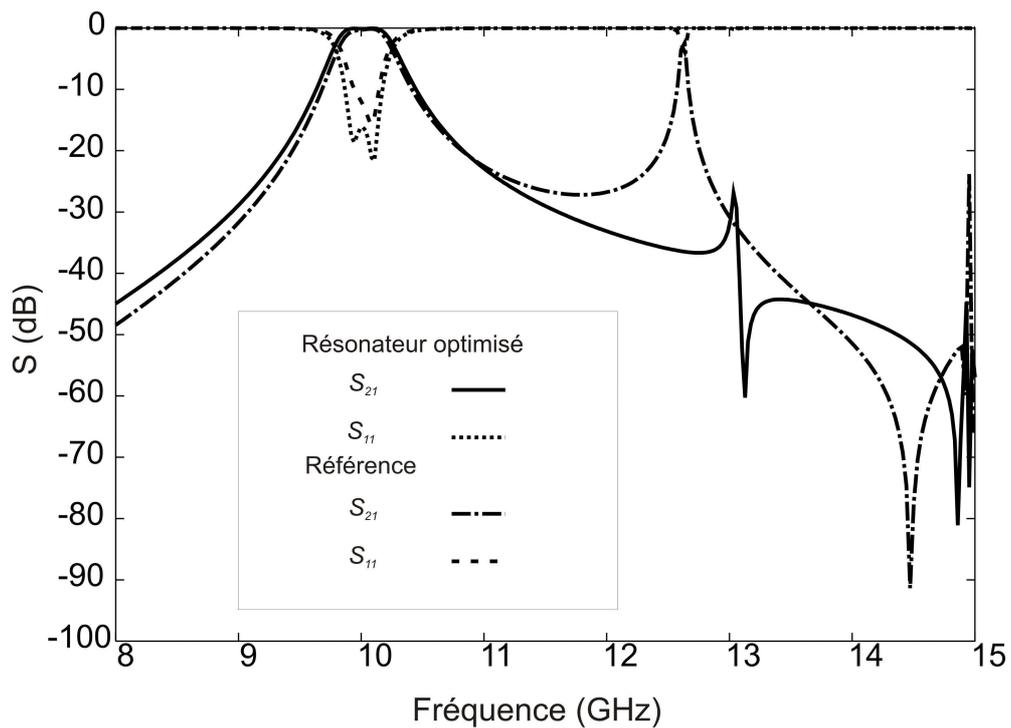


Figure II.24 Comparaison entre les paramètres S du résonateur optimisé (configuration 3) et celui de référence.

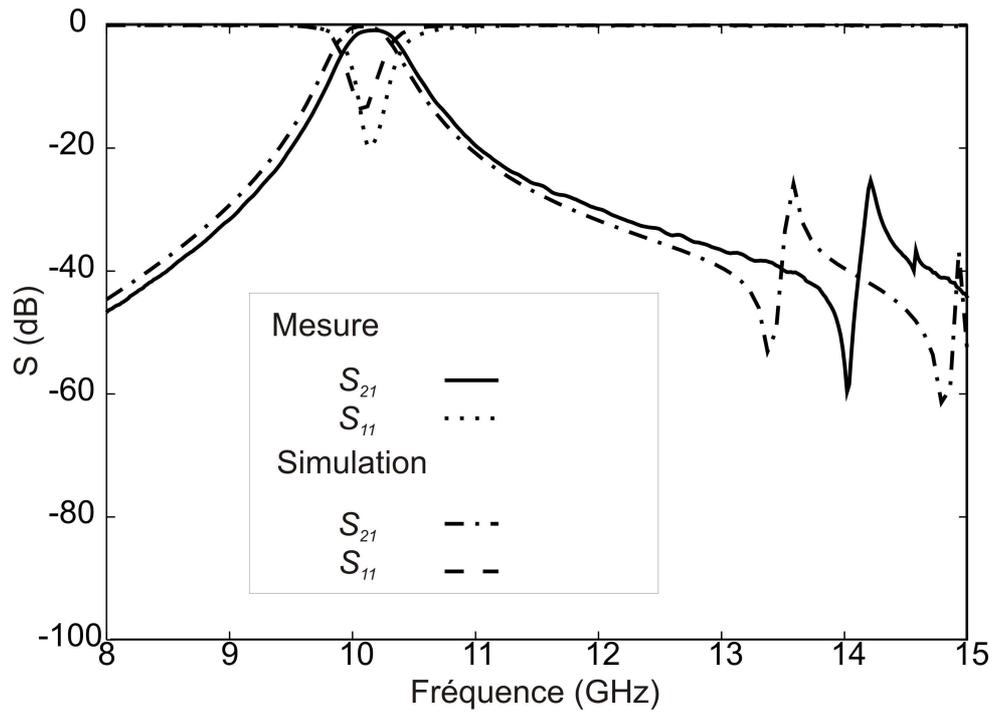


Figure II.25 Comparaison entre les réponses en fréquence mesurée et simulée du résonateur optimisé (configuration 1).

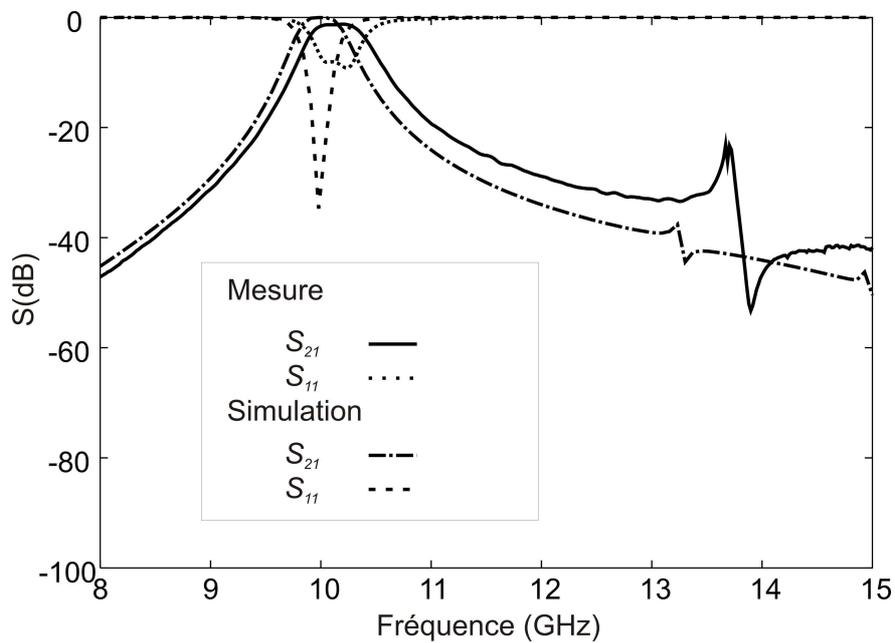


Figure II.26 Comparaison entre les réponses en fréquence mesurée et simulée du résonateur optimisé (configuration 2).

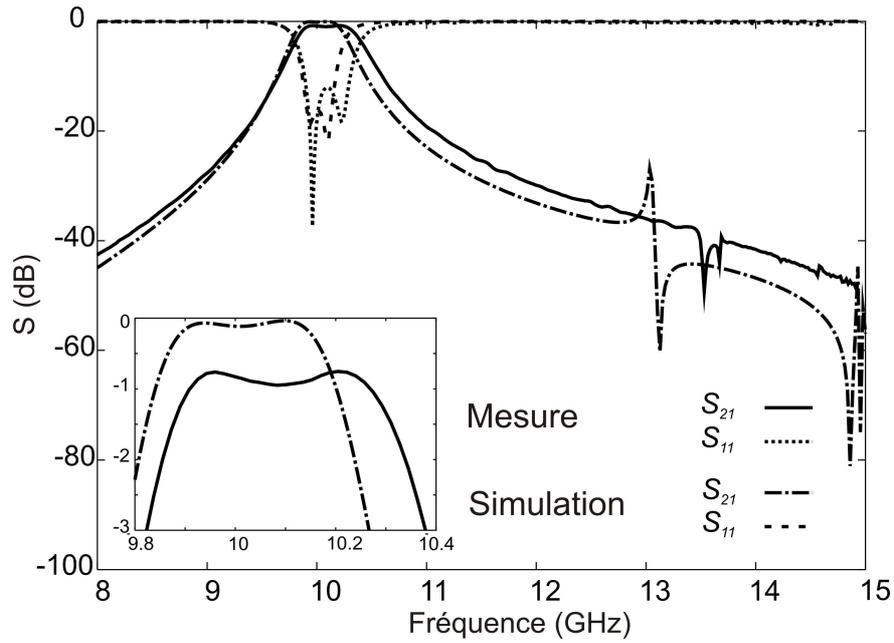


Figure II.27 Comparaison entre les réponses en fréquence mesurée et simulée du résonateur optimisé (configuration 3).

II.4.2 Filtre à 4 pôles

II.4.2.1 Conception de référence

Le filtre 4 pôles, présenté sur la figure II.28, est construit par un assemblage de deux résonateurs bimodes [6]. Le couplage entre ces deux résonateurs est effectué par un iris métallique en croix. Les dimensions des deux résonateurs et les branches de l'iris en croix sont optimisées afin d'obtenir une bande passante à 10.8 GHz. La fonction de transfert de ce filtre est présentée sur la figure II.29. Les paramètres précédents sont optimisés en utilisant la procédure d'identification de la matrice de couplage [7]. Dans notre cas, la matrice de couplage idéale est de la forme suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.923 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.923 & 0 & 0.734 & 0 & -0.323 & 0 \\ 0 & 0.734 & 0 & 0.796 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.796 & 0 & 0.734 & 0 \\ 0 & -0.323 & 0 & 0.734 & 0 & 0.923 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.923 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Nous avons appliqué le gradient topologique pour effectuer 2 tâches :

- Trouver un élément de couplage en céramique afin remplacer l'iris métallique en croix. L'intérêt réside dans la fabrication d'une seule cavité métallique comprenant les deux résonateurs et l'élément de couplage
- Améliorer la performance hors bande de filtre en optimisant les deux résonateurs et l'élément de couplage.

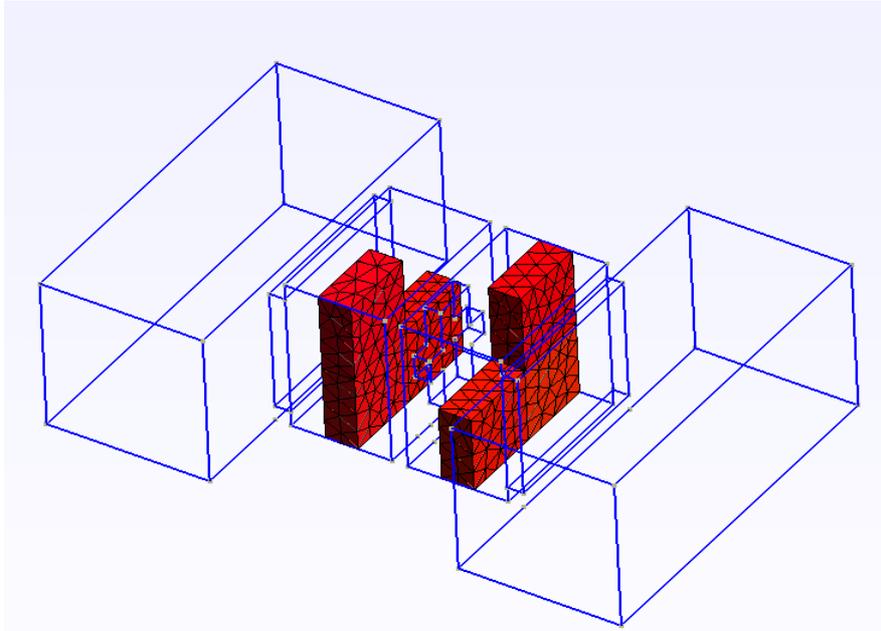


Figure II.28 Filtre à résonateur diélectrique avec un iris métallique en croix.

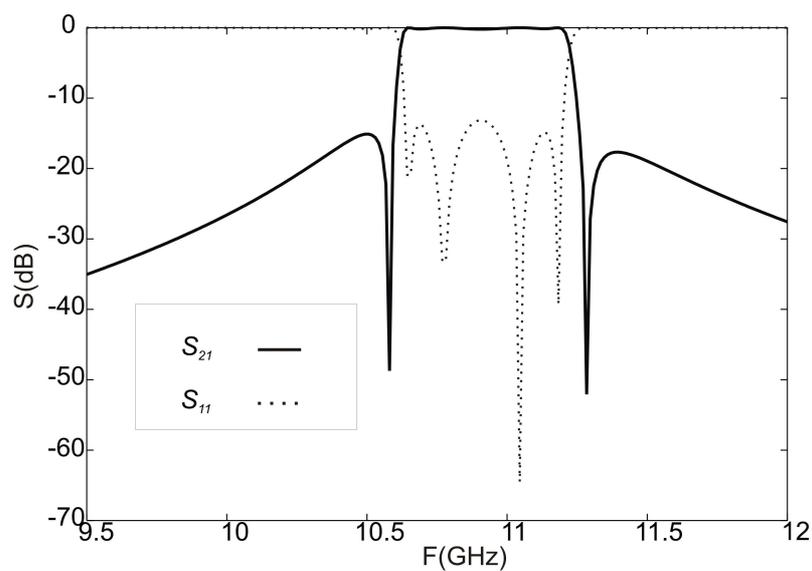


Figure II.29 Comportement fréquentiel de filtre de référence.

II.4.2.2 Optimisation de l'élément de couplage

Dans la première partie, le gradient topologique est appliqué afin de trouver un élément de couplage en céramique pour remplacer l'iris métallique en croix. Le gradient topologique est capable de construire des formes arbitraires ; on n'a donc aucune garantie que la forme optimale possède des symétries ou qu'elle satisfasse les contraintes de faisabilité.

Pour imposer une contrainte de symétrie, on change seulement l'état de 4 éléments symétriques si la fonction coût diminue, en construisant et en détruisant le matériau diélectrique, autrement l'état des éléments n'est pas modifié. La convergence s'arrête si aucune modification ne diminue la fonction coût J .

Le volume d'optimisation est constitué de 100 éléments topologiques et chaque élément de forme parallélépipédique couvre l'épaisseur pour assurer la symétrie suivant cet axe.

On commence l'optimisation avec un volume vide, dans lequel tous les éléments topologiques sont mis à 0. Au cours de l'optimisation, les 4 éléments symétriques possédant les gradients les plus négatifs changent d'état si la fonction de coût diminue. La figure II.30 montre l'évolution de la forme de l'élément de couplage au cours de l'optimisation, et on voit dans le tableau II.2 que la fonction de coût J diminue à chaque itération.

La convergence s'arrête après 8 itérations et la fonction de coût J diminue de 969 à 96,5.

Tableau II.2 Evolution de la fonction de coût J au cours de l'optimisation.

<i>Itération</i>	<i>J</i>
0	969,1
1	923,0
2	854,6
3	735,7
4	695,3
5	638,0
6	575,6
7	191,2
8	96,5

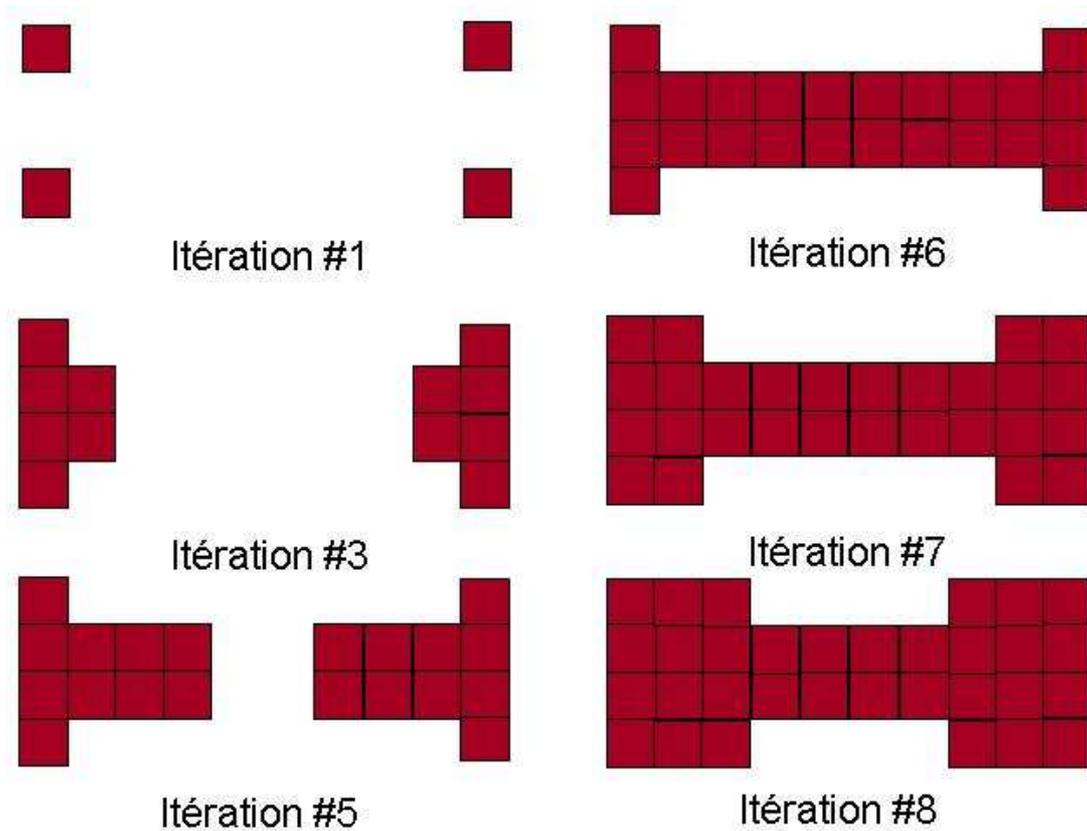


Figure II.30 Evolution de la forme de l'élément de couplage au cours de l'optimisation.

La figure II.31 montre la structure après optimisation avec l'élément de couplage en céramique. On remarque que la forme de l'élément possède une symétrie suivant 3 axes et satisfait les contraintes de faisabilité. On peut conclure d'après la figure II.32 que la méthode de gradient topologique donne une bonne idée de la forme optimale, mais une étude fine des différents paramètres sera nécessaire pour régler le filtre.

En effet, la dimension finie des éléments topologiques limite la convergence. La sensibilité est liée à la taille de la discrétisation. Un maillage plus dense permet de converger plus finement mais le coût du calcul devient rédhibitoire.

Pour obtenir une variation plus continue de cette sensibilité, une paramétrisation géométrique de l'objet est appliquée.

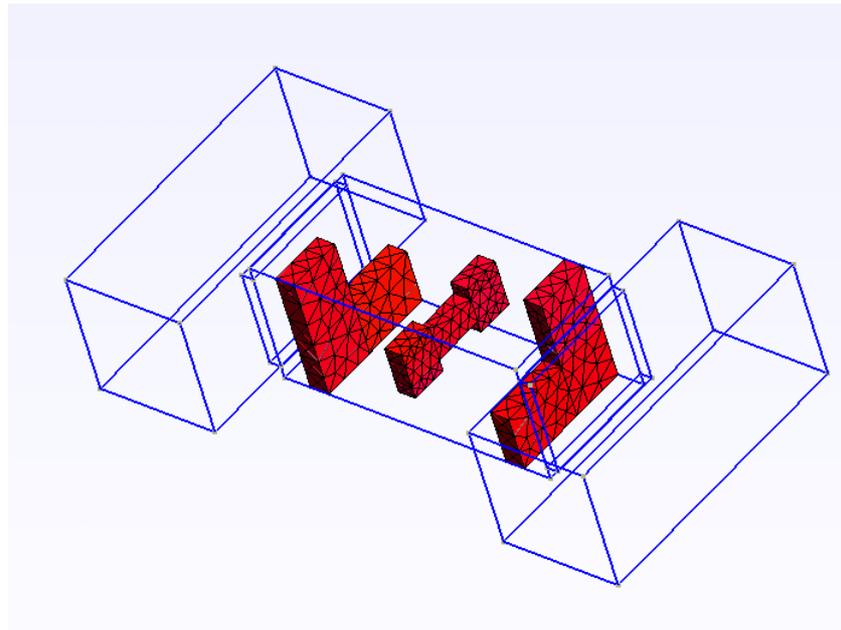


Figure II.31 Filtre à résonateurs diélectriques après optimisation de l'élément de couplage.

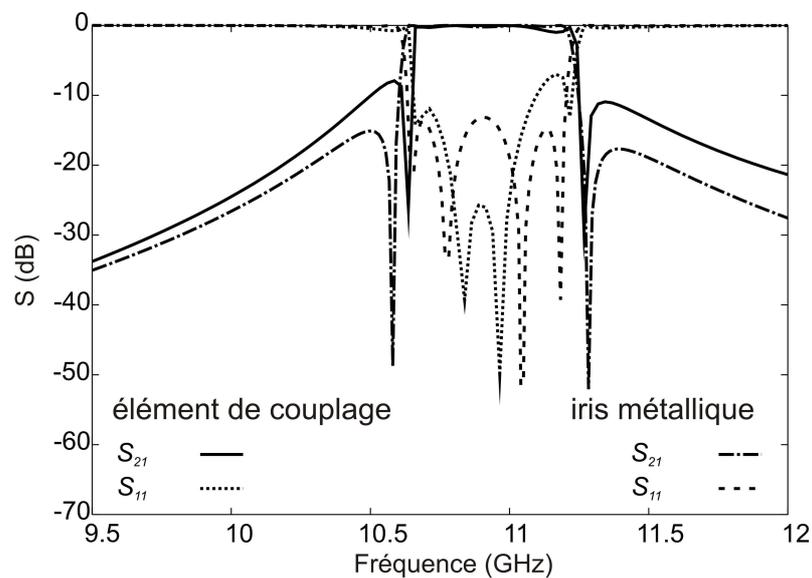


Figure II.32 Comparaison entre les paramètres S du filtre de référence et du filtre avec l'élément de couplage optimisé.

Pour régler plus finement le filtre et converger vers le comportement de référence, 8 paramètres géométriques sont définis dans la figure II.33. Les paramètres à optimiser sont les

dimensions de l'encoche (e_1 et e_2), les dimensions de l'élément de couplage (w , h_1 et h_2), les épaisseurs des résonateurs (t_R) et de l'élément de couplage (t_I) et leur espacement (d).

Les différents paramètres sont optimisés en utilisant la procédure d'identification de la matrice de couplage. Les paramètres après optimisation sont présentés dans le tableau II.3 et la matrice de couplage de filtre avec un élément de couplage en céramique est de la forme suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.862 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.862 & 0.022 & 0.653 & 0.094 & -0.321 & 0 \\ 0 & 0.653 & -0.089 & 0.741 & 0.094 & 0 \\ 0 & 0.094 & 0.741 & -0.080 & 0.654 & 0 \\ 0 & -0.321 & 0.094 & 0.654 & 0.019 & 0.862 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.862 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

Tableau II.3 Valeurs des paramètres géométriques avant et après optimisation (en mm).

	e_1	e_2	t_I	t_R	h_1	h_2	w
Avant optimisation	5.08	5.08	2.032	2.032	2.032	4.064	3.048
Après optimisation	5.7	5.6	1.5	1.63	1.85	3.25	2.5

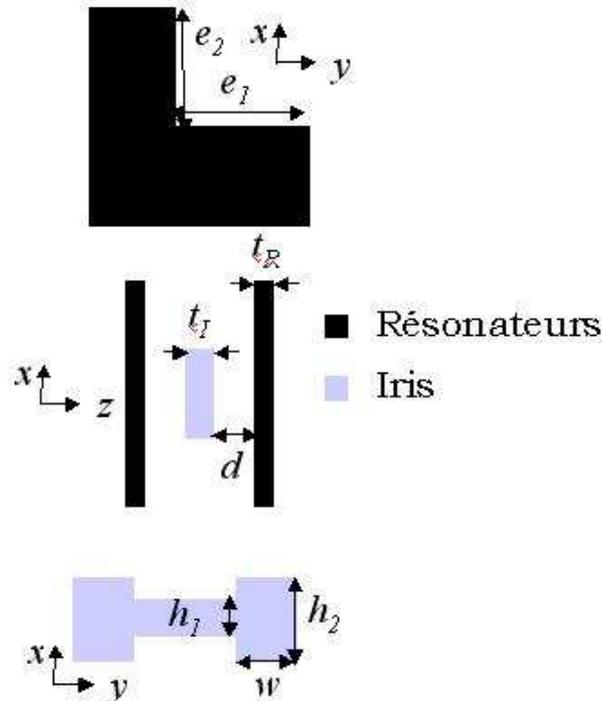


Figure II.33 Paramètres géométriques des éléments en céramique.

La figure II.34 montre une comparaison entre les paramètres S du filtre de référence et du filtre optimisé par le gradient topologique puis par l'étude paramétrique. On peut conclure que l'élément de couplage possède la même fonctionnalité que l'iris métallique en croix.

Nous avons fabriqué les pièces céramiques par stéréo-lithographie et nous avons testé les deux filtres. La figure II.35 présente une comparaison entre la réponse en fréquence du filtre de référence et celle du filtre avec un élément de couplage. On note clairement qu'il y a un bon accord entre les deux.

Nous remarquons qu'il y a un décalage de 100 MHz entre la simulation et la mesure. Ce décalage est attribué à l'épaisseur des pièces céramiques fabriquées, plus petite que prévue, ce qui explique le décalage vers les hautes fréquences.

Dans cette partie, nous avons appliqué le gradient topologique pour remplacer l'iris métallique en croix par un élément de couplage en céramique. Nous avons obtenu les mêmes comportements fréquentiels pour les deux filtres. Dans la deuxième partie, nous prenons ce filtre optimisé comme une nouvelle référence afin d'améliorer les performances hors bande.

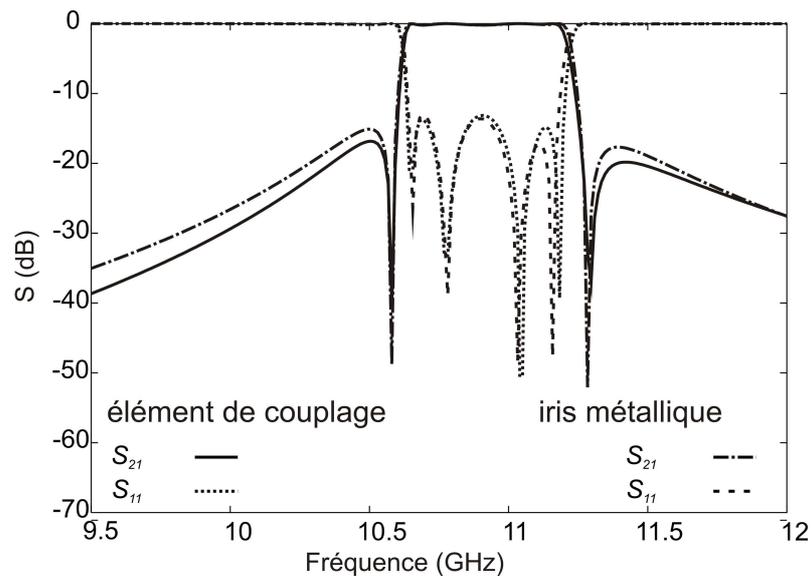


Figure II.34 Comparaison entre les comportements fréquentiels du filtre de référence et du filtre avec l'élément de couplage.

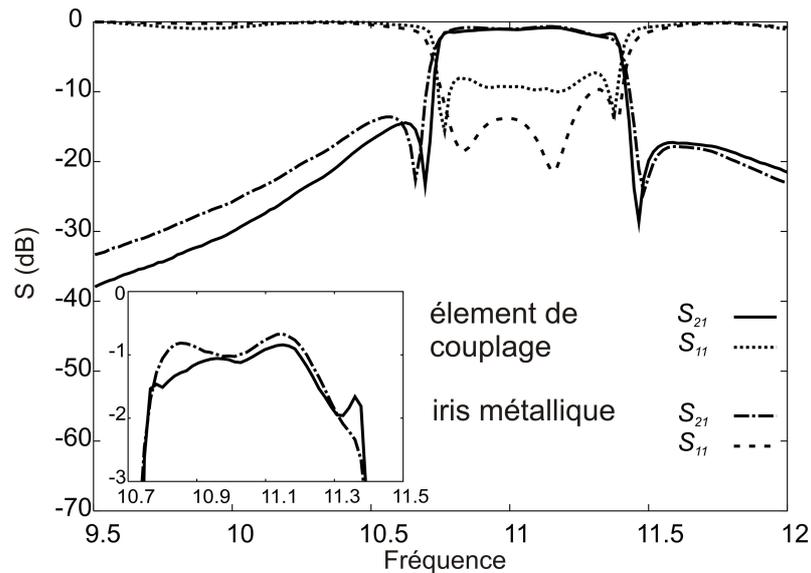


Figure II.35 Comparaison entre les comportements fréquentiels mesurés du filtre de référence et du filtre avec un élément de couplage en céramique.

II.4.2.3 Optimisation des résonateurs

Le filtre optimisé dans la section précédente devient notre nouvelle référence. Une analyse large bande de filtre, présentée sur la figure II.37, met en évidence les modes supérieurs. On remarque qu'il y a un pic de résonance vers 12.9 GHz et deux pics vers 13.9 GHz. Le but de l'optimisation consiste à éliminer ces pics parasites ou à les atténuer à 30 dB.

Le résonateur diélectrique optimisé dans la partie (II.4.1.2) est utilisé pour remplacer les deux résonateurs de référence. Les deux résonateurs sont ensuite optimisés en utilisant la même contrainte de symétrie que précédemment. La convergence s'arrête après une seule itération. La forme optimale des résonateurs diélectriques est présentée sur la figure II.35 et la réponse en fréquence du filtre est présentée sur la figure II.36. On note que la première résonance a disparu et que la deuxième est décalée vers les hautes fréquences.

Comme précédemment, pour régler finement le filtre, notamment dans la bande passante, 9 paramètres géométriques sont définis sur la figure II.38 : les 3 paramètres les plus sensibles dans les résonateurs (p_1 , p_2 et p_3), les dimensions de l'élément de couplage (h_1 , h_2 et w), les épaisseurs de l'élément de couplage (t_l) et des résonateurs diélectriques (t_R) et la distance entre l'élément de couplage et le résonateur (d).

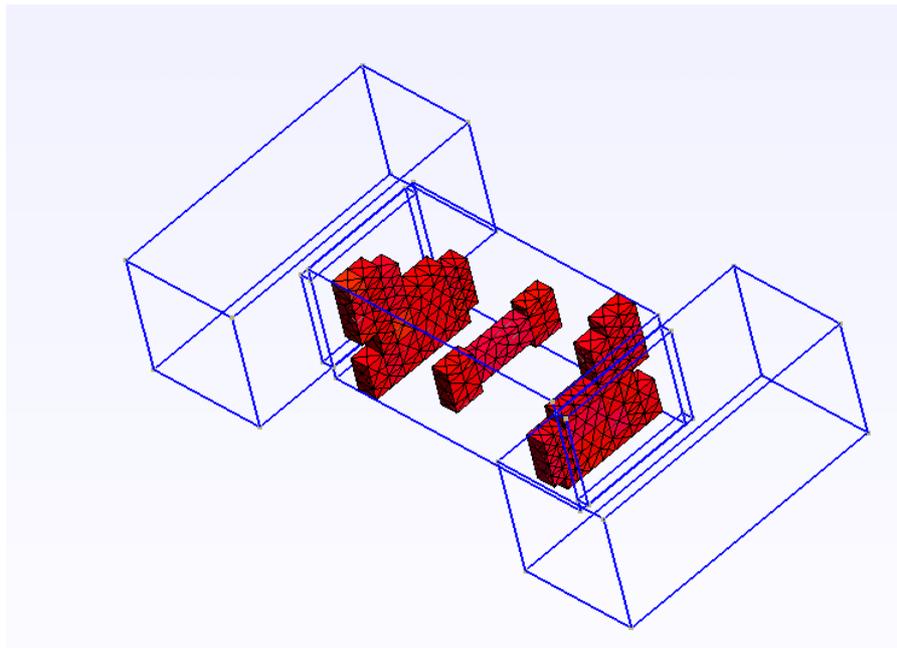


Figure II.36 Filtre à résonateurs diélectriques comportant les résonateurs et l'élément de couplage optimisés par le gradient topologique.

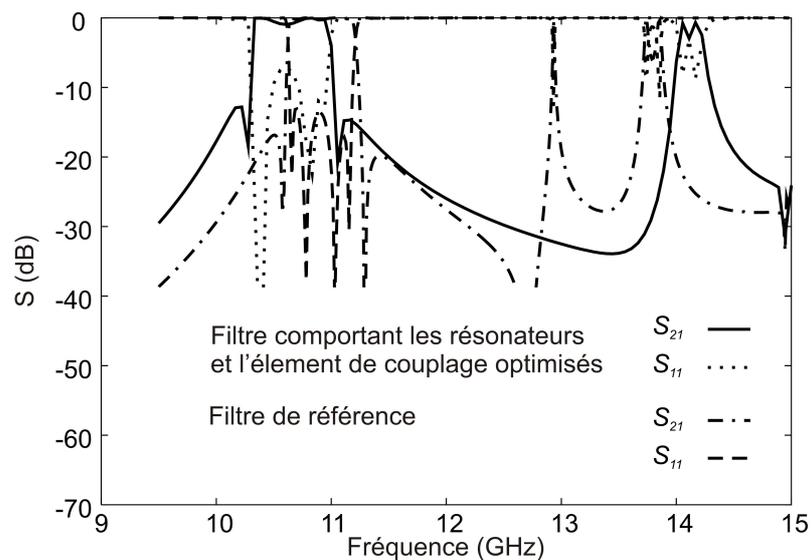


Figure II.37 Comportements en fréquence du filtre de référence et du filtre obtenu avec l'élément de couplage et les résonateurs optimisés par le gradient topologique.

Une étude fine des différents paramètres est effectuée en utilisant la procédure d'identification de la matrice de couplage. Cette fois il s'agit de modifier les couplages pour régler le comportement dans la bande passante sans détériorer l'isolation fréquentielle. Les paramètres définis dans l'élément de couplage nous permettent de régler la bande passante et les

paramètres dans les résonateurs influent sur l'isolation fréquentielle. Les différents paramètres obtenus après l'optimisation sont présentés dans le tableau II.4 et la matrice de couplage de ce filtre est de la forme suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0.862 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.862 & 0 & 0.616 & 0.089 & -0.321 & 0 \\ 0 & 0.616 & -0.128 & 0.755 & 0.089 & 0 \\ 0 & 0.089 & 0.755 & 0.089 & 0.625 & 0 \\ 0 & -0.321 & 0.089 & 0.625 & -0.002 & 0.862 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.862 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

Tableau II.4 Valeurs des paramètres géométriques avant et après optimisation (en mm).

	p_1	p_2	p_3	t_I	t_R	w	h_1	h_2	d
Avant optimisation	4.064	2.032	1.016	1.5	1.63	2.5	2.5	3.25	6.85
Après optimisation	3.6	1.64	1.5	1.3	1.55	2	3.4	2.5	4.8

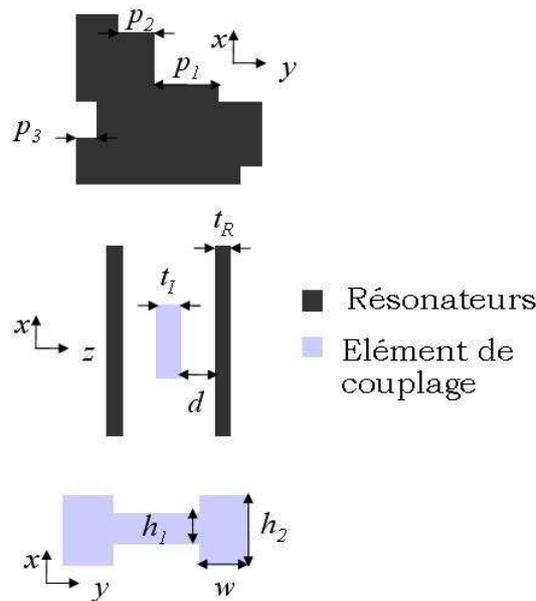


Figure II.38 Paramètres géométriques des éléments en céramique

Les paramètres S obtenus après l'étude paramétrique sont présentés sur la figure II.39. On note que la bande passante est retrouvée avec une bonne adaptation. Le premier pic est décalé vers les hautes fréquences et atténué au dessous de 28 dB et les deux autres pics sont décalés vers les hautes fréquences.

Nous avons fabriqué l'ensemble des pièces céramiques et mécaniques des deux filtres. La figure II.40 montre la comparaison entre les paramètres S simulés et mesurés du filtre

optimisé avec un élément de couplage en céramique. On remarque qu'il y a un bon accord entre la simulation et la mesure. Par contre, les paramètres S mesurés sont décalés vers les hautes fréquences de 100MHz. Ce décalage est expliqué par l'épaisseur des pièces céramiques fabriquées.

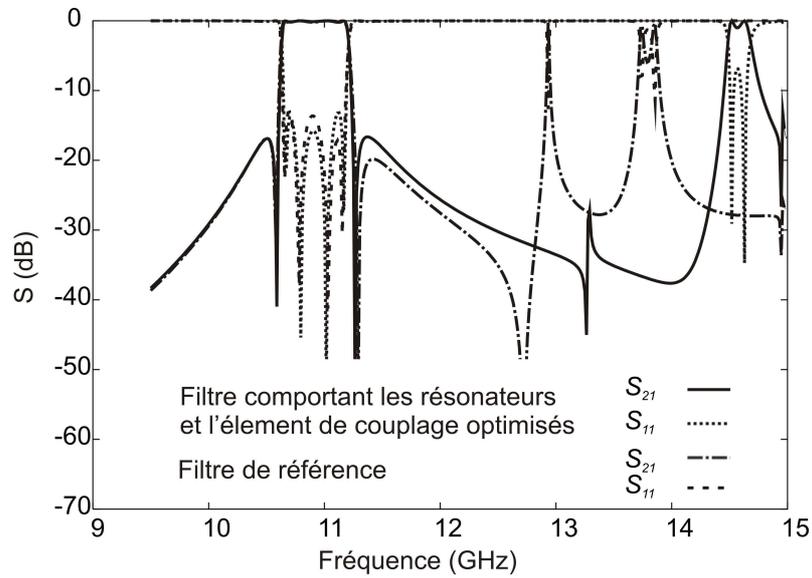


Figure II.39 Comparaison entre les paramètres S de référence et du filtre avec l'élément de couplage et les résonateurs optimisés.

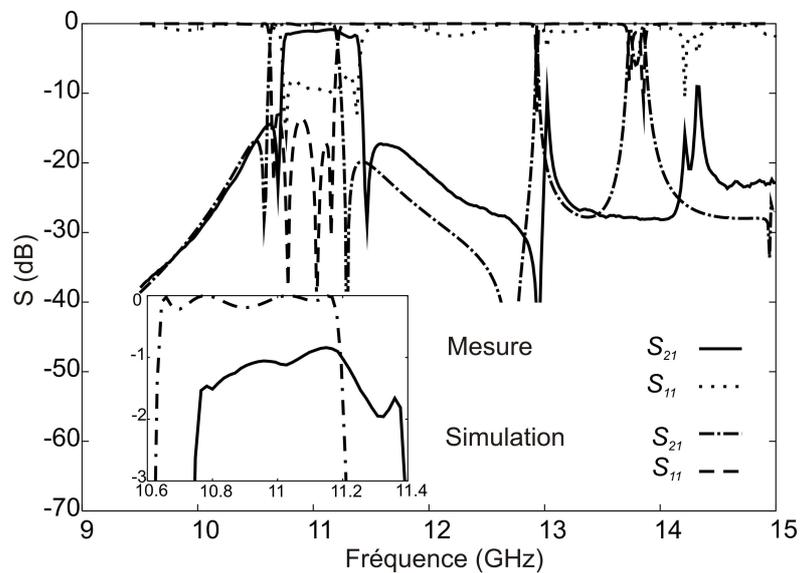


Figure II.40 Comparaison entre les comportements fréquentiels mesuré et simulé du filtre de référence.

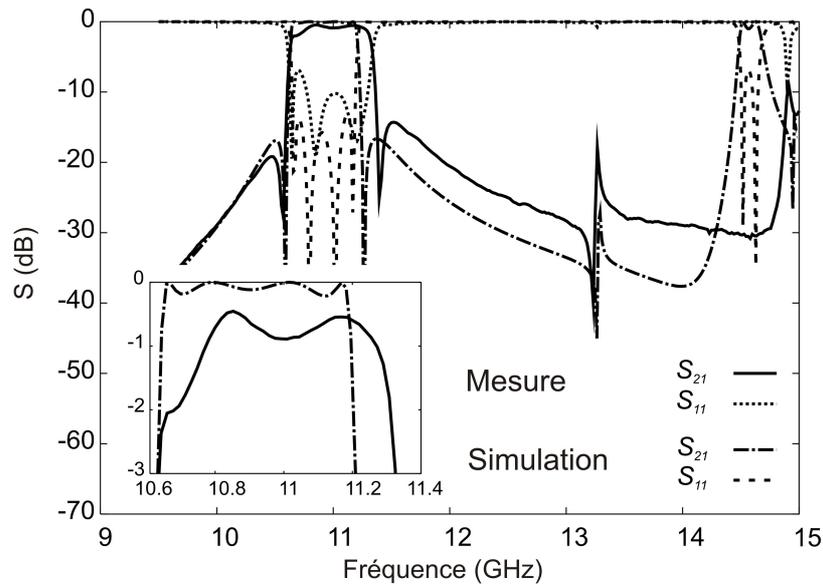


Figure II.41 Comparaison entre les comportements fréquentiels simulé et mesuré du filtre avec un élément de couplage et les résonateurs optimisés.

La figure II.41 montre la comparaison entre les comportements fréquentiels mesuré et simulé du filtre avec les résonateurs diélectriques et l'élément de couplage optimisé. On montre encore qu'il y a un accord satisfaisant entre la simulation et la manipulation.

Nous voulons noter que dans tous les cas, nous avons fabriqué seulement un seul prototype des pièces céramiques avec le procédé de stéréo-lithographie.

Nous avons montré dans cet exemple l'efficacité de la méthode du gradient topologique pour optimiser la performance hors bande d'un filtre 4 pôles. Cette technique est appliquée pour remplacer l'iris métallique en croix par un élément de couplage en céramique et ensuite pour améliorer la performance hors bande du filtre optimisé.

Une contrainte est également ajoutée pour garantir la symétrie de la forme. Nous avons montré les structures optimisées par l'algorithme et les résultats sont validés par la mesure. Les formes obtenues pour l'élément de couplage ou les résonateurs diélectriques ne l'aurait jamais été avec les techniques classiques de conception.

II.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la méthode du gradient topologique pour la synthèse de forme de composants hyperfréquences en 3 dimensions.

Dans la première partie, nous avons présenté le développement théorique de cette technique. L'idée originale du gradient vient d'isoler la perturbation quelconque dans un domaine fixe, ce qui nous permet de résoudre un problème local.

Nous avons montré par la suite un test de l'algorithme en 3D pour retrouver la réponse en fréquence d'un composant de référence. La convergence vers une distribution optimale est satisfaisante. Des contraintes de faisabilité ont été ajoutées afin d'assurer la continuité et le contact de l'objet optimisé avec un support. De plus, une fonction de coût permettant d'atténuer les pics de transmission parasites est introduite.

Cette technique est appliquée ensuite à la conception de filtres hyperfréquences à résonateurs diélectriques pour améliorer le comportement hors bande en référence à une conception classique.

Le gradient topologique est appliqué pour améliorer la performance hors bande et pour remplacer un iris métallique en croix par un élément de couplage en céramique dans un filtre 4 pôles. Les filtres optimisés et de référence sont testés et un bon accord entre la simulation et la mesure valide l'approche.

Dans ce chapitre, nous avons décrit l'ensemble des tâches effectuées pour adapter le gradient topologique à la conception de composants hyperfréquences. Notons que cette technique est appliquée pour optimiser d'autres résonateurs diélectriques en annexe 2.

Le gradient topologique converge rapidement vers une distribution optimale de matériau diélectrique. Cet optimum n'est généralement pas l'optimum global, mais la solution est souvent satisfaisante. L'existence d'optimum locaux est due à la nature du problème et les méthodes de types gradient sont des techniques de descente rapide mais qui restent bloquées dans ces optimums. Pour sortir de l'optimum local, le couplage avec une méthode plus globale est nécessaire [1].

Dans le prochain chapitre, nous présenterons l'optimisation de formes de composants hyperfréquences par la méthode des courbes de niveaux (level-set).

II.6 Références

- [1] **A. Assadi-Haghi**
“Contribution au développement de méthodes d’optimisation structurelle pour la conception assistée par ordinateur de composants et de circuits hyperfréquences”
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 27 Mars 2007.
- [2] **M. Masmoudi**
“Une nouvelle approche numérique de la technique du lagrangien”
Communication privée, Projet OTOP, Institut de Mathématiques de Toulouse, Juin 2007..
- [3] **S.J. Fieldziuszko**
“Dual-Mode dielectric resonator loaded cavity filters”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, No. 9, PP. 1311-1316, Septembre 1982.
- [4] **X. Liang, A. Zaki and A. E. Atia**
“Dual mode coupling by square corner cut in resonators and filters”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 40, No. 12, PP. 2294-2302, December 1992.
- [5] **R.R. Mansour**
“Dual-mode dielectric resonator filters with improved spurious performance”
IEEE MTT-S, pp. 439-442, 1993.
- [6] **A. Deleniv, S. Gevorgian**
“Design of the compact band-pass filter utilizing dielectric loaded waveguide resonator”
37th European Microwave Conference (Proceedings), pp. 886-889, 2007.
- [7] **S. Bila, D. Baillargeat, M. Aubourg, S. Verdeyme, F. Seyfert, L. Baratchart, C. Boichon, F. Thevenon, J. Puech, C. Zanchi, L. Lapierre, J. Sombrin**
“Finite element modelling for the design optimization of microwave filters”

IEEE Transactions on Magnetics, 40 (2), pp 1472-1475, March 2004.

Chapitre III
**Optimisation de formes de filtres
hyperfréquences par la méthode des
courbes de niveaux**

III. OPTIMISATION DE FORMES DE FILTRES HYPERFREQUENCES PAR LA METHODE DES COURBES DE NIVEAUX

III.1 Introduction

Nous présenterons dans ce chapitre les travaux effectués dans le cadre du projet ANR Blanc DOPROCOF (Développement d'Outils de conception et de PROCédés technologiques adaptés à la réalisation de Composants analogiques Optimisés en Forme). L'algorithme d'optimisation de formes par la méthode de courbes de niveaux, développé par François Jouve du laboratoire CMAP (Centre des Mathématiques Appliquées) a été couplé au code éléments finis d'analyse électromagnétique EMXD.

Nous avons montré dans le deuxième chapitre l'intérêt de l'optimisation topologique pour la conception de composants hyperfréquences. L'approche topologique perturbe localement le domaine d'optimisation en ajoutant ou en supprimant le matériau diélectrique. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la méthode de courbes de niveaux ou *level-set* qui agit sur les contours de l'objet.

Dans une première partie, nous présentons la méthode des courbes de niveaux appliquée à l'électromagnétisme. L'algorithme développé est ensuite testé et comparé à l'algorithme du gradient topologique. Nous montrons enfin que les deux algorithmes peuvent être couplés pour améliorer la solution optimisée.

Ces deux méthodes sont appliquées d'une part pour améliorer l'isolation fréquentielle d'un filtre à résonateur diélectrique et d'autre part pour améliorer le facteur de qualité à vide des résonateurs afin de diminuer les pertes dans ces structures.

III.2 La méthode des courbes de niveaux couplée à l'analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis

III.2.1 Problème

On note X_{ad} un ensemble d'ouverts de \mathbb{R}^N appelé ensemble des *formes admissibles* et $J : X_{ad} \rightarrow \mathbb{R}$ une application à valeurs réelles, le problème consistant à trouver un ouvert $\Omega \in X_{ad}$ rendant $J(\Omega)$ minimum, au moins dans un sens local.

On peut définir la différentielle de J par son action sur les champs de déformation :

$$\langle dJ, \Theta \rangle = \frac{dJ_{\Theta}(t)}{dt}(0) = \partial_{\Theta} J(\Omega) \quad (\text{III-1})$$

Remarque : la différentielle ainsi définie est notée J' au lieu de dJ dans la majorité des ouvrages et articles traitant de ce sujet et appelée dérivée.

III.2.2 Deux remarques importantes

$n(x)$ représente la normale au bord $\partial\Omega$ orientée vers l'extérieur de Ω et $f \in W^{1,1}(\mathbb{R}^N)$.

$$J(\Omega) = \int_{\Omega} f(x) dx \Rightarrow \langle dJ, \Theta \rangle = \int_{\partial\Omega} \Theta(x) n(x) f(x) ds \quad (\text{III-2})$$

$$J(\Omega) = \int_{\Omega} f(x) dx \Rightarrow \langle dJ, \Theta \rangle = \int_{\partial\Omega} \Theta(x) n(x) (\nabla f(x) \cdot n(x) + H(x) f(x)) ds \quad (\text{III-3})$$

où $H(x)$ est la courbure moyenne du bord $\partial\Omega$.

Si on peut prolonger cette normale dans un voisinage de $\partial\Omega$ on a $H(x) = \text{div } n(x)$.

III.2.3 Dérivation de la fonction coût J

Un cas très important est celui où le critère dépend du domaine par l'intermédiaire d'un champ, solution d'un problème physique :

$$J(\Omega) = K(u) \quad (\text{III-4})$$

$u(x)$ étant un champ, solution d'une équation aux dérivées partielles posée sur un domaine contenant Ω puisque le critère dépend du domaine par l'intermédiaire d'un champ.

La figure III.1 montre un exemple de Ω dans un domaine fixe D .

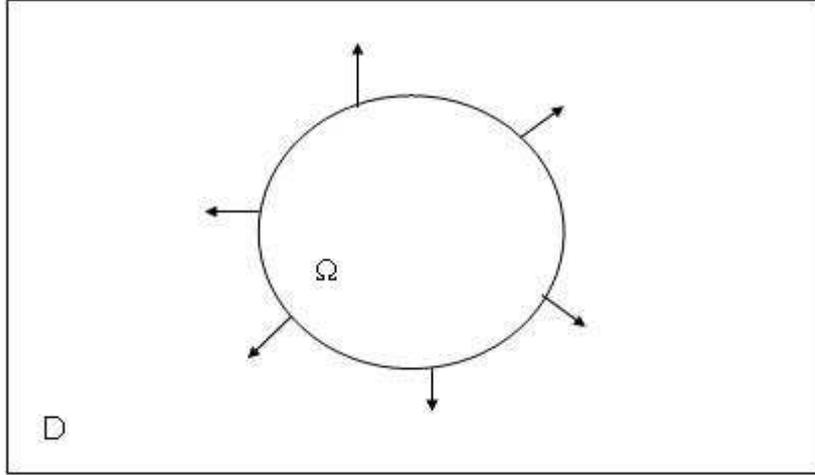


Figure III.1 Représentation géométrique du domaine Ω .

Pour le cas qui nous intéresse, le problème de Maxwell dans \mathbb{R}^3 , le domaine Ω est une partie du domaine de calcul D caractérisé par un matériau donné : Ω est la partie de D formée du matériau de permittivité ϵ_1 et de perméabilité μ_1 , le reste étant affecté de la permittivité ϵ_2 et de la perméabilité μ_2 .

Ce problème peut s'écrire, en simplifiant, chercher $u \in H(\text{rot}, D)$ tel que, $\forall v \in H(\text{rot}, D)$:

$$\int_{\Omega} (\mu_1^{-1} \text{rot } u \cdot \text{rot } v - \omega^2 \epsilon_1 u \cdot v) dx + \int_{D \setminus \Omega} (\mu_2^{-1} \text{rot } u \cdot \text{rot } v - \omega^2 \epsilon_2 u \cdot v) dx = -i\omega \int_{\partial D} J_s \cdot v ds, \forall v \in H(\text{rot}, D) \quad (\text{III-5})$$

où J_s , qui est une densité surfacique de courant localisée sur la frontière de D , représente les sources du champ lesquelles, pour simplifier, sont rendues indépendantes de Ω en imposant à ce dernier d'être strictement dans D : $\overline{\Omega} \cap \partial D = \emptyset$.

Cette équation peut s'écrire:

$$a_{\Omega}(u, v) + a_{D \setminus \Omega}(u, v) - b(v) = 0, \forall v \in H(\text{rot}, D) \quad (\text{III-6})$$

Le calcul de la dérivée de la forme de (III-6) peut se développer en $\langle dJ, \Theta \rangle = \nabla K \cdot \partial_{\Theta} u$ en utilisant la dérivation rapide de Céa. Cela nécessite la connaissance de $\partial_{\Theta} u$ qu'il est hors de question d'évaluer.

Le problème est alors reformulé comme une minimisation, sous contrainte des égalités (III-6), par la méthode de Lagrange.

On construit donc le lagrangien suivant, avec w et p dans $H(rot, D)$:

$$L(\Omega, w, p) = K(w) + a_{\Omega}(w, p) + a_{D \setminus \Omega}(w, p) - b(p) \quad (\text{III-7})$$

u étant la solution de (III-6), on a :

$$J(\Omega) = K(u) = L(\Omega, u, p), \quad \forall p \in H(rot, D) \quad (\text{III-8})$$

Donc,

$$L(\Omega, u, p) = K(u) + a_{\Omega}(u, p) + a_{D \setminus \Omega}(u, p) - b(p)$$

Θ dépend de Ω et u mais p étant complètement indépendant du champ de déformation Θ , Ce qui nous donne :

$$\begin{aligned} \langle dJ, \Theta \rangle &= \langle dL(\Omega, u, p), \Theta \rangle + \langle dL(\Omega, u, p), d_{\Theta}u \rangle, \quad \forall p \in H(rot, D) \\ &= \langle dL(\Omega, u, p), \Theta \rangle + \nabla_u L(\Omega, u, p) \cdot \partial_{\Theta}u \end{aligned} \quad (\text{III-9})$$

où la différentielle du lagrangien doit être comprise dans un sens partiel, c'est-à-dire qu'elle s'applique à la partie explicitement dépendante de Ω .

On développe :

$$\nabla_u L(\Omega, u, p) \cdot \partial_{\Theta}u = \nabla K(u) \cdot \partial_{\Theta}u + a_{\Omega}(\partial_{\Theta}u, p) + a_{D \setminus \Omega}(\partial_{\Theta}u, p) \quad (\text{III-10})$$

grandeur qui s'annule en choisissant p solution du problème adjoint :

$$a_{\Omega}(\partial_{\Theta}u, p) + a_{D \setminus \Omega}(\partial_{\Theta}u, p) = -\nabla K(u) \cdot \partial_{\Theta}u \quad (\text{III-11})$$

Il reste alors :

$$\langle dJ, \Theta \rangle = \langle dL(\Omega, u, p), \Theta \rangle \quad \forall p \in H(rot, D) \quad (\text{III-12})$$

$a_{\Omega}(u, p)$ et $a_{D \setminus \Omega}(u, p)$ dépend explicitement de Ω , donc :

$$\langle dJ, \Theta \rangle = \langle d a_{\Omega}(u, p), \Theta \rangle + \langle d a_{D \setminus \Omega}(u, p), \Theta \rangle \quad (\text{III-13})$$

soit encore, en appliquant (III-2) pour les intégrales sur Ω et $D \setminus \Omega$:

$$\begin{aligned} \langle dJ, \Theta \rangle &= \int_{\partial\Omega} (\mu_1^{-1} \text{rot } u \cdot \text{rot } v - \omega^2 \varepsilon_1 u \cdot v) \Theta(x) n(x) ds \\ &\quad - \int_{\partial\Omega} (\mu_2^{-1} \text{rot } u \cdot \text{rot } v - \omega^2 \varepsilon_2 u \cdot v) \Theta(x) n(x) ds \end{aligned} \quad (\text{III-14})$$

$n(x)$ étant la normale au point courant de $\partial\Omega$ orientée vers l'extérieur de Ω . Sur le bord $D \setminus \Omega$, $n(x)$ est orientée vers l'intérieur donnant un signe (-) entre les deux intégrales.

Donc l'équation (III-14) peut s'écrire :

$$\langle dJ, \Theta \rangle = \int_{\partial\Omega} f(x)\Theta(x)n(x)ds \quad (\text{III-15})$$

$$\text{avec } f(x) = (\mu_1^{-1} \text{rot } u(x) \cdot \text{rot } p(x) - \omega^2 \varepsilon_1 u(x) \cdot p(x)) - (\mu_2^{-1} \text{rot } u(x) \cdot \text{rot } p(x) - \omega^2 \varepsilon_2 u(x) \cdot p(x))$$

Dans la méthode des courbes de niveaux, les variables d'optimisation sont définies sur le contour du domaine Ω . La fonction J est dérivable par rapport au champ de déformation Θ . La méthode des courbes de niveaux nécessite de mailler ce domaine et de le déformer suivant la direction de descente Θ . On cherche ensuite la meilleure forme admissible dans un domaine fixe D ($D \subset \mathbb{R}^d$, $d=2$ ou 3).

Nous paramétrons la frontière de Ω par la fonction courbe de niveaux définie sur D par :

$$\begin{cases} \psi(x) = 0 & \Leftrightarrow x \in \partial\Omega \cup D, \\ \psi(x) < 0 & \Leftrightarrow x \in \Omega, \\ \psi(x) > 0 & \Leftrightarrow x \in (D \setminus \bar{\Omega}). \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

La normale à $\partial\Omega$, qui est définie par $n(x) = \frac{\nabla\psi(x)}{|\nabla\psi(x)|}$, peut ainsi être prolongée à D tout entier.

L'expression (III.15) montre que la dérivée du critère par rapport à la déformation $\Theta(x)$ est négative, et que donc le critère décroît au premier ordre, si $\Theta(x) = -f(x)n(x)$ sur $\partial\Omega$, ce champ de déformation pouvant être prolongé sur D d'après ce qui précède.

On assure donc une décroissance du critère en agissant suffisamment faiblement selon le champ de déformation défini sur D par :

$$\Theta(x) = \begin{pmatrix} (\mu_1^{-1} \text{rot } u(x) \cdot \text{rot } p(x) - \omega^2 \varepsilon_1 u(x) \cdot p(x)) \\ -(\mu_2^{-1} \text{rot } u(x) \cdot \text{rot } p(x) - \omega^2 \varepsilon_2 u(x) \cdot p(x)) \end{pmatrix} \frac{\nabla\psi(x)}{|\nabla\psi(x)|} \quad (\text{III-17})$$

Au cours de la procédure d'optimisation, la forme évolue suivant un pseudo-temps qui correspond à un pas de descente. Si la forme évolue en temps, alors la courbe des niveaux suit une équation de type Hamilton-Jacobi :

$$\frac{\partial\psi}{\partial t} - f|\nabla\psi| = 0 \quad (\text{III-18})$$

et $\theta \cdot n = -f$ sera la vitesse d'advection dans l'équation d'Hamilton Jacobi. L'advection est le transport d'une quantité scalaire conservée par un champ vectoriel.

Transporter ψ par (III-18) est équivalent à bouger la frontière de Ω (la courbe de niveau 0 de ψ) suivant la direction de descente Θ .

Nous proposons un algorithme itératif structuré de la façon suivante :

- Initialisation de la fonction level-set Ψ_0 correspondant à une forme initiale Ω_0 .
- Itération jusqu'à convergence, pour $k \geq 0$:
 - Calcul de l'état u_k (calcul direct), p_k (état adjoint) pour la forme Ψ_k .
 - Calcul de gradient de forme (vitesse) f_k .
 - Transport de la forme par la vitesse f_k (résolution de l'équation III-18) pour obtenir une nouvelle forme Ω_{k+1} caractérisée par la fonction Ψ_{k+1} .

III.3 Test de l'algorithme d'optimisation

Pour valider la méthode des courbes de niveaux, nous l'avons appliquée à l'optimisation du filtre à résonateurs diélectriques, optimisé dans le chapitre II par la méthode du gradient topologique.

III.3.1 Structure de référence

Le filtre à résonateur diélectrique utilisé comme référence dans cette partie est présenté sur la figure III.2. Comme dans le chapitre précédent, le but de l'optimisation consiste à éliminer ou à atténuer le pic parasite en conservant, dans la bande passante, une bonne adaptation. Pour comparer les deux méthodes, nous avons gardé la même fonction coût que celle définie dans le chapitre II.

III.3.2 Optimisation par la méthode des courbes de niveaux

On part d'un volume plein dans lequel $\psi(x) < 0$ et les frontières du domaine bougent à chaque itération suivant la direction de descente.

La fonction de coût J décroît à chaque itération et l'algorithme s'arrête après 10 itérations d'optimisation. On note bien d'après la figure III.4 que la convergence est atteinte et la valeur de J est divisée par 100.

La forme atteinte par la méthode des courbes de niveaux est présentée dans la figure III.3. Comme la forme optimale n'est pas supportée par le maillage, nous ne pouvons pas calculer les champs électromagnétiques de cette structure donc les paramètres $[S]$.

Pour cette raison, nous avons approché la forme atteinte par la méthode des courbes de niveaux avec celle de la figure III.5. Le pourcentage de matériau diélectrique dans chaque patch (cube) varie entre 0 (0%) et 1 (100%). Si le pourcentage de matériau diélectrique dépasse 0.5 (50%), ce patch passe à l'état 1 sinon à l'état 0. Cette étape est très délicate car la forme est approchée grossièrement ce qui revient à perdre des informations.

Lors de l'approximation, la fonction de coût J est multipliée par 20. La figure III.6 présente les paramètres S obtenus avec la forme approchée.

Pour éviter le problème précédent, nous pourrions utiliser un maillage très fin mais le temps de calcul augmenterait considérablement. Cette application nous permet cependant de valider la méthode des courbes de niveaux pour la conception de composants hyperfréquences.

Pour améliorer le résultat obtenu, nous avons appliqué, comme dans le cas du gradient topologique, une paramétrisation de la forme pour optimiser finement les dimensions du résonateur diélectrique.

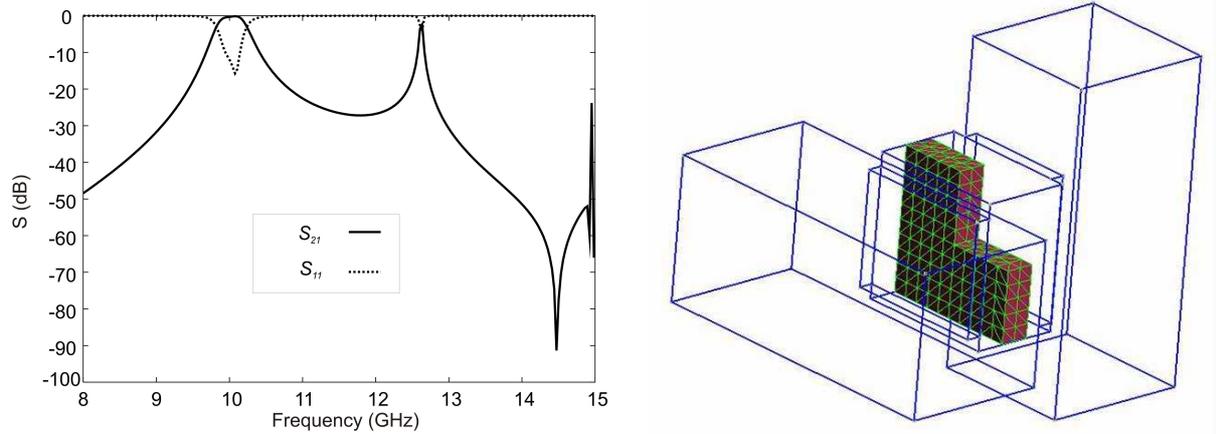


Figure III.2 Paramètres $[S]$ de référence (à gauche), structure de référence (à droite).

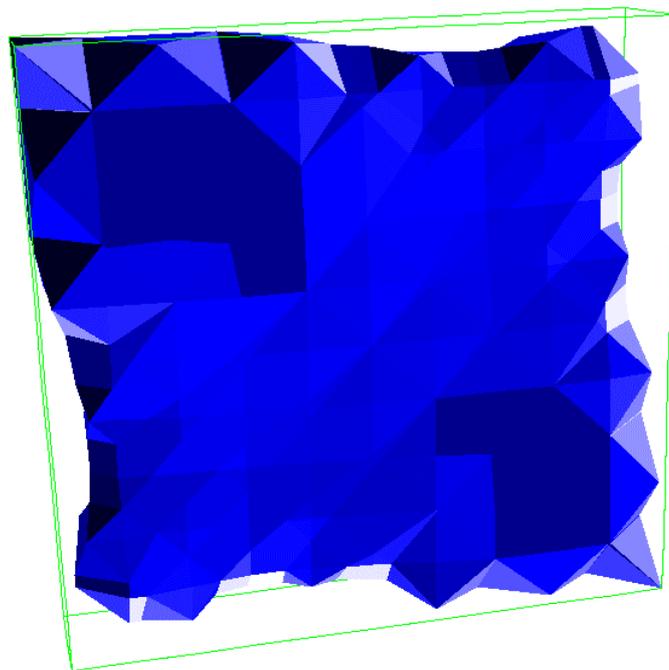


Figure III.3 Forme obtenue après optimisation par la méthode des courbes de niveaux.

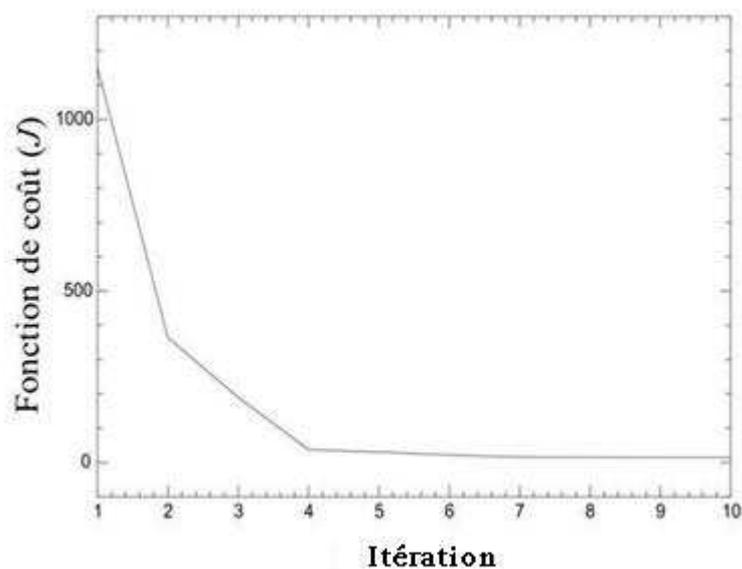


Figure III.4 Variation de la fonction de coût en fonction du nombre d'itérations.

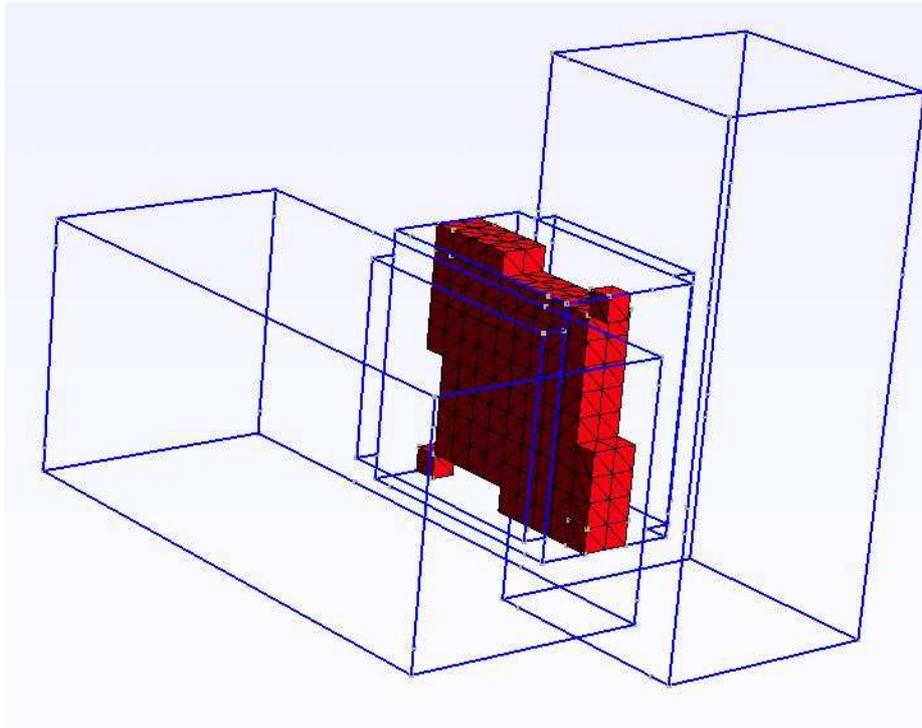


Figure III.5 Approximation de la forme atteinte par la méthode des courbes de niveaux.

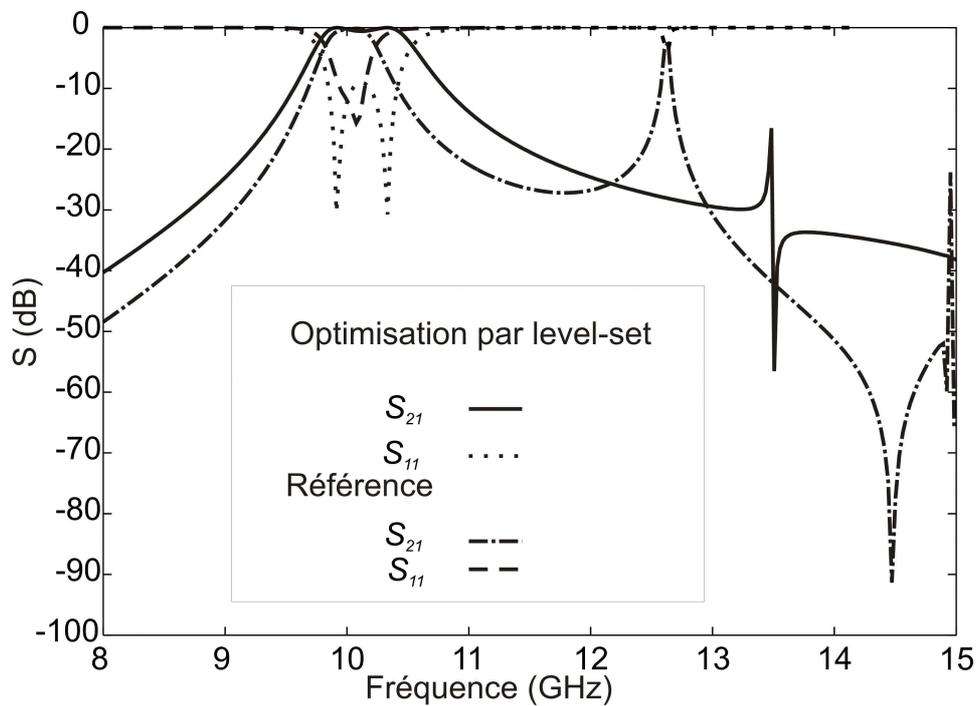


Figure III.6 Paramètres [S] du filtre de référence et du filtre optimisé par la méthode des courbes de niveaux.

III.3.3 Paramétrisation de la forme obtenue

Nous avons étudié finement les dimensions du résonateur atteint par la méthode des courbes de niveaux puis nous les avons approchées ensuite plus grossièrement. 3 paramètres sont définis sur la figure III.7 : W et L sur la section du résonateur pour régler la bande passante et l'isolation fréquentielle, et l'épaisseur du résonateur (t_r) pour ramener la bande passante vers 10 GHz. Cette étape nous permet de régler le filtre notamment dans la bande passante. Après quelques itérations de réglage, on arrive à dimensionner le résonateur dont les paramètres optimaux sont présentés dans le tableau III.1. Ces résultats nous montrent que la valeur optimale de w passe de 1 à 0.63 mm.

Les paramètres S , présentés sur la figure III.8 montrent que le pic parasite a disparu de la bande [8-15] GHz et la bande passante est retrouvée avec une adaptation similaire. Une étude plus large montre que ce pic parasite est situé vers 20 GHz.

Tableau III.1 Valeurs des paramètres (en mm).

	W	L	t_r
Avant optimisation	1	5	2.032
Après optimisation	0.63	5	1.9

Ce résultat nous montre qu'une forme optimale peut être retrouvée moyennant une étape supplémentaire de paramétrisation.

Nous avons fabriqué le résonateur diélectrique par la technique de stéréo-lithographie céramique. Les résultats de mesure de la figure III.9 confirment le résultat théorique, ce qui nous permet de valider cette approche expérimentalement.

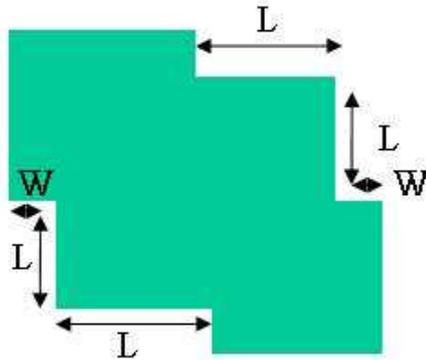


Figure III.7 Paramètres géométriques.

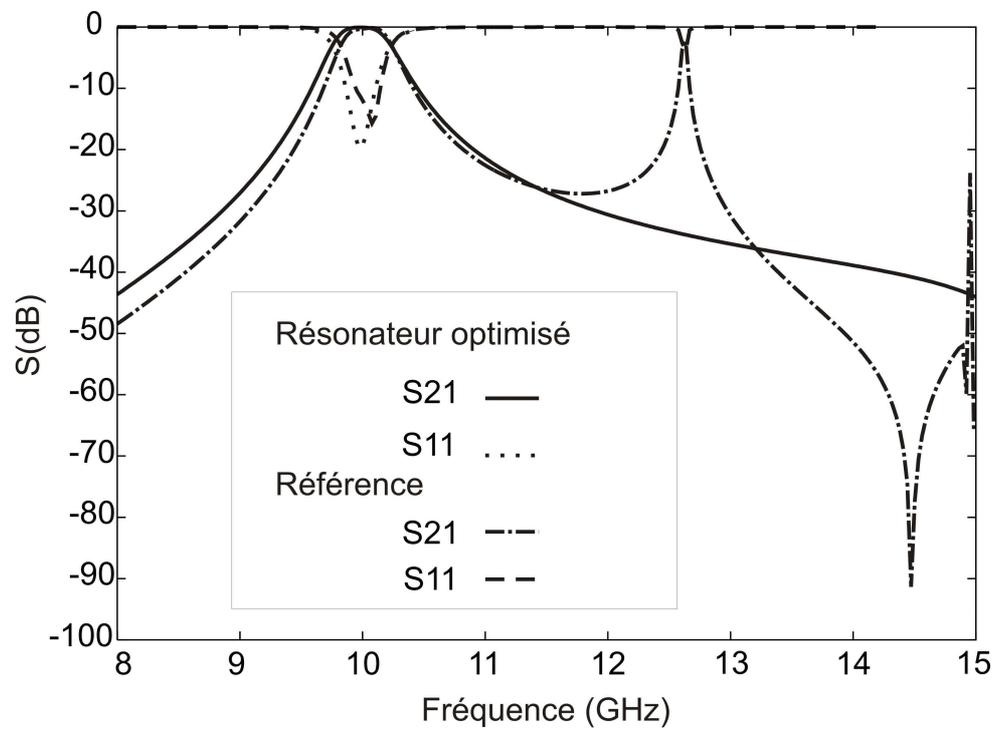


Figure III.8 Paramètres [S] du filtre de référence et du filtre optimisé par paramétrisation.

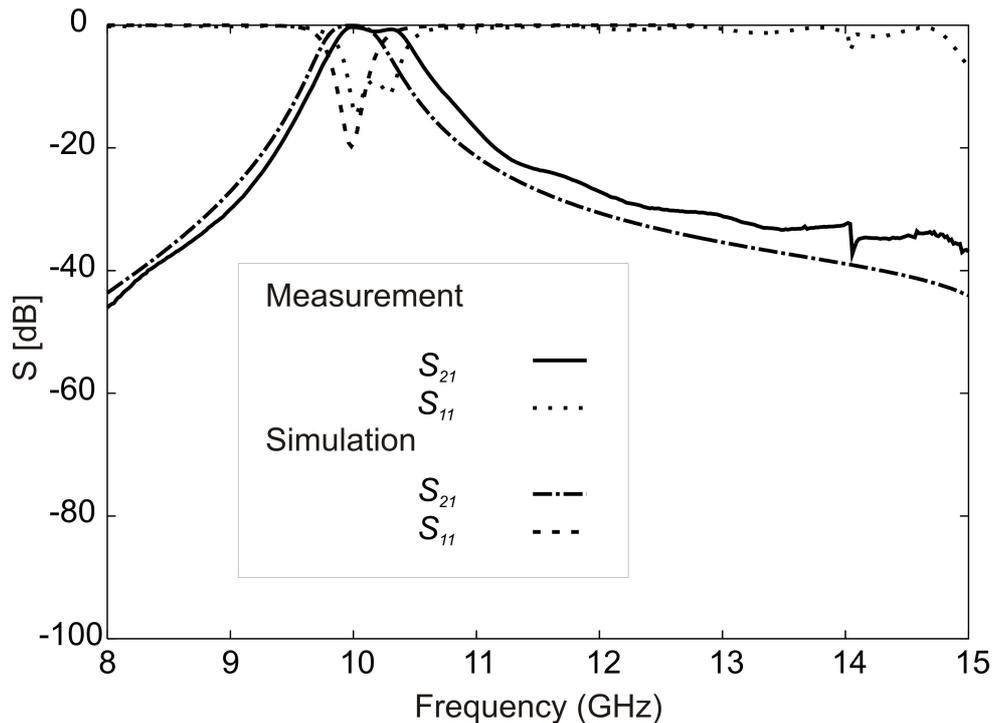


Figure III.9 Comparaison entre les comportements fréquentiels mesuré et simulé du filtre optimisé.

III.3.4 Comparaison des résultats obtenus par les méthodes des courbes de niveaux et du gradient topologique

Les méthodes du gradient topologique et des courbes de niveaux convergent assez rapidement vers un optimum. Le tableau III.2 montre le nombre d'itérations et la fonction de coût atteinte par chaque méthode.

D'une part, la méthode des courbes des niveaux génère une forme plus simple à réaliser et converge, dans ce cas, mieux que la méthode du gradient topologique, mais une étape supplémentaire est nécessaire pour paramétrer la forme obtenue. D'autre part, nous avons besoin parfois de créer des perturbations dans le domaine et la méthode du gradient topologique répond naturellement mieux à ce besoin.

D'une manière générale, les deux méthodes convergent différemment vers un minimum local, il semble donc intéressant de les coupler pour tirer profit des avantages cités précédemment.

Tableau III.2 Comparaison entre courbes des niveaux et gradient topologique.

	Gradient topologique	Courbes de niveaux
Nombre d'itérations	13	10
J après optimisation	91	18

III.3.5 Couplage des méthodes des courbes de niveaux et du gradient topologique

Dans cette partie nous proposons une approche qui consiste à alterner les deux méthodes jusqu'à obtenir une convergence.

Ces deux méthodes sont effectivement complémentaires puisque la méthode des courbes de niveaux agit sur les frontières de l'objet alors que la méthode du gradient topologique est appliquée pour créer des perturbations permettant de modifier fortement la topologie de l'objet, en créant naturellement des trous en son sein.

La convergence est atteinte après 6 itérations d'optimisation par le gradient topologique en partant de la solution optimisée précédemment par les courbes de niveaux. La fonction de coût après optimisation vaut 15. La structure optimale, présentée sur la figure III.10 montre que le gradient topologique crée des trous à l'intérieur du résonateur, par rapport au résultat précédent.

La figure III.11 montre que la bande passante est conservée tandis que le pic parasite est éliminé de la bande [8-15] GHz. Ce résultat est confirmé dans la pratique d'après la figure III.12.

En résumé, cette approche donne la possibilité de sortir d'un minimum local atteint par l'une ou l'autre des méthodes jusqu'à ce qu'aucun des algorithmes ne puisse plus converger et améliorer la conception. Dans tous les cas, il semble logique que le couplage entre les deux méthodes donne un meilleur résultat que chacune prise individuellement.

Dans la prochaine application, nous montrerons l'efficacité de cette approche couplée pour diminuer les pertes dans le résonateur diélectrique.

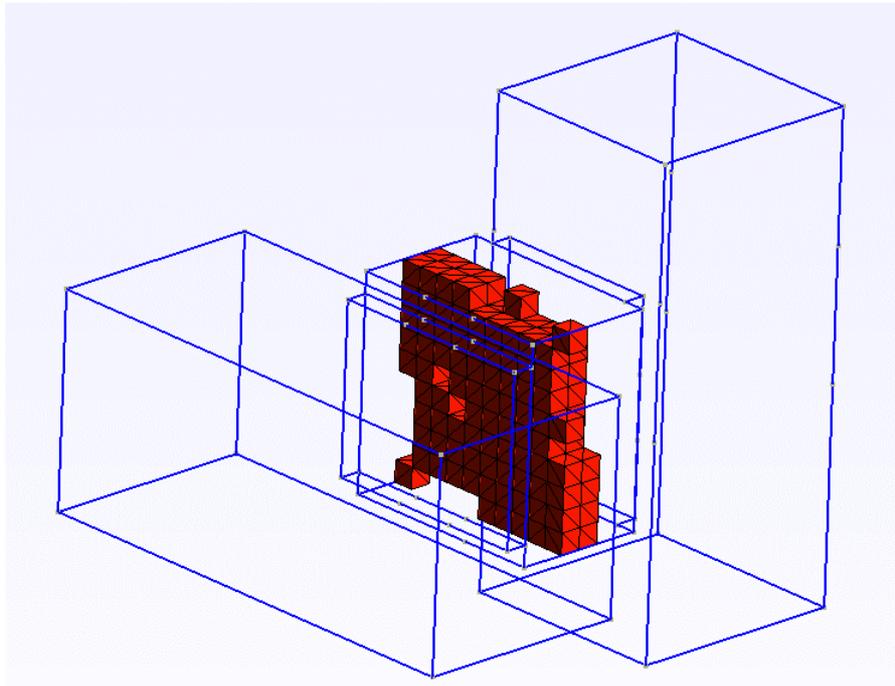


Figure III.10 Structure obtenue après gradient topologique et courbes de niveaux.

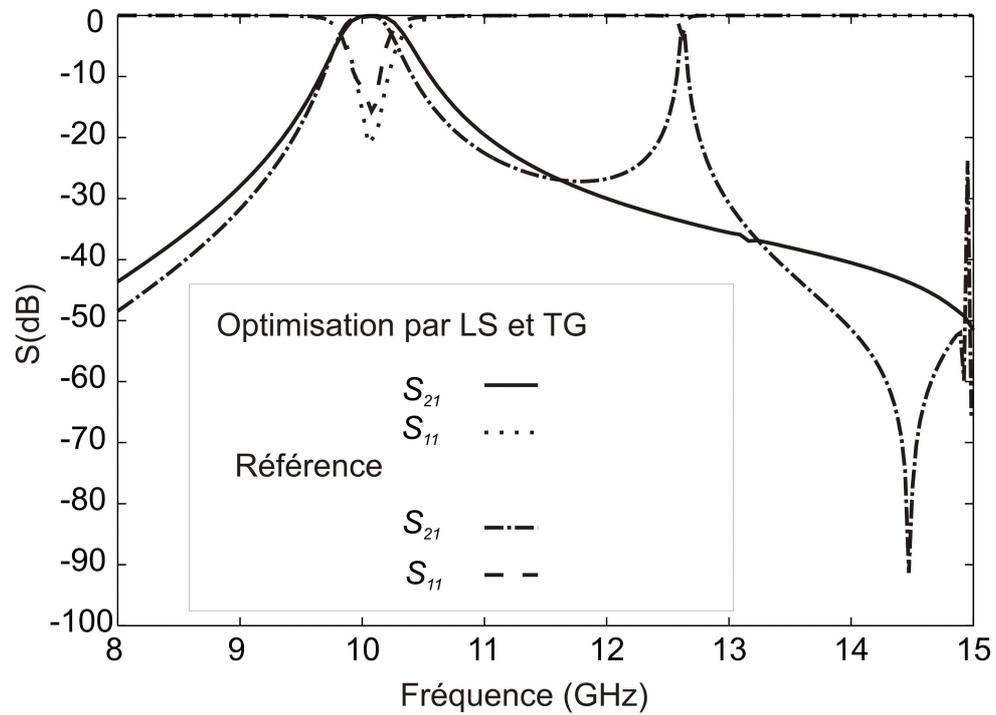


Figure III.11 Comportements fréquentiels de référence et du filtre optimisé après courbes de niveaux et gradient topologique.

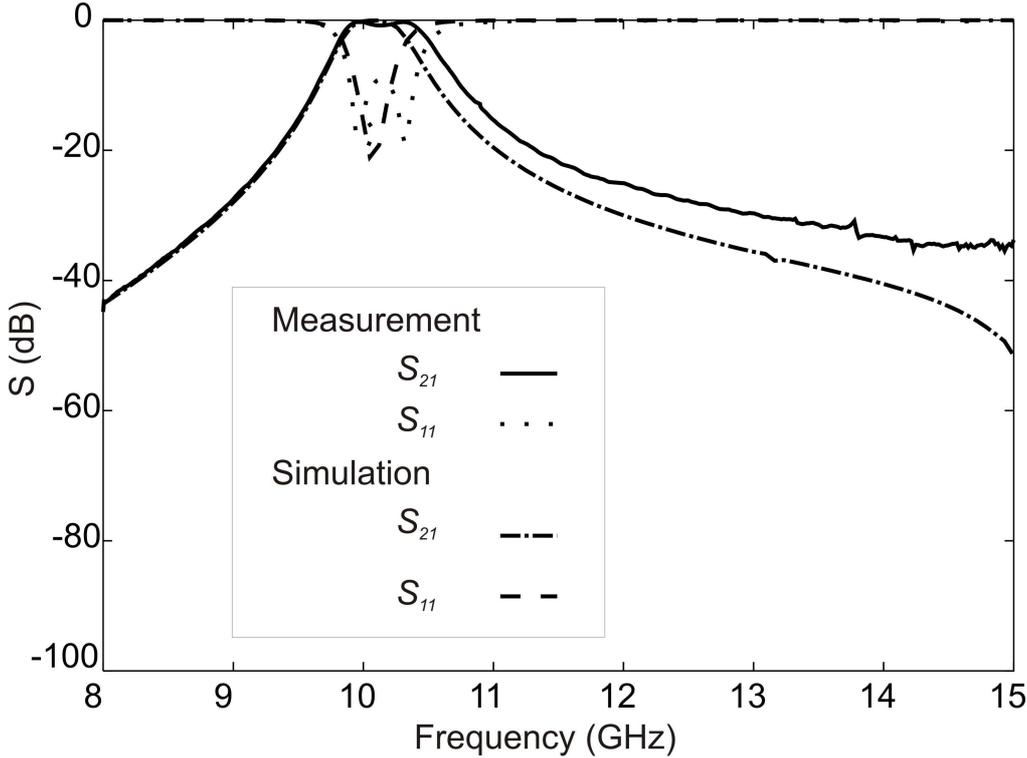


Figure III.12 Comparaison entre les comportements fréquentiels mesuré et simulé du filtre optimisé par courbes de niveaux et gradient topologique.

III.4 Conception d'un résonateur diélectrique optimisé en pertes

III.4.1 Structure de référence

La structure étudiée, présentée sur la figure III.13, est constituée d'un résonateur diélectrique inséré à l'intérieur d'une cavité métallique, couplée par des iris à des guides d'ondes rectangulaires. On remarque d'après la figure III.14 que le résonateur est fortement découplé. La figure III.15 montre le schéma électrique du résonateur; la cavité étant modélisée par une résistance, une inductance et une capacité, les couplages en entrée/sortie par des transformateurs.

III.4.2 Définition du critère

Les critères (fonction de coût) ont été définis jusqu'à maintenant en fonction du module des paramètres S . Nous présenterons dans cette partie l'application du gradient topologique et des courbes de niveaux pour améliorer le facteur de qualité à vide afin de diminuer les pertes dans la structure. Les critères sont donc définis en fonction de la phase du paramètre S_{21} , comme nous le montrer.

Le substrat diélectrique est caractérisé par une permittivité relative (ϵ_r) de 9 et par une tangente de pertes ($\tan \delta$) de $4.54 \cdot 10^{-5}$, le métal par une conductivité (σ) de $1.5 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$.

Le logiciel EMXD permet de simuler un résonateur dans une cavité métallique en oscillations libres (sans système d'excitation). Le logiciel détermine ainsi la fréquence propre du mode du résonateur.

En considérant des pertes diélectriques dans le résonateur et métalliques sur les parois de cavité, le logiciel EMXD calcule la fréquence complexe du mode propre sous la forme :

$$f = f' + jf'' \quad (\text{III-19})$$

Le facteur de qualité à vide est alors calculé grâce à la formule :

$$Q_0 = \frac{f'}{2f''} \quad (\text{III-20})$$

Le facteur de qualité obtenu est de l'ordre de 2000.

En oscillations forcées, le facteur de qualité est accessible grâce à une analyse du résonateur fortement découplé.

En faisant l'analogie avec le circuit électrique équivalent de la figure III.15, le calcul du paramètre S_{21} aboutit à la formule suivante :

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{\alpha_1\alpha_2}}{1 + \alpha_1 + \alpha_2 + jQ_0\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad (\text{III-21})$$

avec :

$$Q_0 = \frac{L\omega_0}{R} \quad (\text{facteur de qualité à vide}) \quad (\text{III-22})$$

$$\alpha_1 = \frac{Q_0}{Q_{e1}} \quad (\text{facteur de couplage à l'accès 1}) \quad (\text{III-23})$$

$$\alpha_2 = \frac{Q_0}{Q_{e2}} \quad (\text{facteur de qualité à l'accès 2}) \quad (\text{III-24})$$

$$Q_{e1} = \frac{L\omega_0}{Z_0/n_1^2} \quad (\text{facteur de qualité extérieure à l'accès 1}) \quad (\text{III-25})$$

$$Q_{e2} = \frac{L\omega_0}{Z_0/n_2^2} \quad (\text{facteur de qualité extérieure à l'accès 2}) \quad (\text{III-26})$$

et $\omega_0 = 2\pi f_0$

Dans notre cas, le résonateur est fortement découplé, α_1 et α_2 sont très petits par rapport à 1.

L'équation III-22 peut s'écrire :

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{\alpha_1\alpha_2}}{1 + jQ_0\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad (\text{III-27})$$

d'où :

$$\arg S_{21} = -\arctg Q_0\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \quad (\text{III-28})$$

Autour de f_0 , nous pouvons définir la phase de cette manière :

$$\arg S_{21} \approx -\arctg 2 * Q_0 \frac{\Delta f}{f_0} \quad (\text{III-29})$$

où f_0 est la fréquence de résonance et Δf est la bande de fréquence sur laquelle la phase varie de $\pm 90^\circ$ par rapport à celle de f_0 .

On note bien que le facteur de qualité à vide est lié directement à la phase de S_{21} autour de f_0 .

La fonction de coût J à minimiser est donc définie en fonction de phase du paramètre S_{21} .

Entre 10 et 11.4 GHz, nous pouvons écrire la fonction J sous la forme:

$$J = \sum_{i=1}^N \left[\arg(S_{21}^c) - \varphi_{opt} \right] \quad (\text{III-30})$$

Entre 11.5 et 12.5 GHz, la fonction J est définie de cette manière :

$$J = \sum_{i=1}^N \left[\varphi_{opt} - \arg(S_{21}^c) \right] \quad (\text{III-31})$$

avec φ_{opt} une variable en degrés, qui représente la phase optimale du résonateur sans pertes et S_{21}^c le paramètre S_{21} du résonateur en cours d'optimisation.

Dans notre cas, $60 < \varphi_{opt} < 100$ entre 10 et 11.4 GHz et $-130 < \varphi_{opt} < -170$ entre 11.5 et 12.5 GHz, comme nous montre la figure III.16.

Le but de l'optimisation est de converger vers la phase du résonateur sans pertes

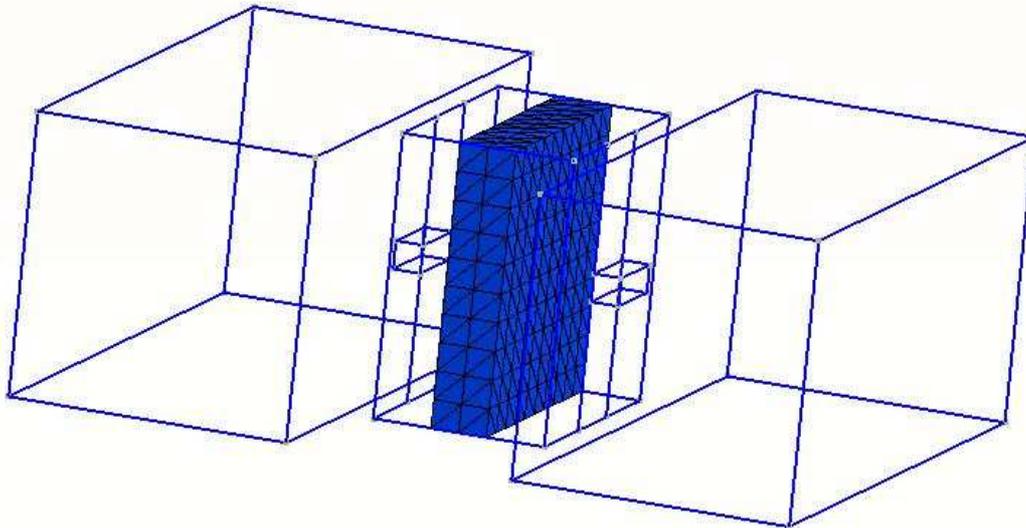


Figure III.13 Résonateur diélectrique de référence.

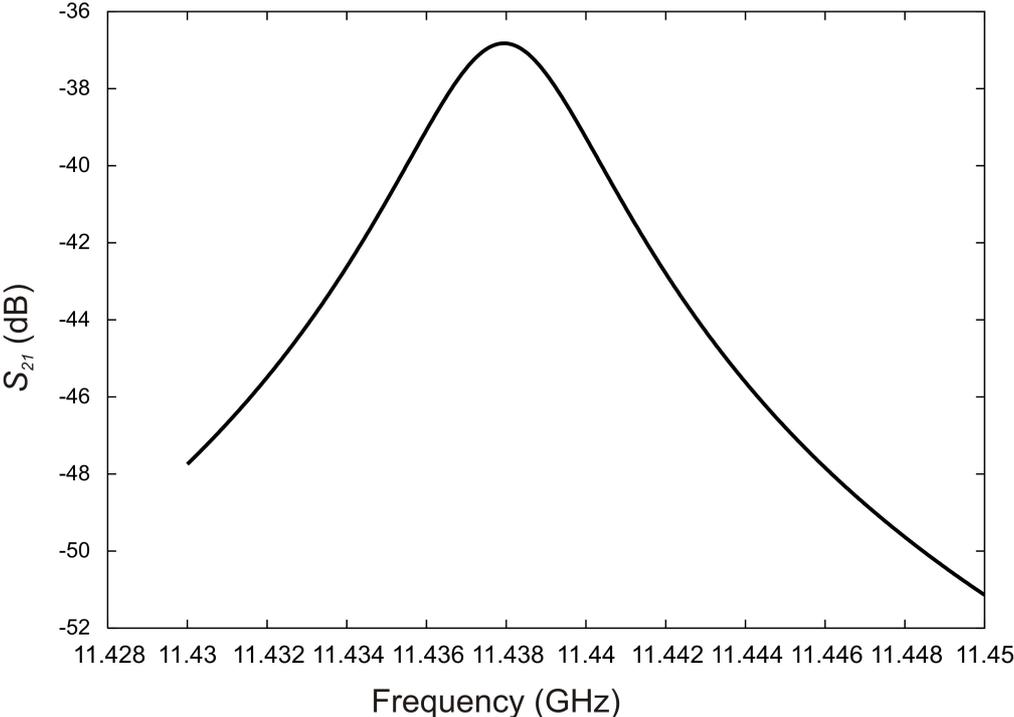


Figure III.14 Paramètre S_{21} du résonateur de référence.

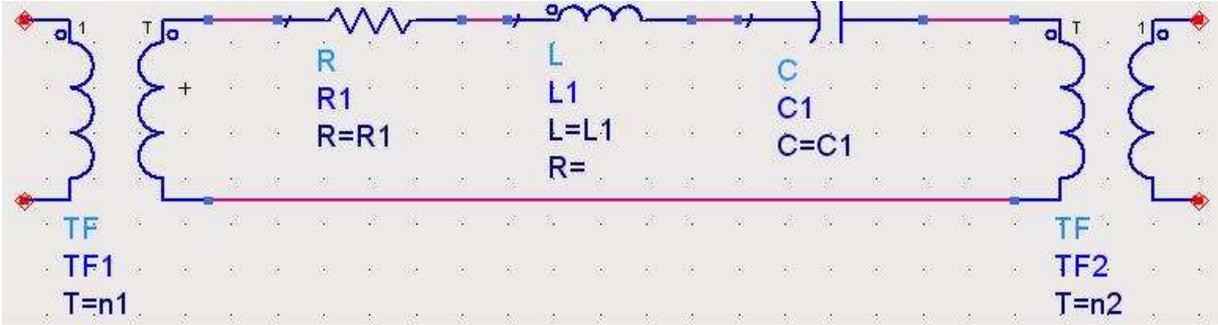


Figure III.15 Schéma électrique du résonateur.

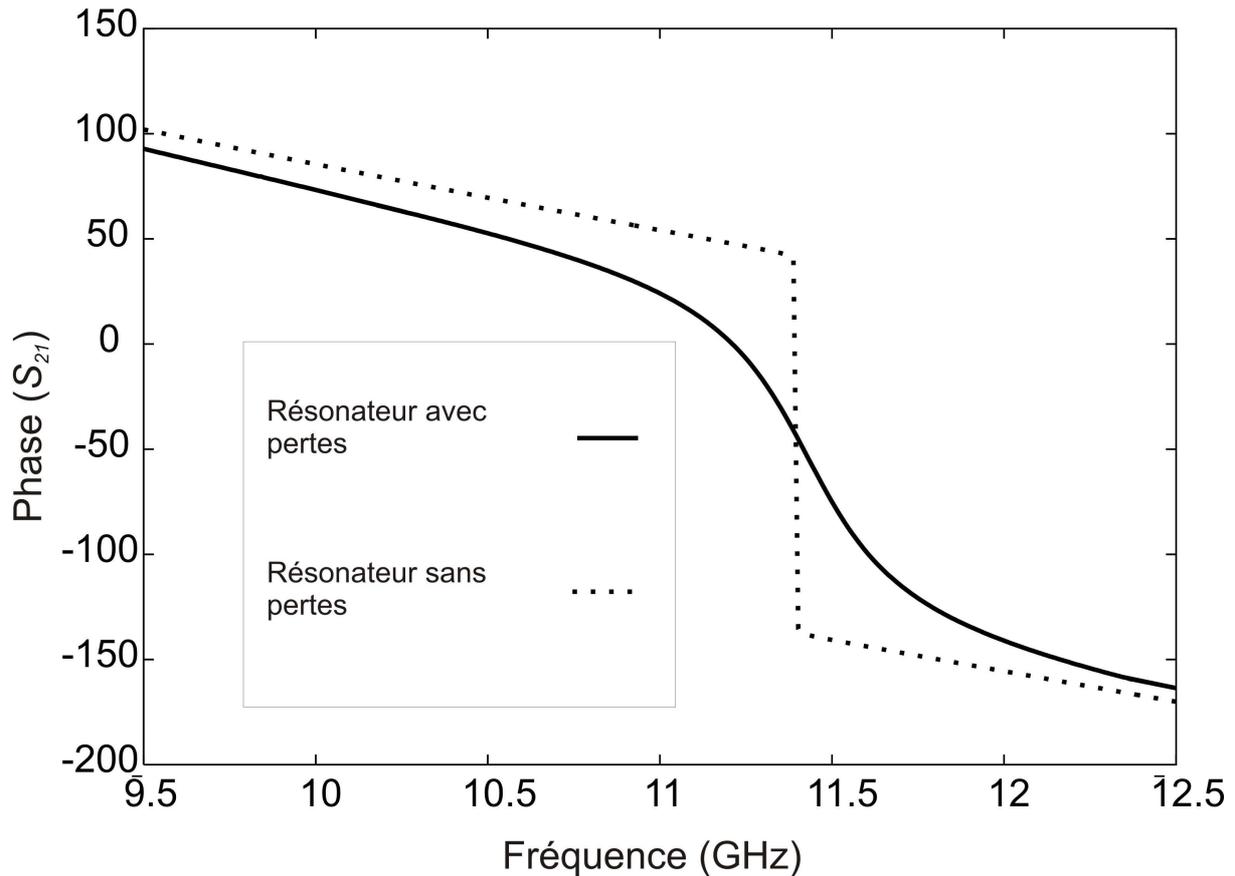


Figure III.16 Comparaison des réponses en fréquence des résonateurs avec et sans pertes.

III.4.3 Optimisation par couplage des méthodes du gradient topologique et des courbes de niveaux

Nous avons optimisé le résonateur en couplant les méthodes des courbes de niveaux et du gradient topologique. L'épaisseur du domaine d'optimisation est égale à deux fois celle de référence.

Pour minimiser J entre 9.5 et 12.5 GHz, nous alternons les deux méthodes dans un algorithme, comme proposé dans le paragraphe précédent. La méthode des courbes de niveaux démarre l'optimisation avec 100 itérations puis le gradient topologique continue en 3 itérations. La méthode des courbes de niveaux termine l'optimisation avec 100 nouvelles itérations.

Les figures III.17, III.18 et III.19 montrent les différentes structures obtenues au cours de l'optimisation et la figure III.20 montre que la pente de la phase du résonateur optimisé est meilleure que celle obtenue avec la référence, ce qui dénote un meilleur facteur de qualité à vide.

On peut remarquer aussi que l'algorithme déplace le matériau diélectrique des parois vers le milieu pour confiner le champ électromagnétique loin du métal responsable d'une part importante des pertes, ce qui paraît logique.

Le tableau III.3 donne les répartitions entre pertes métalliques et diélectriques pour les 3 structures présentées sur les figures III.17 à III.19. On peut noter un gain de 60 % entre le facteur de qualité à vide du résonateur optimisé et celui de référence

Enfin, on constate que le programme a conservé deux contacts avec la cavité ce qui nous permet de maintenir le résonateur dans la cavité.

La définition du critère en fonction de la phase permet de conserver le même mode de fonctionnement du résonateur. A contrario, il n'est pas évident de garder le même mode de résonance si on définit les critères en fonction du module de S_{21} .

Tableau III.3 Variations de f_0 , Q_0 , $Q_{0\ diel}$ et $Q_{0\ metal}$ durant l'optimisation.

	f_0	Q_0	$Q_{0\ diel}$	$Q_{0\ met}$
Référence	11.44	2000	23245	2817
Courbes de niveaux (1)	11.408	2400	24500	3100
Gradient topologique	11.46	2800	26084	3259
Courbes de niveaux (2)	12.35	3340	54366	3559

Itération 100

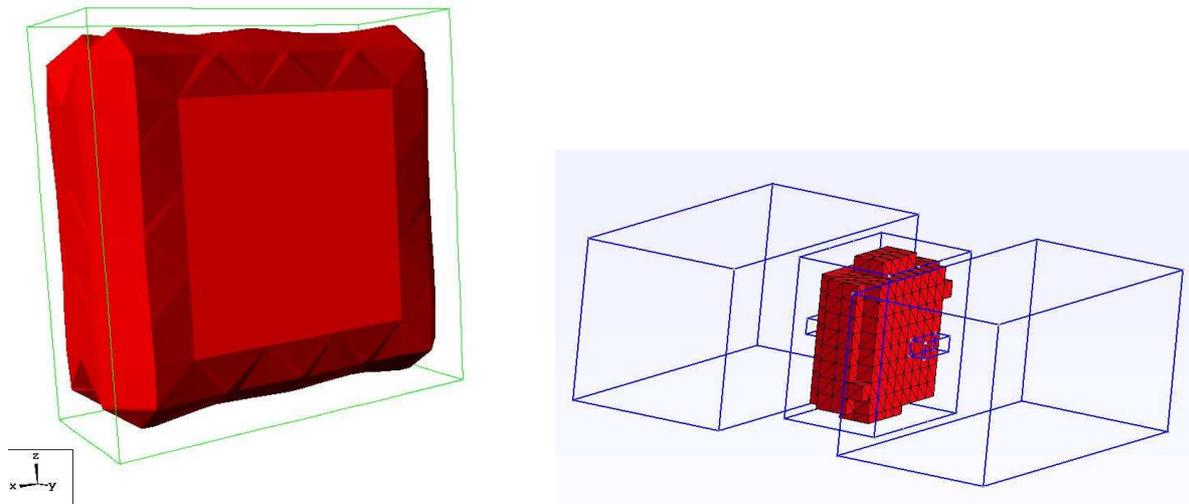


Figure III.17 Résonateur obtenu après une 1^{ère} application de la méthode des courbes de niveaux (à gauche), approximation de la forme (à droite).

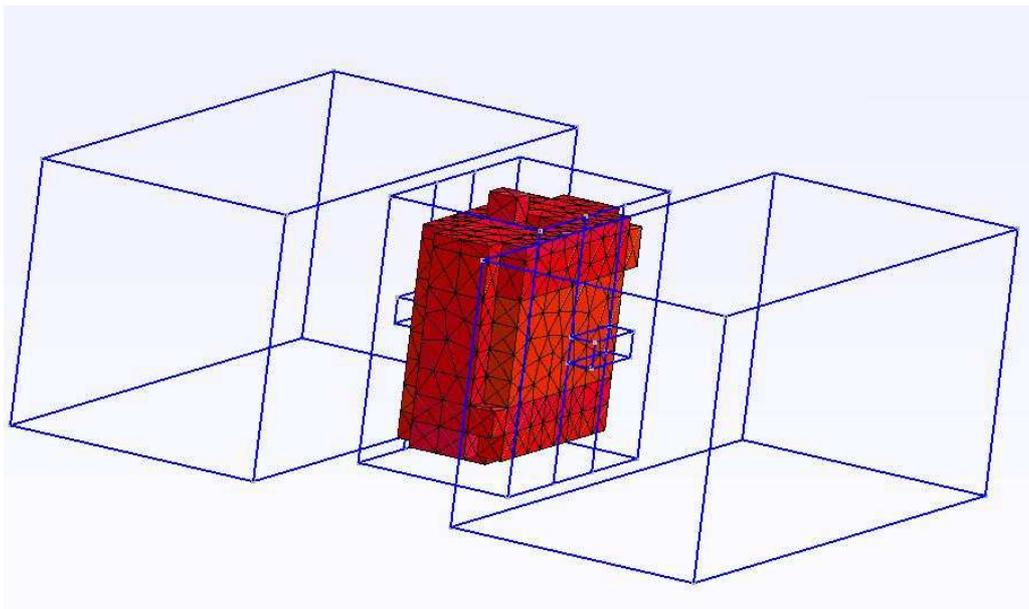


Figure III.18 Résonateur obtenu après application de la méthode du gradient topologique.

Itération 100

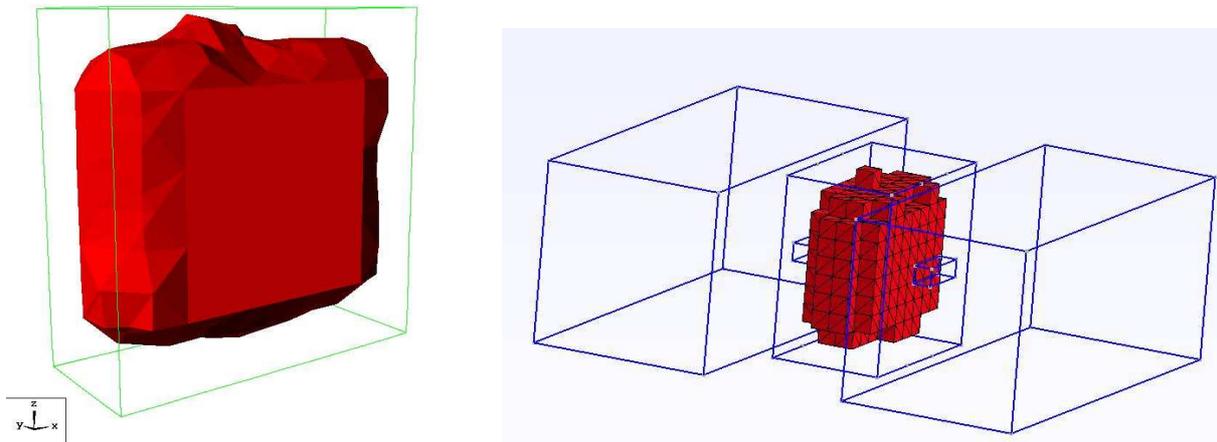


Figure III.19 Résonateur obtenu après une 2^{ème} application de la méthode des courbes de niveaux (à gauche), approximation de la forme (à droite).

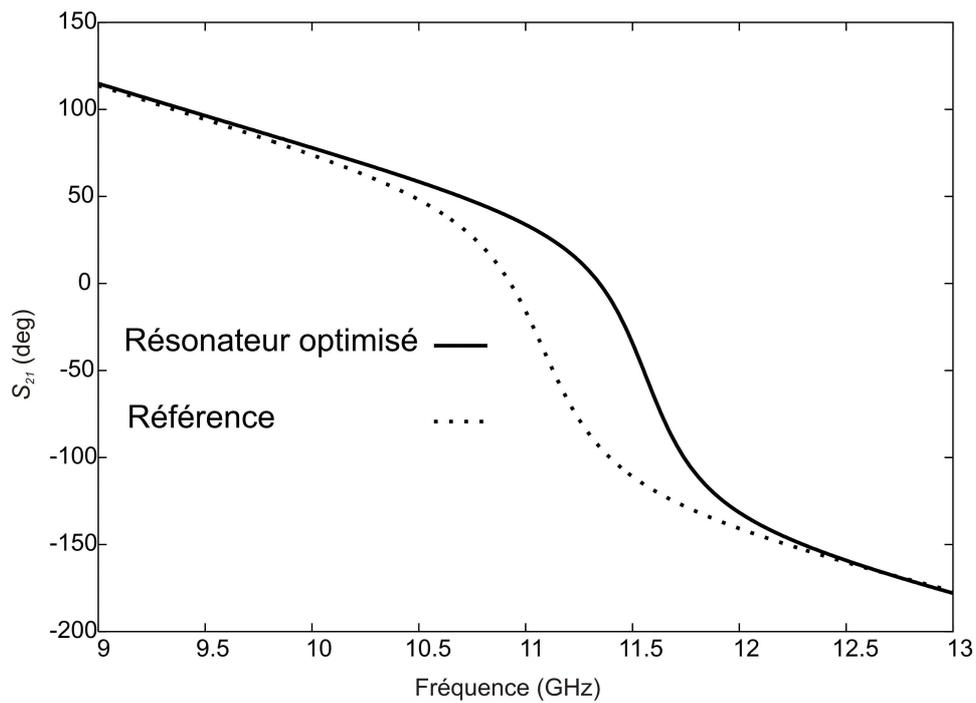


Figure III.20 Comparaison entre les phases du résonateur de référence et du résonateur optimisé.

III.4.4 Paramétrage de la forme obtenue

Pour contrôler facilement la fréquence de résonance et le facteur de qualité et pour faciliter la fabrication par stéréo-lithographie, nous avons approché la forme de la figure III.19 par celle de la figure III.21. 4 paramètres sont définis sur la figure III.21 en plus de la hauteur du résonateur H . Pour ramener la fréquence de résonance à 11.44 GHz, nous avons obtenu un facteur de qualité Q_0 de 3385 et les valeurs des paramètres géométriques sont présentées dans le tableau III.4.

Nous avons ensuite fait une analyse large bande des deux résonateurs (optimisé et référence) pour étudier l'isolation fréquentielle. D'après la figure III.22, on peut conclure que l'isolation n'est pas dégradée.

Tableau III.4 Valeurs des paramètres géométriques (en mm).

$l1$	$l2$	$w1$	$w2$	H
7.112	1.522	0.5	1.982	8.5

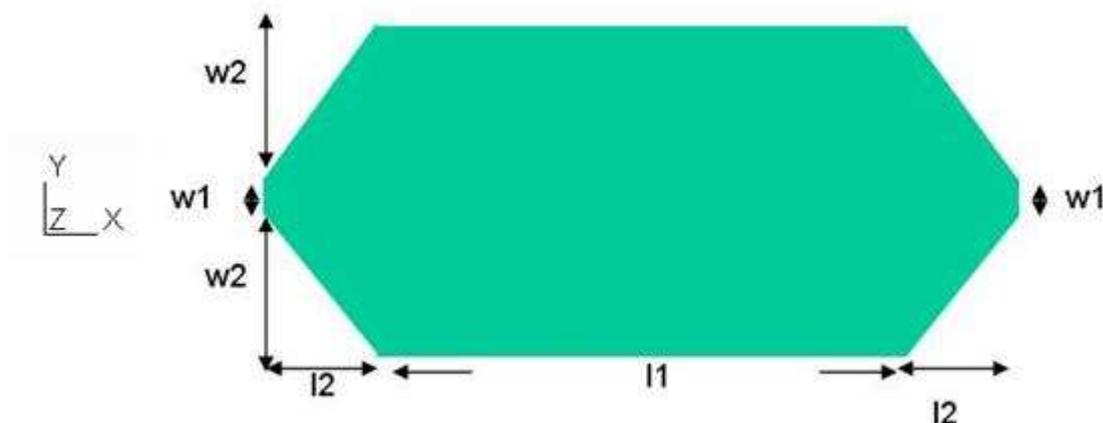


Figure III.21 Paramètres géométriques du résonateur.

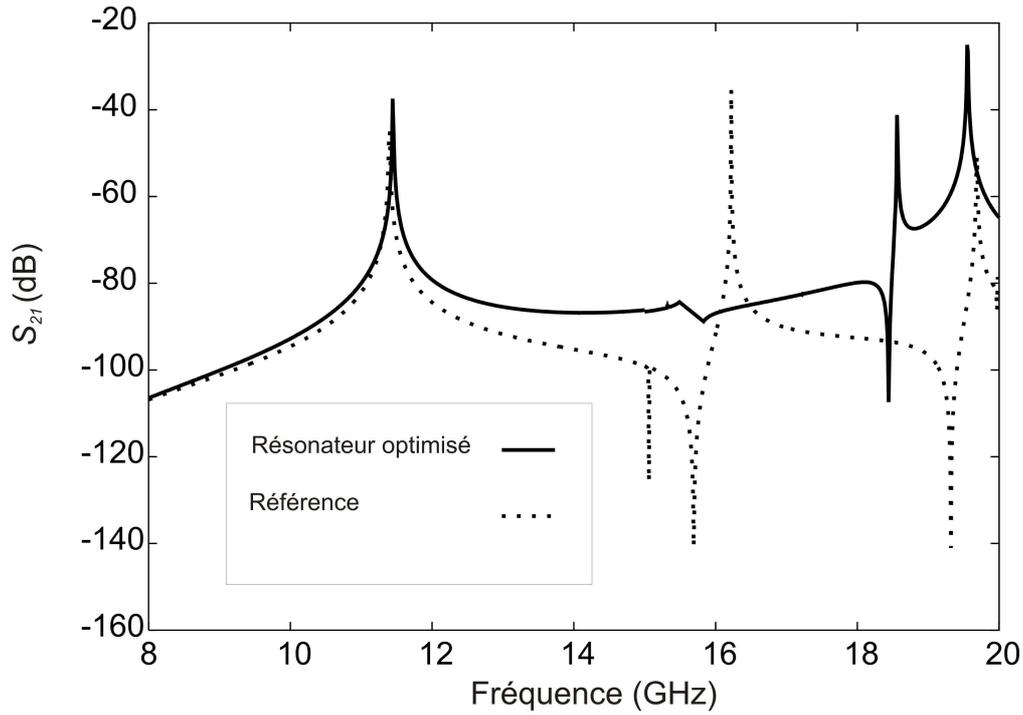


Figure III.22 Comportement large bande du résonateur de référence et du résonateur optimisé.

III.4.5 Expérimentation

Les pièces céramiques, fabriquées par la technique de stéréo-lithographie sont présentées sur la figure III.24. Ces pièces sont ensuite insérées dans la cavité.

Nous avons évalué ensuite les facteurs de qualité à vide de référence et des résonateurs optimisés.

Le facteur de qualité en charge du résonateur est déduit de :

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (\text{III-32})$$

Le coefficient de surtension, ou facteur de qualité à vide, est ensuite déduit de la mesure du paramètre S_{21} (figure III.25) par la relation suivante :

$$Q_0 = Q_L \frac{1}{1 - |S_{21}|_{\max}} \quad (\text{III-33})$$

où $|S_{21}|_{\max}$ est le module de S_{21} maximum du pic de résonance.

Comme le résonateur est fortement découplé, nous pouvons conclure que le facteur de qualité à vide égale le facteur de qualité en charge.

Le tableau III.5 montre les facteurs de qualité obtenus après mesure. Nous pouvons remarquer une large différence entre la mesure et la simulation. Ces écarts peuvent être expliqués par le contact entre le résonateur diélectrique et la cavité métallique et aussi par la conductivité du métal. En effet, comme on insère les pièces céramiques dans la cavité, il y a une forte probabilité que le contact (figure III.23) ne soit pas parfait. Ce contact a une grande influence sur le facteur de qualité.

En prenant par exemple le résonateur de référence, le facteur de qualité chute de 30% lorsqu'un gap d'air de 10 μm est introduit dans le modèle CAO entre le résonateur diélectrique et la cavité. Le même comportement est observé pour le résonateur optimisé.

Nous pouvons cependant remarquer qu'il y a une forte différence entre le facteur de qualité de référence et des résonateurs optimisés (avant et après approximation), ce qui nous permet de valider une approche originale pour améliorer le facteur de qualité.

Après avoir validé cette approche, nous appliquons l'algorithme à l'optimisation d'un résonateur plus proche d'une configuration industrielle.

Tableau III.5 Fréquences de résonance f_0 et facteurs de qualité Q_0 mesurés.

	f_0 (GHz)	Q_0
Référence	11.56	900
Résonateur optimisé	12.004	2000
Résonateur approché	11.443	1907



Figure III.23 Résonateur diélectrique inséré dans une cavité métallique.

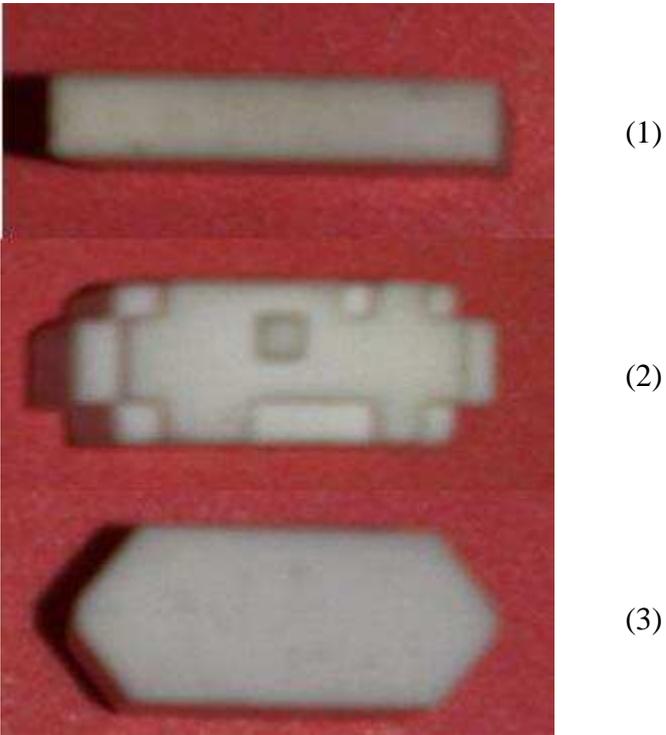


Figure III.24 Forme des résonateurs après fabrication : référence (1), optimisé (2), approché (3).

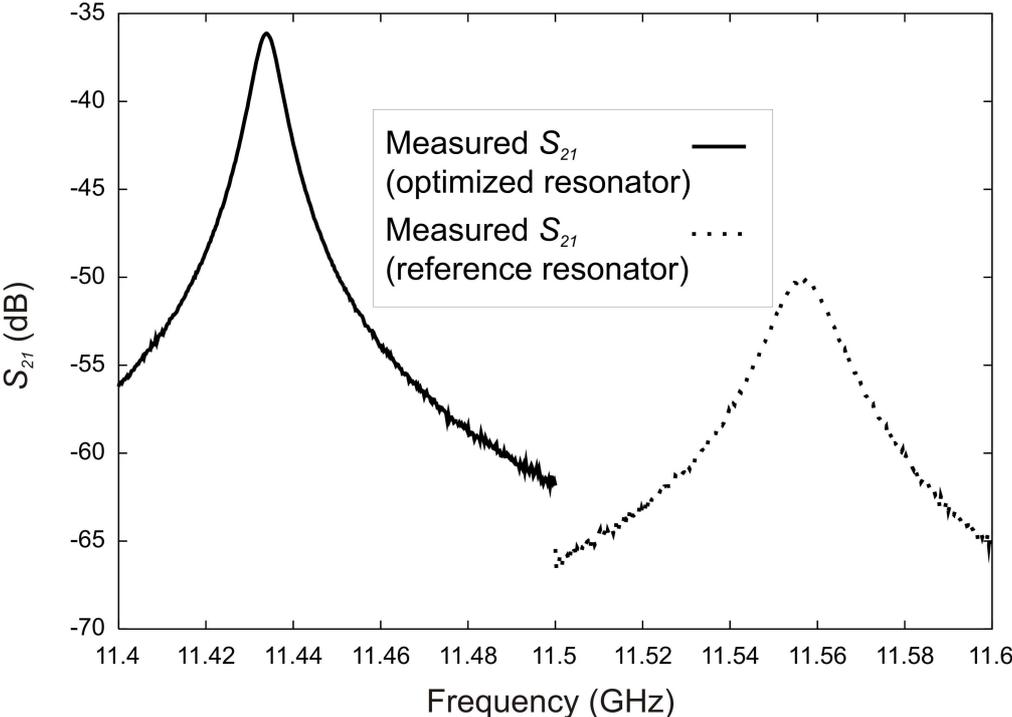


Figure III.25 Paramètres S (S_{21}) des résonateurs de référence et approché.

III.5 Conception d'un résonateur d'OMUX en bande C

III.5.1 Conception de référence

Le système étudié est composé d'un résonateur de forme parallélépipédique (figure III.26) peu épais tronqué aux 4 coins et court-circuité dans une cavité cylindrique. Il possède 4 contacts avec les parois métalliques, ce qui assure son maintien. Ce résonateur a été étudié lors de la thèse de Sophie Moraud [2] à l'IRCOM (aujourd'hui XLIM) et est aujourd'hui couramment utilisé par Thalès Alénia Space pour la réalisation de filtres de multiplexeurs (OMUX et OMUX).

Nous avons analysé à nouveau cette structure par la méthode des éléments finis. La simulation électromagnétique est effectuée en oscillations libres et nous avons utilisé les caractéristiques suivantes :

- Une cavité de diamètre $D=39.86$ mm et de hauteur $H=28$ mm,
- Un résonateur d'épaisseur (B) comprise entre 2.5 et 4.5 mm.
- Un matériau diélectrique de permittivité relative $\epsilon_r = 12.6$ et tel que $\tan\delta = 5.5 \text{ e-}05$.
- Une conductivité métallique σ de la cavité égale à $4.76 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$.

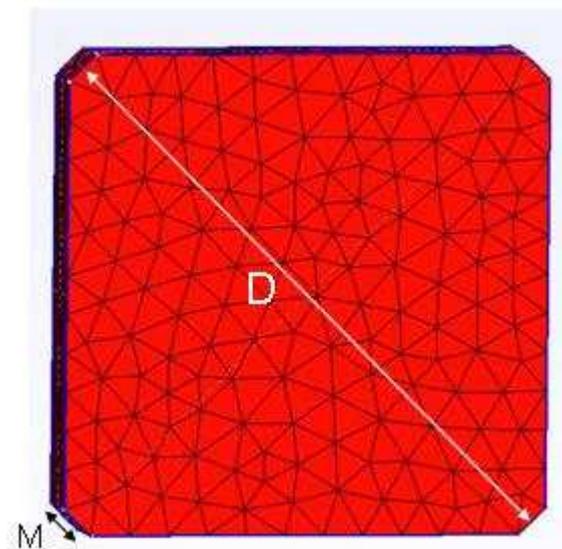


Figure III.26 Résonateur plaque de référence

Nous nous intéressons au mode TE_1 (TE_{100}) car il possède 2 polarisations et une bonne isolation. Le tableau III.6 montre l'évolution de la fréquence de résonance, du facteur de qualité à vide et de l'isolation fréquentielle du mode TE_1 en fonction de l'épaisseur du résonateur.

Nous prenons par la suite le résonateur avec une épaisseur de 3 mm comme résonateur de référence. Nous avons appliqué ensuite la méthode des courbes de niveaux pour améliorer le facteur de qualité du résonateur sur ce mode.

Tableau III.6 Evolution de facteur de qualité en fonction de l'épaisseur B .

Épaisseur (B) en mm	f_0 (GHz) mode TE_1	Q_0	$f_0 * Q_0$	Mode supérieur
2.5	4.235	10248	43400	5.34
3	4.016	10145	40742	5.04
3.5	3.837	10037	38512	4.81
4	3.685	9632	34494	4.61
4.5	3.556	9564	34010	4.45

III.5.2 Optimisation de formes

Pour optimiser le résonateur, nous avons conservé le cadre du résonateur pour assurer son maintien dans la cavité. Ce contact est également important pour assurer une bonne dissipation thermique pour les applications de puissance. Nous avons ensuite considéré le volume à l'intérieur du cadre comme domaine d'optimisation. L'épaisseur du résonateur (pour l'optimisation) égale deux fois l'épaisseur initiale ($2*B=6$ mm).

La figure III.27 montre le résonateur obtenu, après optimisation par la méthode des courbes de niveaux. Ce résonateur est approché par celui de la figure III.28. Les figures III.29 et III.30 montrent les deux « polarisations » du mode TE_1 . Ces deux polarisations s'installent de manière à respecter la symétrie de la structure. Pour les deux polarisations, on obtient le même facteur de qualité ($Q_0 = 11852$) et la même fréquence de résonance à $f_0=3.933$ GHz. On trouve le mode supérieur à 5.047 GHz.

Itération 100

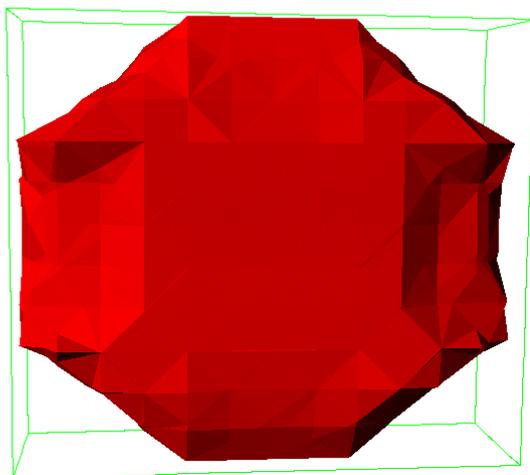


Figure III.27 Forme du résonateur après optimisation.

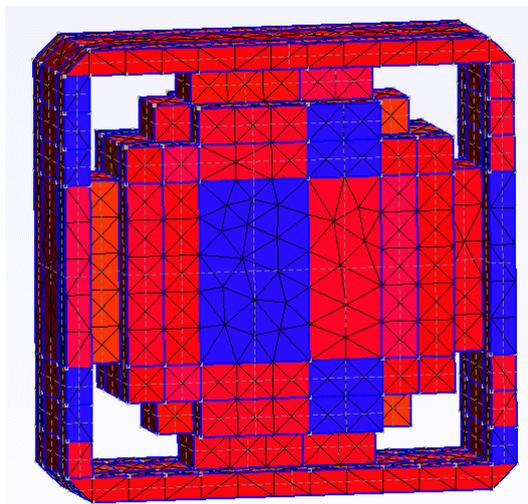


Figure III.28 Forme du résonateur approché.

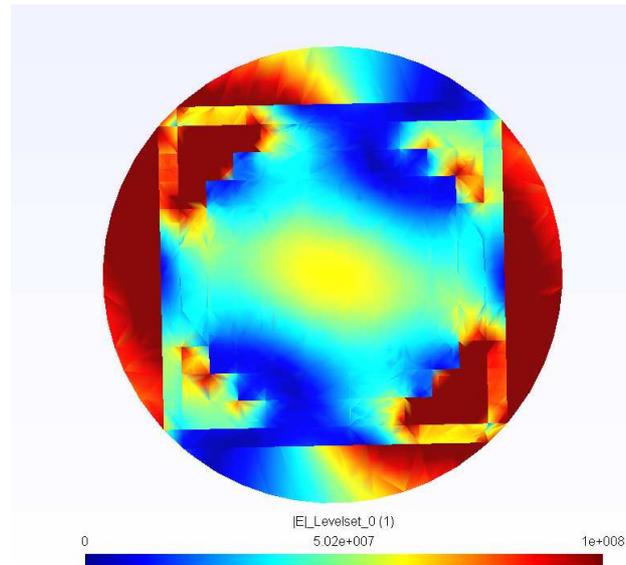


Figure III.29 Module de champ électrique à mi hauteur (polarisation 1).

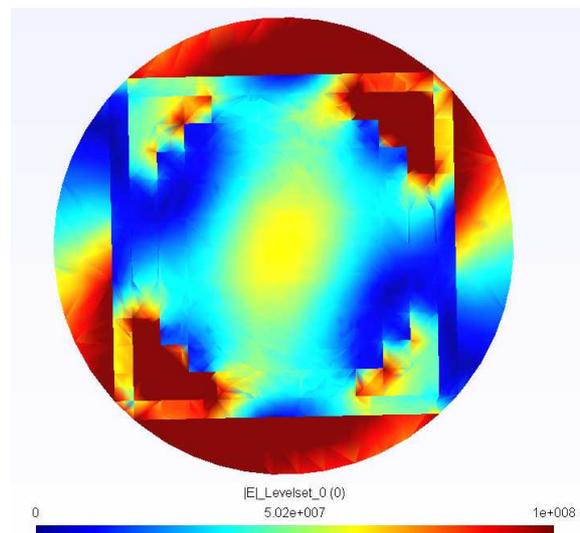


Figure III.30 Module de champ électrique à mi hauteur (polarisation 2).

III.5.3 Paramétrage de la forme obtenue

Le résonateur obtenu ci-dessus possède d'excellentes performances vis-à-vis du facteur de qualité et de l'isolation fréquentielle. Nous avons essayé par la suite de paramétrer la forme obtenue afin de faciliter sa conception et sa fabrication. Cette paramétrisation nous permet ensuite d'ajuster le compromis entre le facteur de qualité et l'isolation fréquentielle.

Nous avons simplifié la forme obtenue par la méthode des courbes de niveau (figure III.27), et nous avons défini deux paramètres : la dimension $Larg$ définie sur la figure III.32 et l'épaisseur du résonateur B .

La cavité métallique est excitée par des guides d'ondes rectangulaires donc le mode TE_2 (TE_{111}) présenté sur la figure III.31 n'est théoriquement pas excité, on s'intéresse aux autres modes entre 2.5 GHz et 4 GHz.

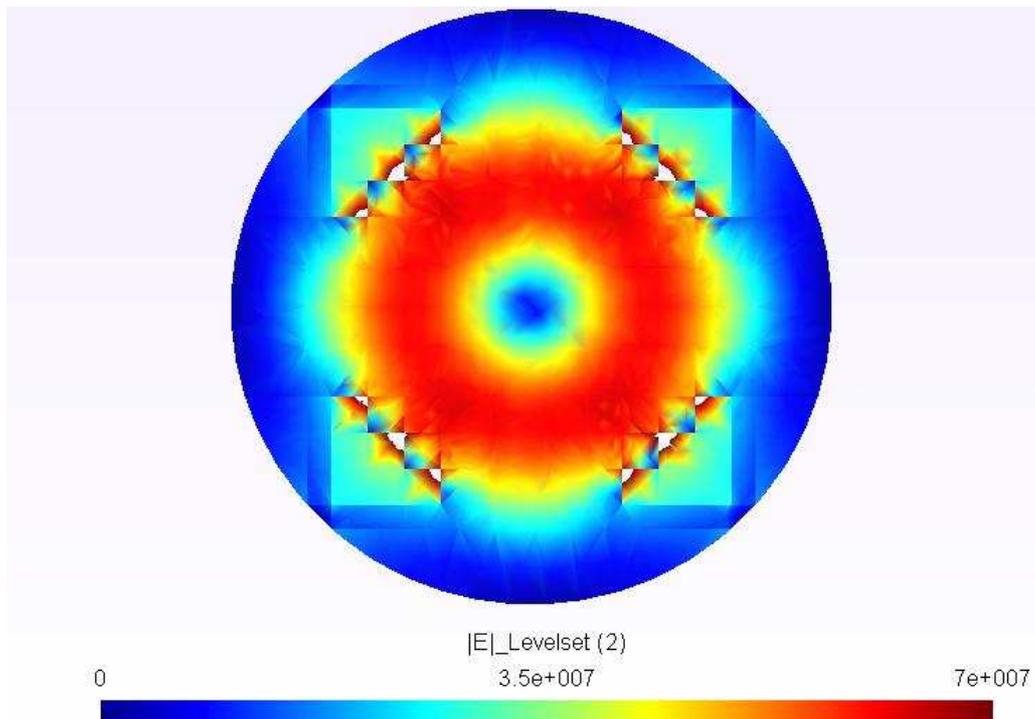


Figure III.31 Module de champ électrique à mi hauteur (mode TE_2).

Le tableau III.7 montre l'évolution de la fréquence de résonance et du facteur de qualité en fonction de B pour $Larg = 8$ mm. Par comparaison avec la référence, on remarque bien que le facteur de qualité du résonateur optimisé est plus élevé d'environ 13%.

Les figures III.33 et III.34 montrent l'évolution du facteur de qualité (Q_0) et de la fréquence centrale (F_0) en fonction de $Larg$ pour différentes valeurs de B tandis que la figure III.35 montre l'évolution du produit $F_0 * Q_0$.

On remarque dans tous les cas qu'on a un facteur de qualité plus élevé de 10% à 20% par rapport au résonateur de référence. On peut noter aussi que dans tous les cas l'isolation fréquentielle reste comparable à celle de référence.

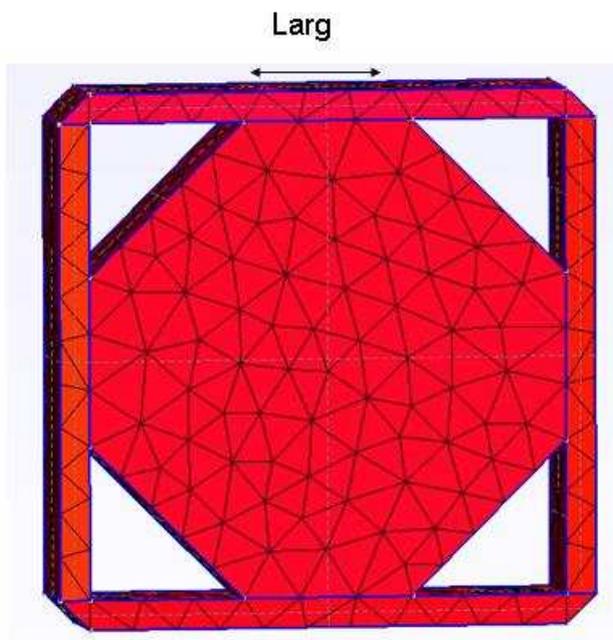


Figure III.32 Résonateur obtenu par approximation.

Tableau III.7 Evolution de la fréquence f_0 et le facteur de qualité Q_0 en fonction de B ($Larg = 8\text{mm}$).

B (mm)	f_0 (GHz) mode TE_1	Q_0	Mode sup. (GHz)
3	4.489	11171	5.437
3.5	4.330	11513	5.331
4	4.194	11525	5.302
4.5	4.078	11541	5.230

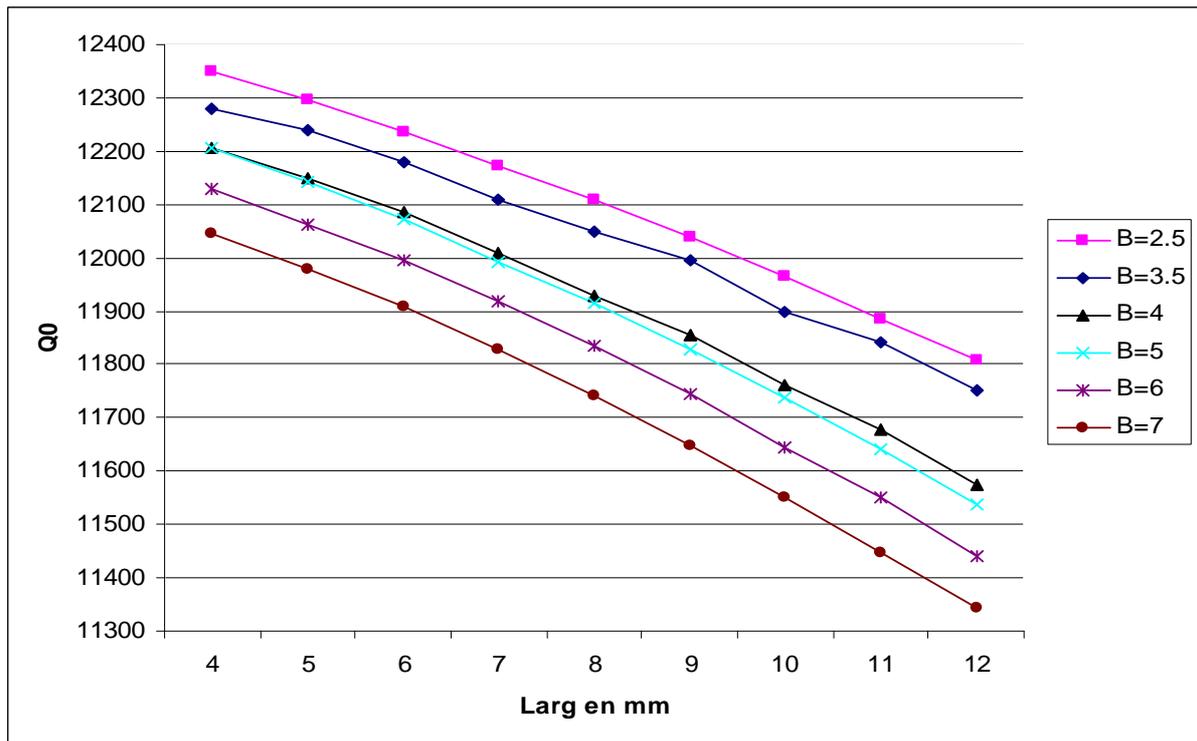


Figure III.33 Variation du facteur de qualité Q_0 en fonction du paramètre $Larg$.

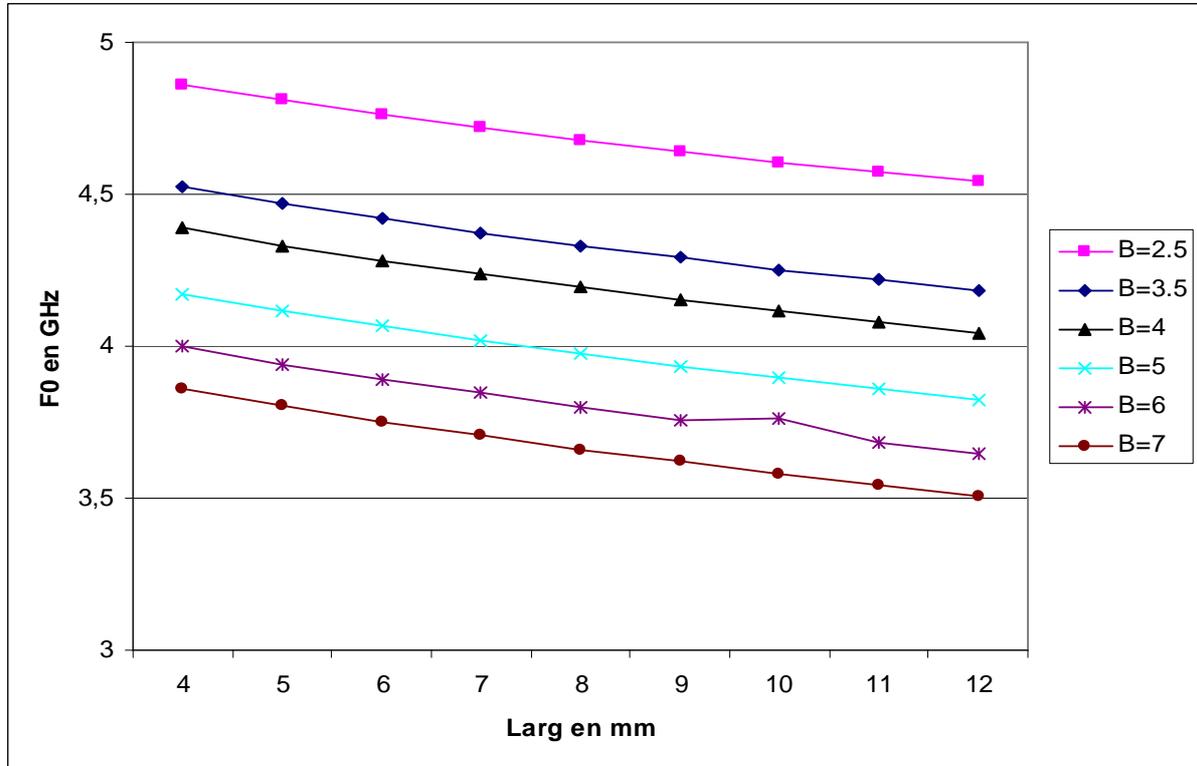
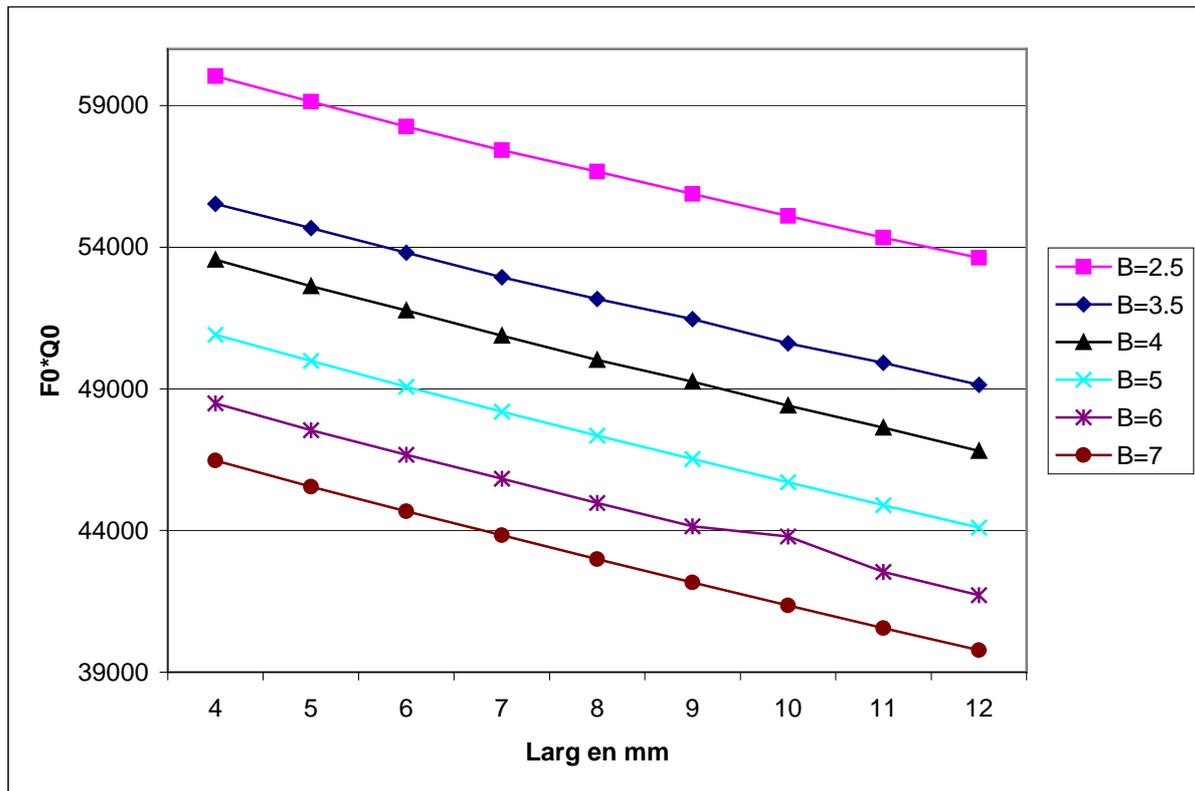


Figure III.34 Variation de la fréquence de résonance f_0 en fonction de $Larg$.


 Figure III.35 Variation du produit $Q_0 \cdot f_0$ en fonction de $Larg$.

III.5.4 Etude de l'influence du cadre

Pour obtenir une résonance à 4 GHz avec un facteur de qualité optimal, on trouve, d'après les figures III.33 et III.34, qu'il faut sélectionner les paramètres $Larg = 4\text{mm}$ et $B = 6\text{mm}$. Dans ce cas, on trouve le mode supérieur à 5.056 GHz.

D'après l'allure du champ, nous pouvons remarquer qu'il y a forte concentration du champ dans le cadre soutenant le résonateur. Pour obtenir un facteur de qualité plus élevé, nous avons diminué l'épaisseur du cadre autour du résonateur, de 6 à 2 mm comme présenté sur la figure III.36. La structure résonne à 4.253 GHz avec un facteur de qualité Q_0 de 13697.

Pour ramener la résonance à 4 GHz, nous avons augmenté le paramètre $Larg$ à 8 mm, l'épaisseur B restant fixée à 6 mm. On obtient une résonance à 4 GHz et un facteur de qualité $Q_0 = 13387$. On note que le facteur de qualité optimisé est amélioré de 30 % par rapport au résonateur de référence. Le mode supérieur résonne à 4.922 GHz.

Si maintenant, le paramètre $Larg$ reste égal à 4 mm, on obtient une résonance à 4 GHz avec une épaisseur $B = 7.4\text{ mm}$, et le facteur de qualité $Q_0 = 14197$, ce qui correspond à une augmentation de quasiment 40%. Le mode supérieur résonne à 4.867 GHz.

Plus l'épaisseur du cadre diminue, plus le facteur de qualité augmente, mais un compromis reste à obtenir vis à vis des contraintes mécaniques.

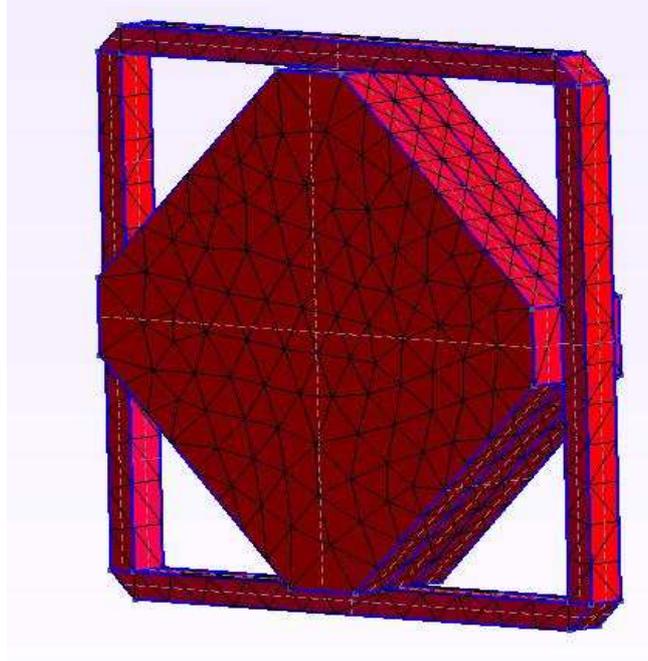


Figure III.36 Résonateur obtenu après optimisation du cadre.

III.5.5 Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie le travail effectué pour améliorer le facteur de qualité d'un résonateur pour des filtres OMUX. Nous pouvons conclure que la forme optimisée concentre le matériau diélectrique au centre de la cavité pour limiter les pertes.

Pour assurer le contact avec la cavité, un cadre est conservé. Le facteur de qualité du résonateur dépend aussi de l'épaisseur du cadre, plus l'épaisseur du cadre est faible, plus le facteur de qualité est grand, mais la limite est alors fixée par des contraintes mécaniques à respecter.

III.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la méthode des courbes de niveaux en électromagnétisme pour la conception de composants hyperfréquences.

Dans la première partie, nous avons présenté le couplage entre le logiciel EMXD et la méthode des courbes de niveaux.

Dans la deuxième partie, nous avons testé l'algorithme pour la conception d'un filtre à résonateur diélectrique et nous avons remarqué que la méthode des courbes de niveaux converge rapidement. Cependant, comme la forme optimale ne s'appuie pas sur le maillage une approximation puis une paramétrisation de la forme approchée doivent être effectuées. L'étude paramétrique de la forme permet de regarder finement l'influence de chaque paramètre. Nous avons proposé finalement un algorithme permettant d'alterner les méthodes du gradient topologique et des courbes de niveaux afin de sortir d'un minimum local. La méthode des courbes de niveaux est validée par un bon accord entre la simulation et la mesure.

Dans la troisième partie, nous avons présenté l'application du gradient topologique et des courbes de niveaux pour améliorer le facteur de qualité d'un résonateur diélectrique. Pour cette application, une nouvelle fonction de coût basée sur la phase du paramètre S_{21} est introduite. L'expérimentation conduit à des facteurs de qualité moins élevés qu'en théorie, mais le résonateur optimisé possède un facteur de qualité doublé par rapport à la référence.

Dans la quatrième partie, nous avons présenté les travaux effectués pour améliorer le facteur de qualité d'un résonateur d'OMUX. Le résonateur obtenu est paramétré pour contrôler le facteur de qualité et l'isolation en fréquence à fréquence de résonance constante. Le compromis entre facteur de qualité et isolation en fréquence peut être ajusté mais reste limité par des contraintes mécaniques. Cette application ouvre cependant de nouvelles perspectives.

Les structures obtenues dans ce chapitre sont originales, et possèdent des caractéristiques inaccessibles par les méthodes classiques.

III.7 Références

- [1] **Y.C.M. Lim, R.F. Mostafaei, D. Mirshekar-Syahkal**
“Unloaded Q factor of slotted cylindrical ring resonator“
European Microwave Conference, 2001.
- [2] **S. Moraud**
“Etude et conception de nouvelles topologies de filtres destinés à être intégrés
aux différents niveaux de la charge utile d’un satellite de télécommunications“
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, (9 juillet 1998).

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Les outils classiques de conception assistée par ordinateur, utilisés pour la modélisation et l'optimisation de composants et circuits hyperfréquences, permettent le dimensionnement, parfois automatique, d'une structure en partant d'une topologie ou d'une technologie connue. Dans certains cas, le concepteur se retrouve limité pour optimiser les performances du dispositif.

Pour élargir l'espace de conception et, par conséquent, potentiellement améliorer les performances d'un dispositif, une approche permettant l'optimisation de la forme, voire de la topologie, s'avère alors très intéressante.

Différentes méthodes d'optimisation de formes sont aujourd'hui disponibles et peuvent s'appliquer à la conception de dispositifs hyperfréquences.

Ces approches sont souvent locales, basées sur le calcul d'un gradient, mais permettent, dans une certaine mesure, d'atteindre une solution optimale inconnue a priori.

Dans le cadre de ce travail, deux méthodes d'optimisation, respectivement de la topologie et de la forme, sont couplées à l'analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis.

Le **premier chapitre** présente d'abord quelques définitions relatives à un problème d'optimisation. Une comparaison entre les méthodes déterministes, adaptées aux problèmes locaux, et les méthodes stochastiques, adaptées aux problèmes globaux, est présentée et illustrée par quelques exemples..

Nous avons proposé dans la dernière section quelques techniques appropriées aux problèmes d'optimisation structurelle. Nous avons présenté une méthode d'analyse de sensibilité s'appliquant à la géométrie de la structure, la méthode des courbes de niveaux s'appliquant aux frontières du domaine et la méthode du gradient topologique s'appliquant au domaine tout entier, par la création ou l'élimination de perturbations infinitésimales.

Durant ces travaux de thèse, nous avons développé et validé deux de ces méthodes, la méthode du gradient topologique et la méthode des courbes de niveaux, pour la conception de composants hyperfréquences.

Le deuxième **chapitre** concerne l'optimisation de filtres à résonateurs diélectriques par la méthode du gradient topologique.

Nous avons montré, dans une première partie, le développement théorique effectué pour adapter cette technique à l'analyse électromagnétique par éléments finis pour la conception de composants hyperfréquences. L'idée originale est d'isoler la perturbation variable dans un domaine fixe.

Dans la deuxième partie, nous avons testé et validé cette approche. Des contraintes de faisabilité et une fonction de coût permettant d'atténuer les pics parasites sont aussi introduites.

Dans la deuxième partie, cette technique est appliquée, d'une part pour optimiser la topologie de résonateurs diélectriques afin améliorer le comportement hors-bande de filtres constitués de ces composants et, d'autre part, pour créer un élément de couplage en céramique afin de remplacer un iris métallique en croix, permettant ainsi de réaliser la fonctionnalité de filtrage dans une cavité unique.

L'algorithme mis en place permet de converger vers une nouvelle topologie pour ces composants satisfaisant des objectifs inaccessibles par une approche classique. La convergence est cependant limitée à cause de la taille finie des perturbations (éléments topologiques) et, pour arriver à un réglage fin de la structure de filtrage, une paramétrisation géométrique reste nécessaire.

Les composants synthétisés grâce à ces nouveaux outils de conception sont fabriqués par le procédé de stéréolithographie céramique et le bon accord entre résultats théoriques et expérimentaux permet de valider l'approche développée.

Le **troisième chapitre** est dédié à l'optimisation de filtres à résonateurs diélectriques par la méthode des courbes de niveaux.

Une première partie présente la méthode appliquée à l'analyse électromagnétique par la méthode des éléments finis et une deuxième partie montre le test de l'algorithme d'optimisation. Nous avons remarqué que la méthode des courbes de niveaux converge rapidement vers une solution mais une étape de paramétrisation est nécessaire à cause de la dimension finie des éléments de discrétisation de la structure. Nous avons comparé cette méthode avec la méthode du gradient topologique et nous avons remarqué que le couplage

entre ces deux approches peut améliorer très sensiblement la solution obtenue avec l'une ou l'autre des méthodes.

L'algorithme développé permet d'optimiser la forme des résonateurs diélectriques pour améliorer le comportement hors bande. Une nouvelle fonction de coût est introduite pour optimiser leur facteur de qualité à vide des résonateurs diélectriques.

La méthode des courbes de niveaux est appliquée alors à l'optimisation du facteur de qualité d'un résonateur de filtre d'OMUX. Le résonateur optimisé possède un facteur plus élevé par rapport à la référence et une isolation fréquentielle comparable.

Les composants synthétisés sont réalisés par le procédé de stéréolithographie céramique et la comparaison des résultats théoriques et expérimentaux valide, aussi dans ce cas, l'algorithme développé.

Ces méthodes montrent donc un potentiel très intéressant pour l'optimisation de forme et de topologie pour la conception de composants hyperfréquences tels que les filtres à résonateurs diélectriques. L'application de ces algorithmes aboutit, pour améliorer des performances standards, à des objets qu'aucun concepteur n'aurait pu mettre au point avec un outil de conception classique.

Les méthodes mises en œuvre peuvent évidemment être améliorées.

En particulier, ces méthodes sont toutes deux des méthodes locales, basées sur le calcul d'un gradient. L'algorithme permet d'améliorer une conception standard mais il converge inévitablement vers un minimum local, même quand les deux méthodes sont utilisées dans un schéma itératif comme proposé dans ce travail.

L'idée serait d'interfacer des méthodes globales pour explorer plus largement l'espace des solutions et localiser ainsi des sous-domaines contenant chacun un minimum. L'exploration de chacun de ces sous-domaines pourrait alors être effectuée avec les méthodes précédentes pour identifier le minimum global. Le point dur est cependant d'identifier une méthode globale suffisamment économe en terme d'itérations ou de mettre au point, pour l'approche globale, un modèle réduit du modèle numérique pour réduire le coût de son évaluation.

Ensuite, la sensibilité liée à la variation discrète des paramètres d'optimisation est relativement importante dans certains cas. Cette variation discrète est due à l'interfaçage des techniques d'optimisation avec un modèle numérique dont le maillage reste fixe au cours de l'optimisation. Ce problème est contourné pour l'instant en utilisant une paramétrisation géométrique de l'objet préalablement optimisé en topologie et/ou en forme pour converger plus finement vers l'objectif.

Une perspective est de paramétrer différemment la forme et/ou la topologie de l'objet pour les rendre indépendantes de la discrétisation du modèle numérique. Le point dur est cependant que la structure doit être re-discrétisée à chaque itération, ce qui peut conduire à des instabilités.

Enfin, ces méthodes peuvent s'appliquer de la même façon en 2D pour l'optimisation d'une surface métallique [1].

Une dernière perspective à ce travail serait d'optimiser, en même temps, les répartitions de matériau diélectrique et d'inclusions métalliques au sein d'un composant. Une technologie multicouche, telle que le LTCC (low-temperature cofired ceramic) [2] pourrait se prêter à la réalisation des composants optimisés.

[1] **A. Assadi-Haghi**

“Contribution au développement de méthodes d'optimisation structurelle pour la conception assistée par ordinateur de composants et de circuits hyperfréquences”

Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 27 Mars 2007.

[2] **L. Rigau**

“Composant 3D en technologie multicouche LTCC. Applications aux fonctions micro-ondes de filtrage et de rayonnement”

Thèse de doctorat, Université de Limoges, Octobre 2004.

ANNEXE 1
Stéréolithographie

Stéréolithographie

Le terme de stéréolithographie décrit un procédé qui permet en quelques heures d'obtenir sans aucun usinage, un modèle de pièce à partir des données contenues dans un système de conception et fabrication assistée par ordinateur (CFAO). Le processus (Figure A1.1) consiste en la CAO (ou la numérisation d'un objet existant), une phase de calcul (tranchage numérique) puis en une mise en forme effective par la machine de fabrication. Le procédé de mise en forme fonctionne par ajout de matière en couches successives. Le procédé classique, maintenant largement industrialisé, permet de fabriquer des objets volumiques de formes complexes, généralement pour des applications de prototypage rapide. Il permet en effet ces réalisations avec des temps de fabrication courts, et suivant un processus totalement informatisé et automatique.

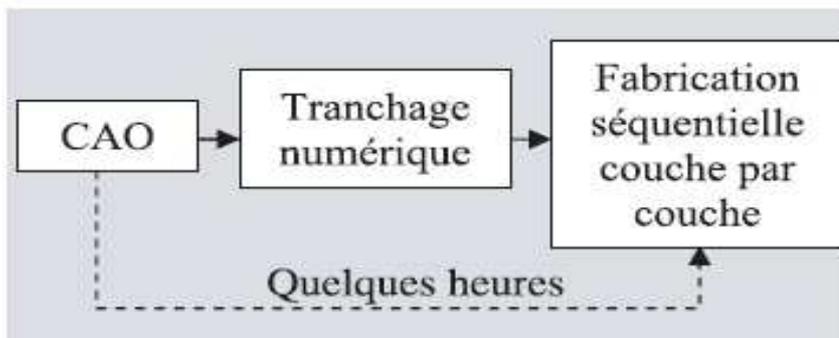


Figure A1.1 les trois étapes principales du procédé de stéréolithographie.

Le laboratoire SPCTS et le centre de transfert CTTC développent de tels procédés pour la mise en forme d'objets céramiques.

Le processus de fabrication repose sur une réaction chimique de photo-polymérisation : une résine monomère photosensible liquide se transforme localement en un polymère solide sous irradiation lumineuse. Si l'éclairement est tel qu'il induit un motif géométrique sur la surface de résine éclairée (par balayage ou par projection d'image), alors la couche de polymère formée reproduira ce motif. La répétition séquentielle d'étapes de mises en couche de résine suivies d'insolations structurées de ces dernières va conduire à former des objets tridimensionnels de formes complexes, par empilements successifs des différentes tranches de l'objet les unes sur les autres. Chaque photon absorbé conduit à la création d'un centre actif

radicalaire qui réagit avec le liquide photosensible pour former une chaîne polymère, par une réaction en chaîne.

Cette réaction se termine lorsque le milieu est suffisamment polymérisé, donc visqueux, pour empêcher les réactifs de se rencontrer.

En conséquence, il est possible de mettre en forme des objets avec une résolution micrométrique en optimisant les caractéristiques de l'éclairement lumineux. Plusieurs grandes approches ont alors été suivies pour tenter de fabriquer des micro- ou même nano-composants par photo-polymérisation, qui se distinguent essentiellement par les caractéristiques du système d'éclairement utilisé, ainsi que par les processus physiques de photo-polymérisation mis en jeu. Dans tous les cas, le terme générique de micro-stéréolithographie (microSL) est communément retenu pour englober ces procédés.

Le montage actuel est représenté sur la figure A.3 La lampe à halogénure métallique produit un faisceau continu de lumière blanche. Ce faisceau, dont la distribution transverse d'intensité est homogénéisée au niveau du masque dynamique à cristaux liquides, permet de réaliser une image de bonne qualité, grâce à l'utilisation d'un objectif photographique corrigeant les aberrations chromatiques et géométriques. Le motif de la couche à polymériser est inscrit sur l'écran LCD, de manière binaire (chaque pixel de l'écran est soit en état de transmission minimale, soit en état de transmission maximale).

Une fois projetée sur la résine, l'image du masque induit une photo-polymérisation sélective de la résine, correspondant au profil voulu. L'épaisseur de la couche polymérisée dépend alors principalement de l'énergie d'irradiation, mais aussi des propriétés de transmission et de réactivité de la résine.

Ainsi, comme dans le procédé classique de stéréolithographie, l'objet est fabriqué couche par couche, de bas en haut, grâce à l'action d'une platine motorisée qui permet d'étaler une nouvelle couche de résine liquide sur l'objet en cours de construction, avant que le cycle soit relancé.

Le système mis en place comprend plusieurs parties (figure A1.2) :

- Un ensemble opto-mécanique défléchissant le faisceau laser à la surface du monomère.
- Un système informatique qui commande le déplacement des miroirs galvanométriques, l'obturateur ainsi que les déplacements des différents moteurs

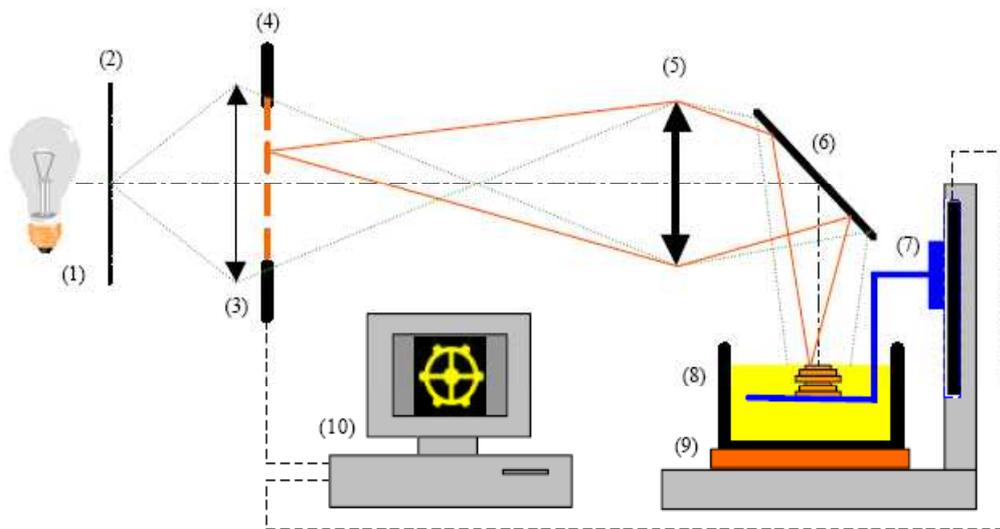


Figure A1.2 Schéma du dispositif de microstéréolithographie - (1) : lampe à halogénure - (2) : diffuseur - (3) : condenseur de lumière - (4) : masque à cristaux liquides - (5) : système optique imageur - (6) : miroir de renvoi - (7) : platine motorisé - (8) : photocréateur - (9) : régulateur de température - (10) : ordinateur de commande.

ANNEXE 2
Résonateur diélectrique
intégré dans une cavité
diélectrique

Résonateur diélectrique intégré dans une cavité diélectrique

Structure de référence

Le résonateur, étudié par Nicolas Delhote au cours de sa thèse , est construit en assemblant le résonateur, la cavité et le support dans une seule pièce céramique comme montre la figure A2.1. Un capot est rajouté pour compléter le blindage. Ce résonateur est excité par des accès coplanaires.

Ce filtre doit satisfaire les conditions suivantes :

- Une fréquence de résonance > 10 GHz.
- Une isolation fréquentielle égale à au moins 10 % de la fréquence de fonctionnement, de part et d'autres de la fréquence de résonance du résonateur diélectrique (RD).
- Le meilleur facteur de qualité possible en conservant l'isolation fréquentielle choisie.

Pour ce type de résonateur, il y a un fort compromis à respecter entre le facteur de qualité et l'isolation fréquentielle.

Nous avons analysé cette structure en oscillations libres et en oscillations forcés. La figure A2.2 montre la réponse en fréquence de cette structure, on note l'existence des trois modes excités :

- TE_{011} à 12.1 GHz : mode de cavité.
- $TE_{01\delta}$ à 13.9 GHz : résonance du RD.
- TM_{111} à 16 GHz : mode de cavité.

La figure A2.3 montre la répartition du champ électrique à la résonance du RD (à 13.9 GHz), pour le mode TE_{011} .

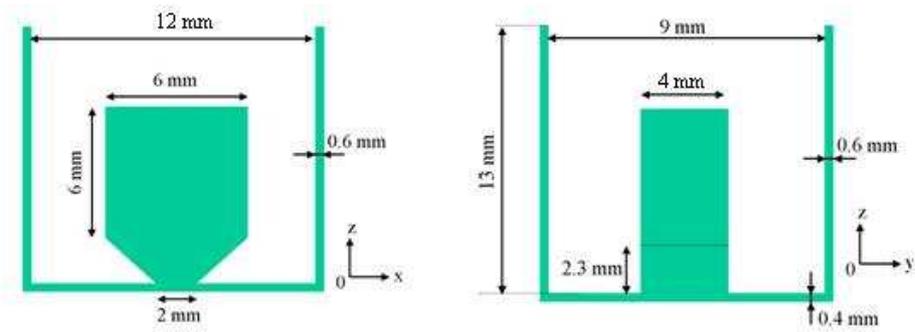


Figure A2.1 Résonateur diélectrique original de référence.

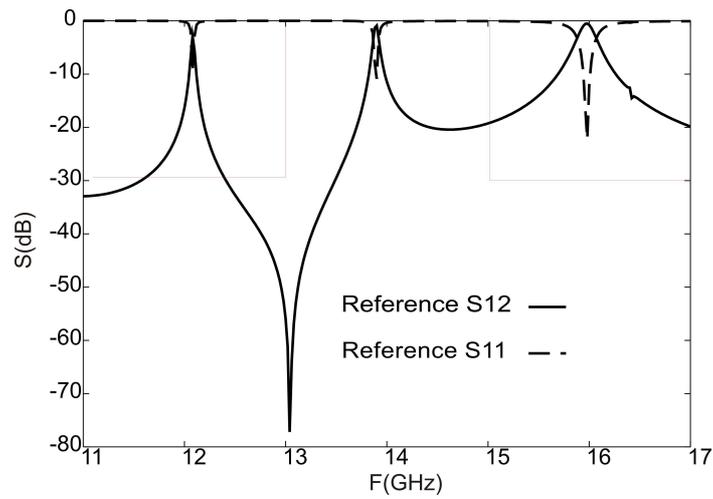


Figure A2.2 Comportement fréquentiel de référence.

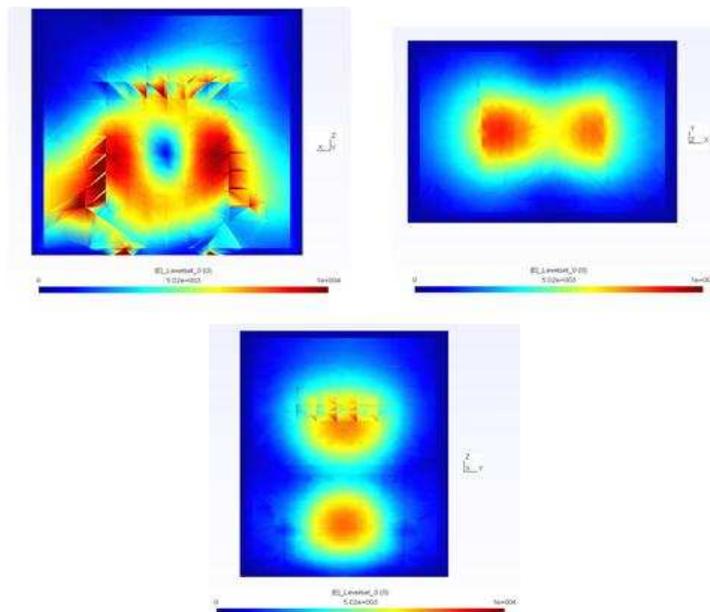


Figure A2.3 Répartition du champ électrique dans le résonateur diélectrique de référence.

Structure optimisée

Le but de l'optimisation par le gradient topologique consiste à améliorer l'isolation fréquentielle en conservant le meilleur facteur de qualité.

C'est un problème très délicat, il faut respecter les points suivants :

- Conserver le même facteur de qualité.
- Satisfaire les contraintes de faisabilité.

Nous avons testé la convergence pour différentes conditions initiales, et nous avons remarqué que si on n'optimise que le résonateur, l'isolation n'est que peu améliorée. Nous avons décidé de définir un domaine d'optimisation incluant les le RD et les parois latérales diélectriques.

D'autre part, il faut trouver la fonction de coût J adaptée à ce problème. La fonction de coût à minimiser autour de 14 GHz est la fonction qui mesure l'écart en module entre les paramètres S du composant en cours d'optimisation et de référence. La fonction à minimiser à une fréquence donnée f_I entre 11 et 13.5 GHz ou entre 14.5 et 17 GHz est de la forme suivante :

$$J = \frac{f_0}{|f_1 - f_0|} Re \left(\sqrt{20 \log_{10} \left(|S_{21}^c| \right) + \alpha_i} \right) \quad (\text{A2.1})$$

où f_0 est la fréquence au centre de l'intervalle [11-17] GHz et $\alpha_i=30\text{dB}$.

Le domaine d'optimisation est composé de 1200 éléments topologiques. 8 éléments changent d'état à chaque itération en construisant et en détruisant le matériau diélectrique. Nous avons obtenu quelques résultats intéressants mais la plupart ne seront pas réalisables par la méthode de stéréo-lithographie. Nous présentons, sur les figures A2.4 et A2.5, le résultat le plus significatif pour lequel la convergence est atteinte après 4 itérations.

On peut noter que la première résonance est décalée vers les basses fréquences. Par contre la deuxième résonance n'est pas décalée vers les hautes fréquences car le champ électrique de ce mode est concentré au-dessus de résonateur.

Le facteur de qualité n'est pas dégradé et le mode de résonance reste le même après optimisation (figure A2.6). La structure atteinte, sur la figure A2.5, doit être fabriquée et testée.

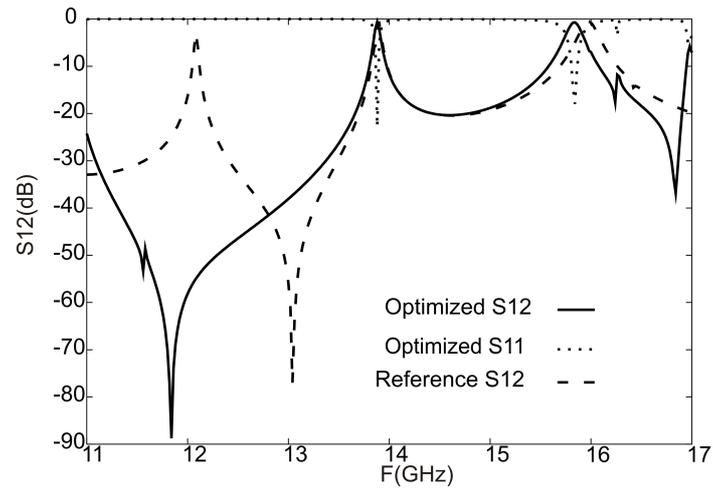


Figure A2.4 Comparaison des réponses en fréquence pour le résonateur optimisé et de référence.

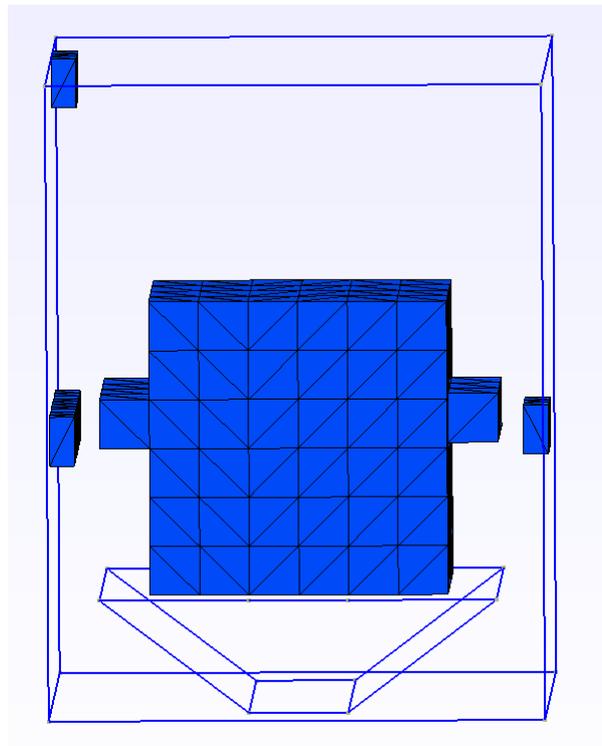


Figure A2.5 Structure après optimisation.

Nous avons montré dans cet exemple, l'opportunité et l'efficacité de la méthode du gradient topologique pour optimiser de composants hyperfréquences avec plusieurs contraintes et un nombre des variables très élevés.

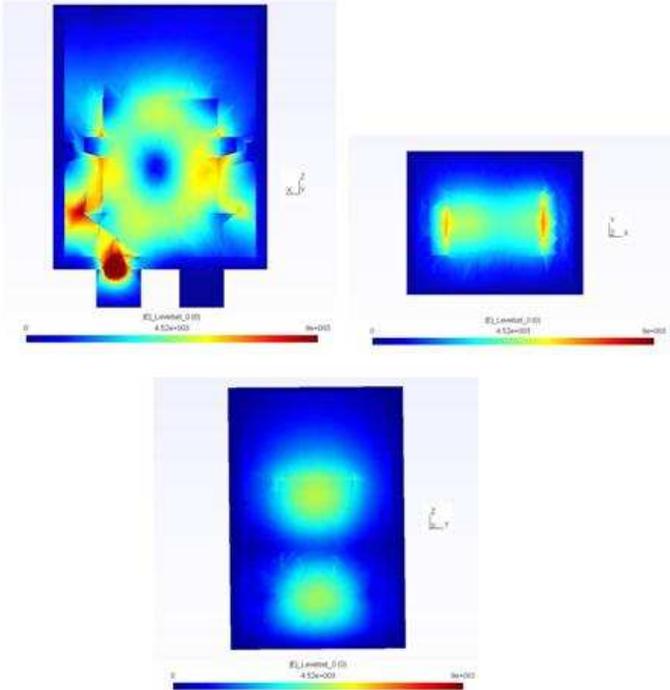


Figure A2.6 Répartition de champ diélectrique du RD après optimisation.

ANNEXE 3
Cas test en 2D

Cas test en 2D

Les deux méthodes d'optimisation sont appliquées dans les parties précédentes pour optimiser la distribution de matériau diélectrique dans un volume. Nous avons remarqué que les deux méthodes convergent rapidement vers une solution.

Dans cette partie, nous présentons l'application couplée des algorithmes du gradient topologique (GT) et du level-set (LS) pour optimiser la distribution de métallisation au-dessus d'un substrat. Ce problème est très délicat car le changement d'état d'un patch peut couper une ligne ou établir un court-circuit, autrement dit la perturbation peut avoir un effet à longue portée, ce qui ne respecte pas les hypothèses initiales.

Nous présentons un algorithme permet d'éviter ce problème.

Structure de référence

La structure de référence, présentée sur la figure A3.1, est constituée d'un résonateur d'une demi-longueur d'onde, excitée en entrée/sortie par deux lignes micro rubans. La réponse en fréquence présentée sur la figure A3.2 est utilisée comme référence pour le calcul de la fonction de coût. Le but de l'optimisation consiste à retrouver le comportement de référence en optimisant la distribution de métal à la surface du substrat.

Dans cette partie, la métallisation est constituée avec un métal de conductivité $6 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$. Le composant est borné par un boîtier métallique. Le maillage dans la zone d'optimisation est rectangulaire, puis décomposé en triangles afin de garantir un maillage régulier.

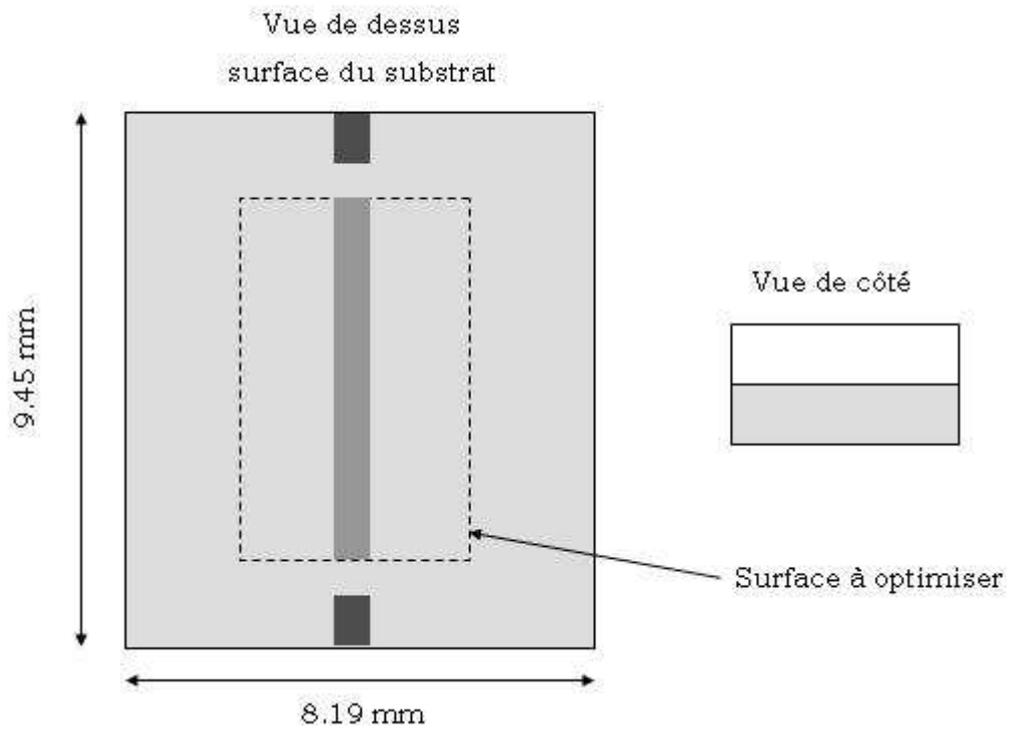


Figure A3.1 Résonateur de référence.

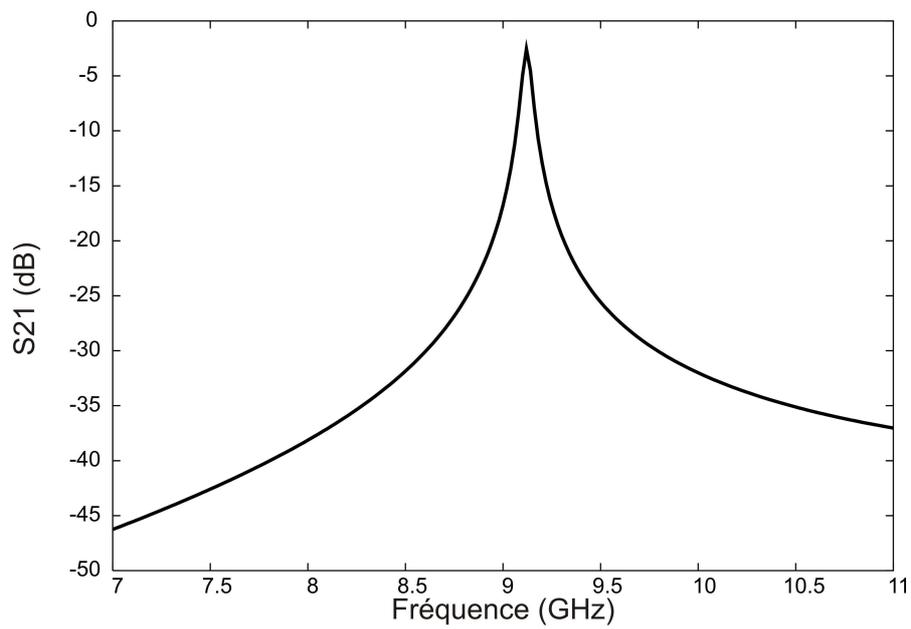


Figure A3.2 Comportement fréquentiel de référence.

Algorithme d'optimisation

Les méthodes d'optimisation de formes de type gradient dépendent des conditions initiales. En 2D, il faut bien choisir le point de départ car il faut éviter que la méthode du GT établisse un court-circuit ou coupe une ligne. La méthode du LS est basée sur la variation des frontières du domaine suivant la direction de descente, et aboutit généralement à des formes simples. Si on choisit par exemple un point de départ et que la méthode du LS converge vers un optimum local, on peut donner cet optimum comme point de départ pour la méthode du GT. L'intérêt de cette étape est d'aider la méthode du GT à trouver les meilleures solutions. Cet algorithme est testé pour plusieurs conditions initiales et nous avons remarqué que lorsque la méthode du LS converge, la méthode du GT converge également.

Cas 1

Nous avons commencé l'optimisation par la méthode du LS dont la condition initiale est présentée sur la figure A3.3. Nous remarquons d'après la figure A3.4 que la méthode arrive à un optimum local après 45 itérations. La forme optimale est approchée par celle de la figure A3.5 Nous pouvons remarquer que la fonction de coût a bien diminué.

Comme en 3D, la densité de métal dans chaque *patch* varie entre 0 et 100%. La valeur optimale d'un *patch* peut se trouver entre deux valeurs intermédiaires. La figure A3.6 présente les paramètres S du résonateur de référence et du résonateur optimisé.

La solution atteinte peut s'utiliser comme un point de départ pour la méthode du GT.

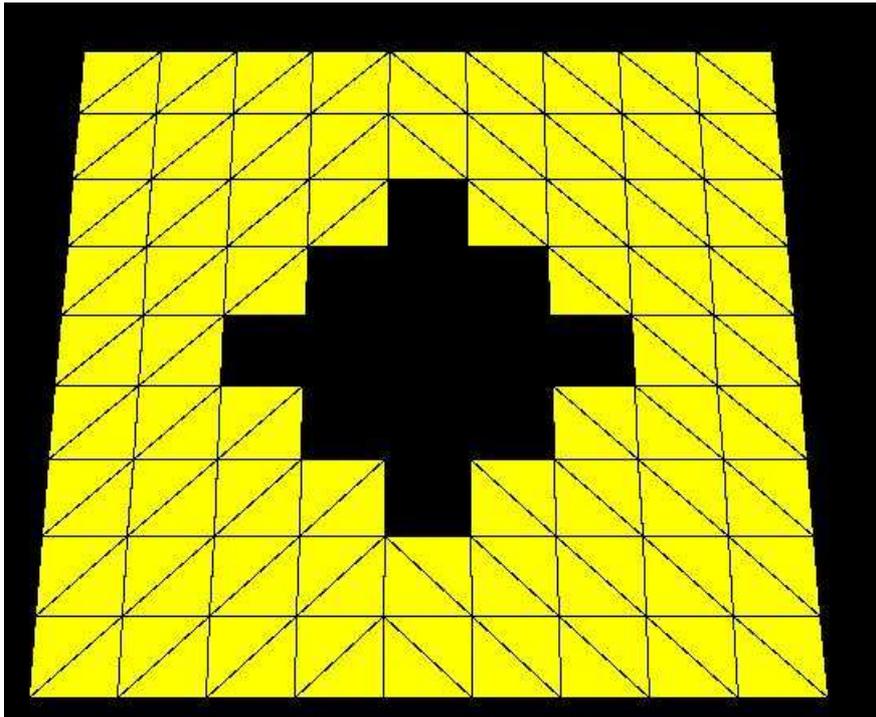


Figure A3.3 Première configuration initiale.

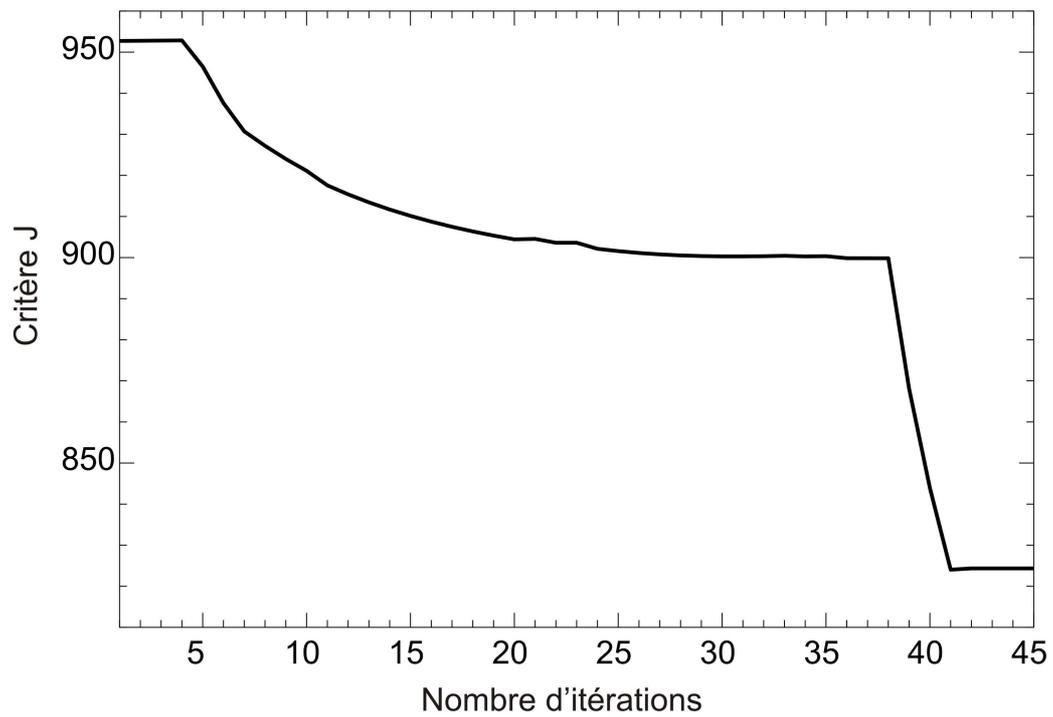


Figure A3.4 Variation de la fonction de coût en fonction de nombre d'itérations.

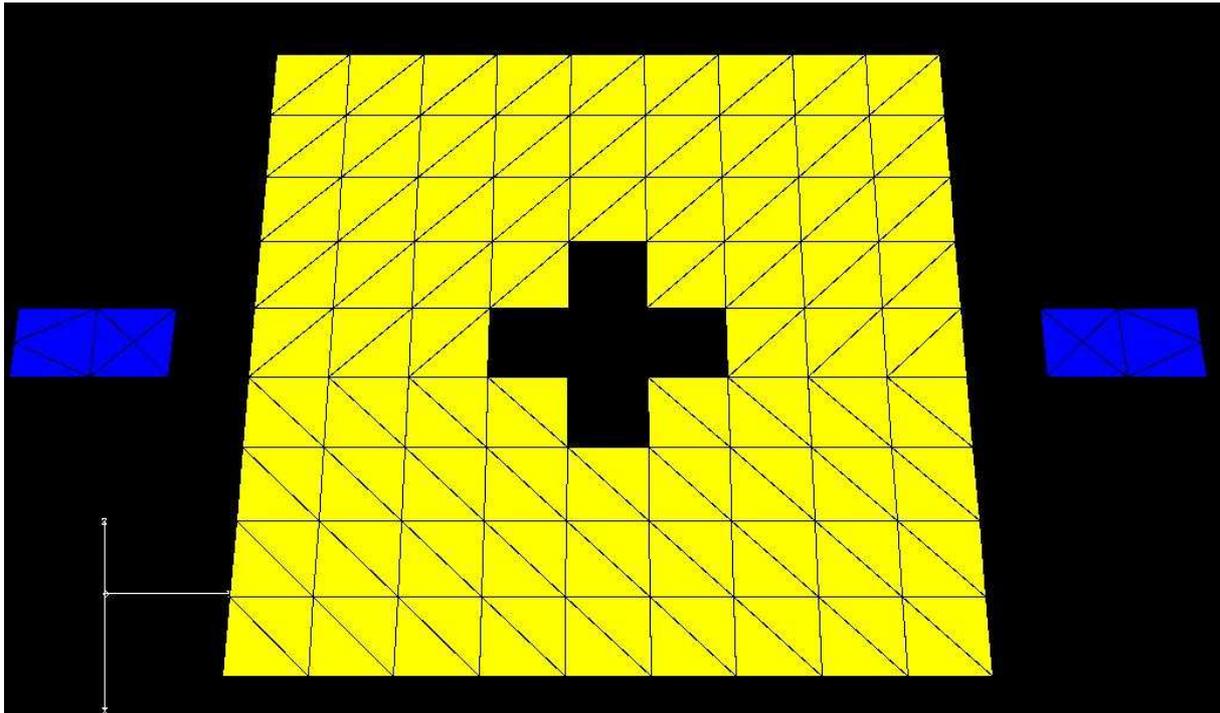


Figure A3.5 Résonateur obtenu après optimisation par LS.

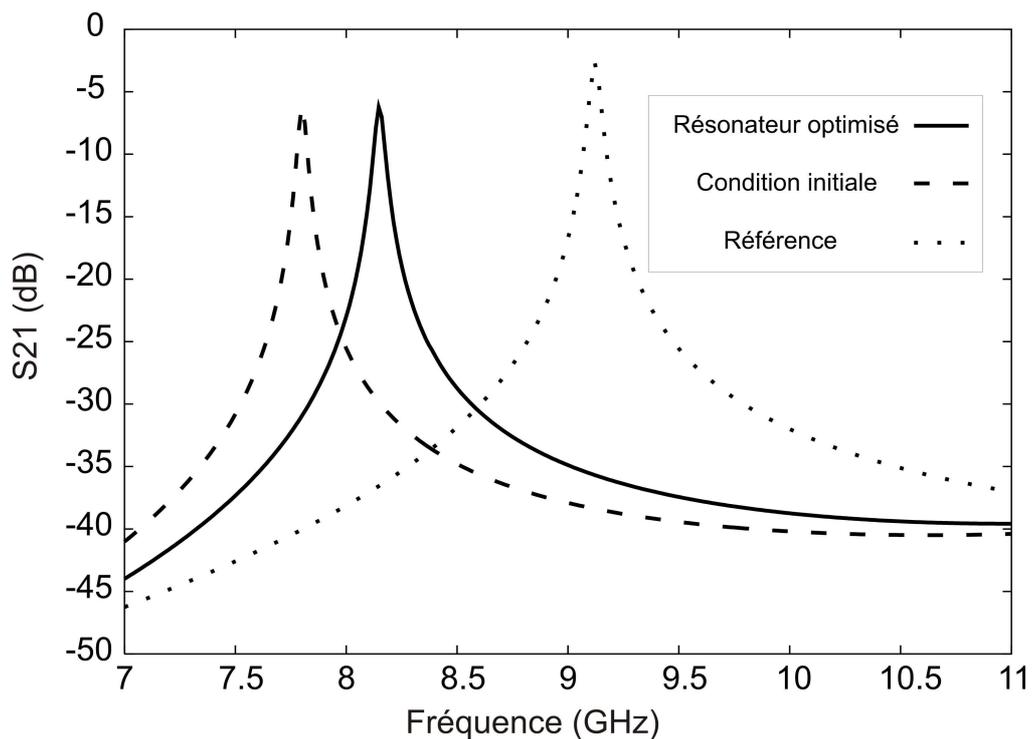


Figure A3.6 Comportements fréquentiels de référence et du résonateur optimisé par LS.

Nous avons continué l'optimisation par la méthode du GT. La forme de la figure A3.7 est atteinte après quelques itérations et la réponse en fréquence est présentée sur la figure A3.8.

Nous pouvons remarquer que lorsque les points de départ sont bien choisis, le programme converge rapidement vers l'optimum et la forme optimale est simple. On trouve que tous les *patches* sont connectés entre eux.

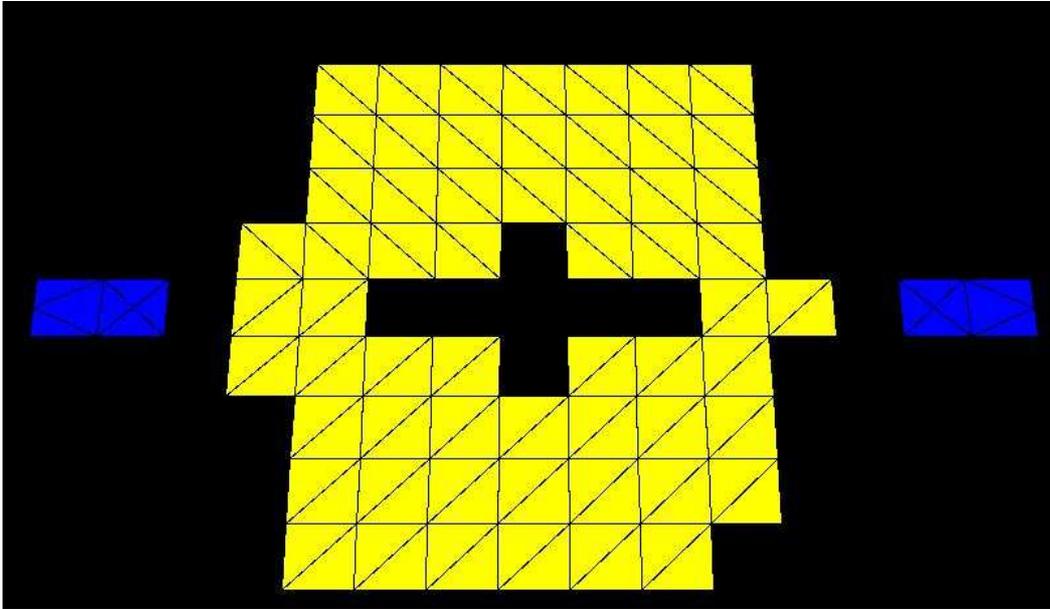


Figure A3.7 Résonateur obtenu après optimisation par LS et GT.

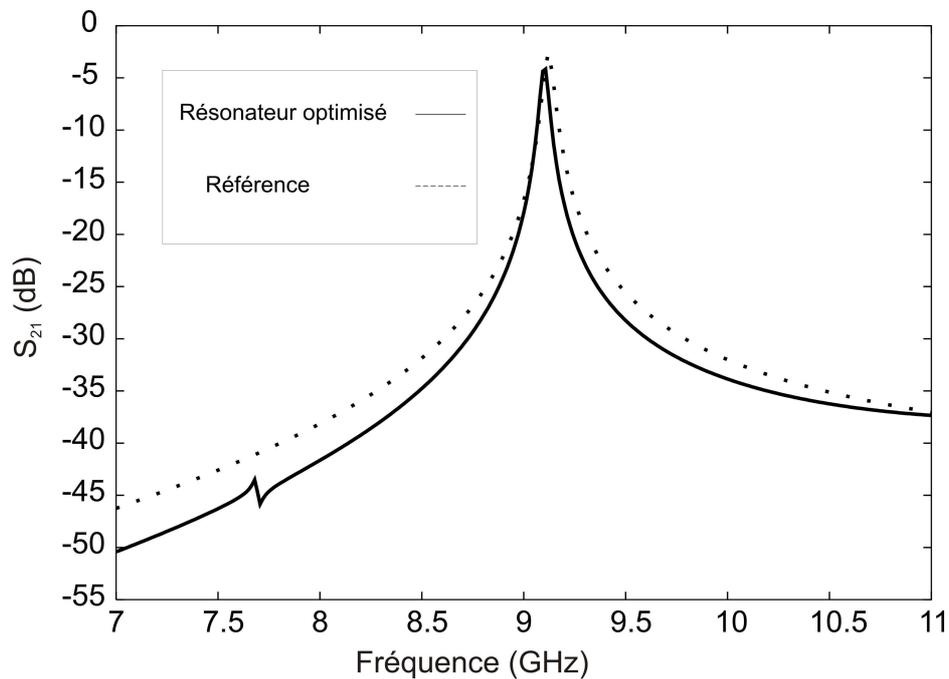


Figure A3.8 Comportements fréquentiels de référence et du résonateur optimisé par LS et GT.

Cas 2

Nous avons testé l'algorithme pour une autre condition initiale (figure A3.9) et nous avons gardé les mêmes paramètres d'optimisation et la même fonction de coût. On note d'après la figure A3.10 que la méthode LS est arrêtée après 52 itérations et le résonateur optimisé est présenté sur la figure A3.11. La figure A3.12 présente une comparaison entre les comportements fréquentiels de référence, de la condition initiale et du résonateur optimisé par LS.

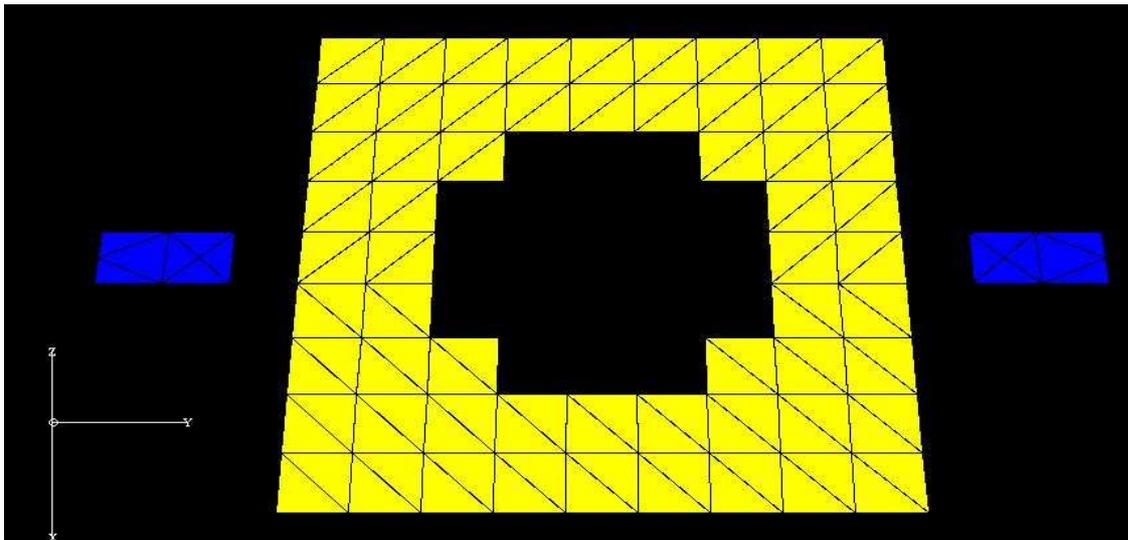


Figure A3.9 Deuxième configuration initiale.

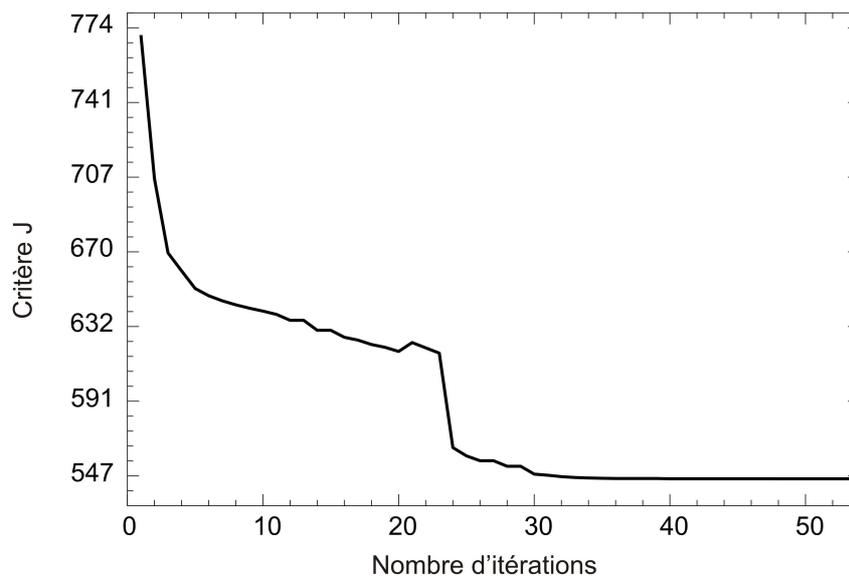


Figure A3.10 Variation de la fonction de coût en fonction de nombre d'itérations.

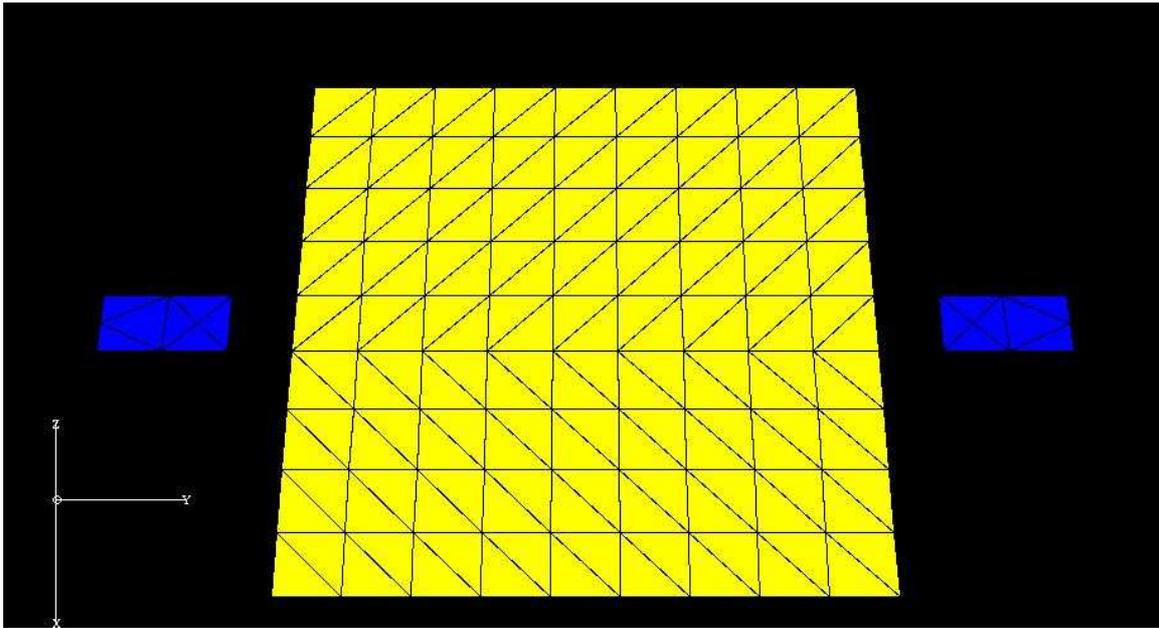


Figure A3.11 Résonateur obtenu après optimisation par LS.

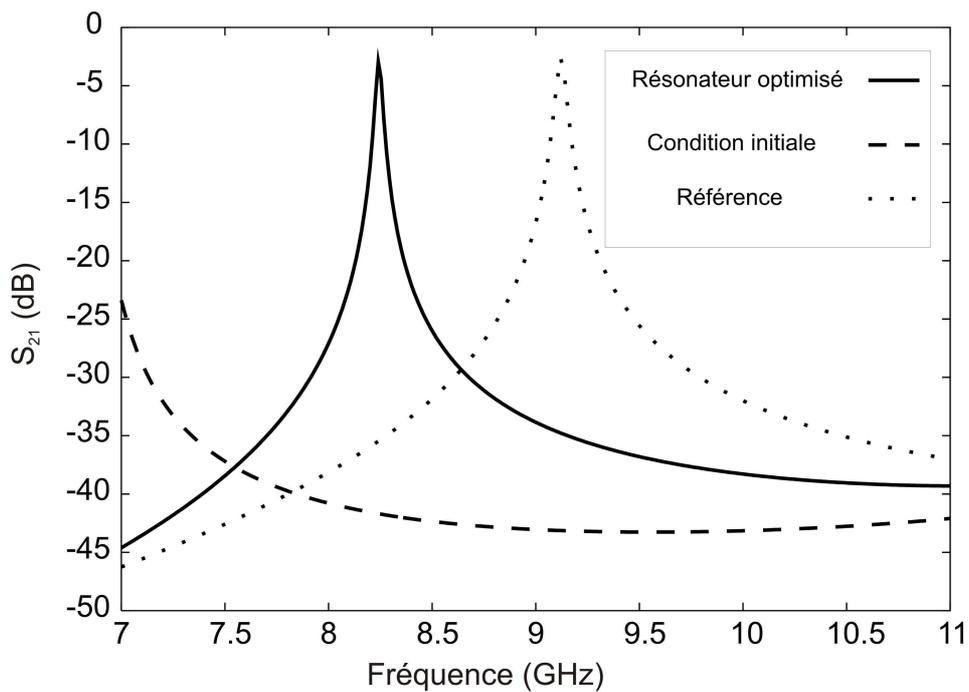


Figure A3.12 Comportements fréquentiels de référence et du résonateur optimisé par LS.

Comme dans le cas précédent, le GT continue l'optimisation avec quelques itérations et la forme optimisée est présentée sur la figure A3.13. Par comparaison entre la réponse en fréquence de référence et du résonateur optimisé de la figure A3.14, on peut conclure que le

résonateur optimisé converge vers le comportement de référence. Par contre on ne trouve pas la distribution de métal de référence.

Le résonateur de longueur demi-onde possède des solutions différentes et on obtient à chaque optimisation une des formes possibles.

Les deux méthodes d'optimisation sont donc validées en 3D et en 2D pour optimiser la distribution de métal dans une surface.

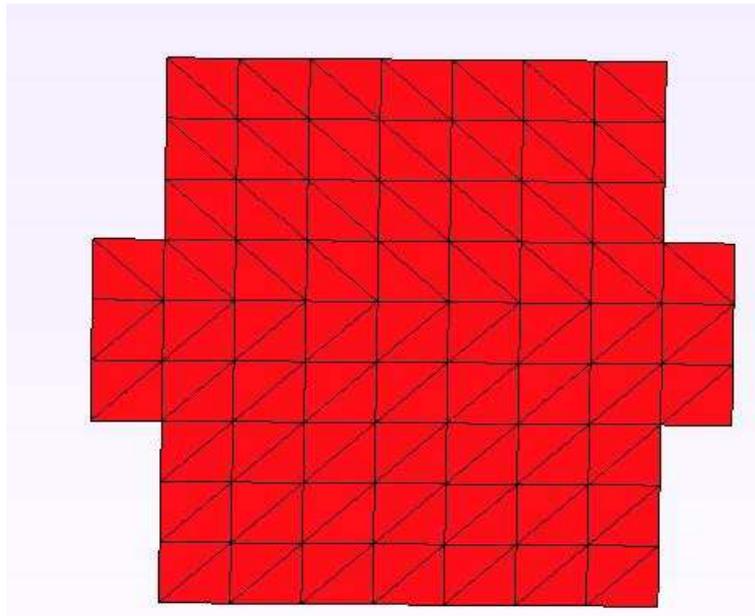


Figure A3.13 Résonateur obtenu après optimisation par LS et GT.

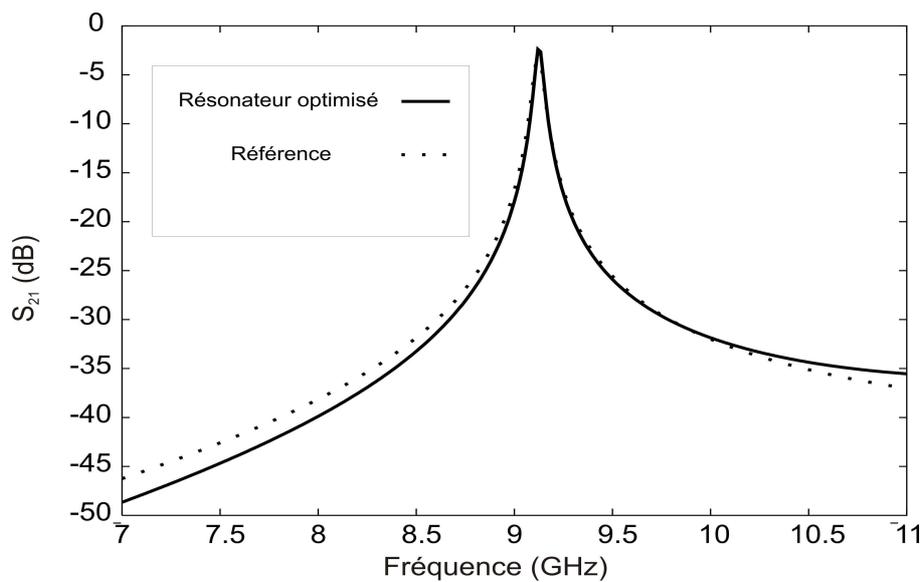


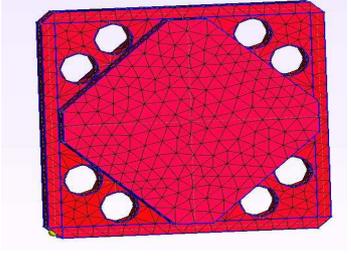
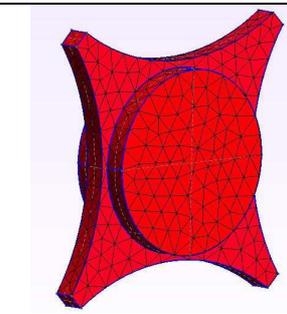
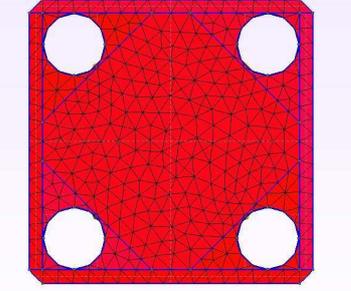
Figure A3.14 Comportements fréquentiels de référence et du résonateur optimisé par LS et GT.

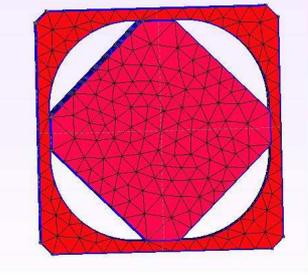
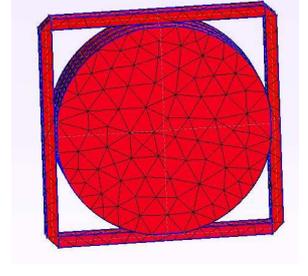
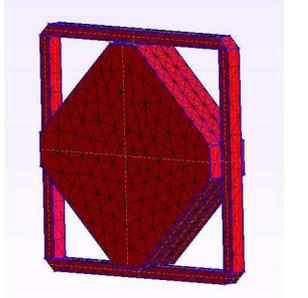
ANNEXE 4
Résonateurs pour
filtre d'OMUX

Résonateurs pour filtre d'OMUX

Cette annexe présente quelques formes du résonateur diélectrique pour filtre d'OMUX dérivées de la première étude présentée dans le chapitre III.

Les résonateurs fonctionnent à 4 GHz et sont classés suivant leur facteur de qualité.

<i>Forme</i>	Q_0	<i>Mode supérieur</i>
	12000	5.11
	12634	4.90
	12700	4.79
	13000	5

	13155	4.929
	13500	5
	14197	4.89

Bibliographie personnelle

REVUES INTERNATIONALES

- H. KHALIL, S. BILA, M. AUBOURG, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, F. JOUVE, C. DELAGE, T. CHARTIER, “Shape optimized design of microwave dielectric resonators by level-set and topology gradient methods”, **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, accepté le 25 mai 2009.
- H. KHALIL, A. ASSADIHAGHI, S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, “*Topology* gradient optimization in 2D and 3D for the design of microwave components”, **Microwave and Optical Technology Letters**, Vol. 50, No. 10, pp. 2739-2743, October 2008.

CONFERENCES INTERNATIONALES

- H. KHALIL, S. BILA, M. AUBOURG, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, C. DELAGE, and T. CHARTIER, “Topology Optimization of Microwave Filters Including Dielectric Resonators”, **the 39th European Microwave Conference (EUMC)**, Rome, 29 september-1 octobre 2009.
- H. KHALIL, S. BILA, M. AUBOURG, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, F. JOUVE, “ Shape and topology optimization of Microwave Components”, international conference on Advance in Computational Tools for Engineering Application (ACTEA), Lebanon, 15-17 July 2009.
- H. KHALIL, D. BAILLARGEAT, N. DELHOTE, S. BILA, M. AUBOURG, S. VERDEYME, and J. PUECH, “Shape optimization design and ceramic stereolithography process dedicated to microwave manufacturing, “ *in IEEE Asia Pacific Microwave Conference*, Hong-kong et Macau, Chine, 16-20 december 2008.
- H. KHALIL, N. DELHOTE, D. BAILLARGEAT, S. BILA, M. AUBOURG, S. VERDEYME, J. PUECH, C. CHAPUT, C. DELAGE, “Advanced design and manufacturing of microwave components based on shape optimization and ceramic stereolithography process”, **IEEE MTT-S international Microwave Workshop**

Series (IMWS) on Art of Miniaturizing and Microwave Passive Components, Chengdu, Chine, 14-15 december 2008.

- H. KHALIL, N. DELHOTE, S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, “Topology gradient optimization applied to the design of a dual-mode filter including a dielectric resonator”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest IMS 2008*, Atlanta, Georgie, USA, june 2008.
- H. KHALIL, S. BILA, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, “Topology gradient optimization of dielectric material distribution for the design of microwave components”, *IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC 2007)*, Bangkok, Thaïlande, november 2007.
- N. DELHOTE, H. KHALIL, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. BILA, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, C. DELAGE, T. CHARTIER, “Advanced design of microwave components using shape optimisation and ceramic stereolithography”, *Microwave Technology and Techniques Workshop (MTTW 2008)*, Noordwijk, Pays-Bas, 5-7 may 2008.
- H. KHALIL, S. BILA, M. AUBOURG, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, “Topology Optimization Applied to the Design of Microwave Filters”, *The 10th Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism (OIPE 2008)*, september 2008.
- H. KHALIL, S. BILA, M. AUBOURG, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, F. JOUVE, Y. ABOULIATIM, T. CHARTIER, “Technique d’optimisation de forme pour la conception des composants hyperfréquences”, **NUMELEC 2008, 6ème conférence européenne sur les méthodes NUMériques en ELECTromagnétisme**, Liège, 8-10 décembre.

CONFERENCES NATIONALES

- A. ASSADIHAGHI, H. KHALIL, S. BILA, M. AUBOURG, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, C. BOICHON, J. PUECH, L. LAPIERRE, “Optimisation de forme de composants hyperfréquences par une méthode de gradient topologique”,

Réunion du GT4 (GdR Ondes) : Antennes et circuits GdR Ondes, Paris, juillet 2006.

- H. KHALIL, A. ASSADIHAGHI, S. BILA, M. AUBOURG, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, J. PUECH, “Optimisation par la méthode du gradient topologique pour la conception de composants hyperfréquences”, *Journées Nationales Microondes (JNM 2007)*, Toulouse, mai 2007.
- M. ELZOUGHBI, A. ASSADIHAGHI, H. KHALIL, S. BILA, C. DUROUSSEAU, D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, “Méthodes avancées de conception par l’analyse et l’optimisation”, *Workshop Simulation Globale (WSG 2007)*, Lille, mai 2007.
- H. KHALIL, S. BILA, M. AUBOURG, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, J. PUECH, “Optimisation de forme appliquée à la conception d’un filtre à résonateur diélectrique”, *Réunion Générale "Interférences d'Ondes"*, GdR Ondes, Pessac, novembre 2007.
- H. KHALIL, S. BILA, M. AUBOURG, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, J. PUECH, L. LAPIERRE, C. DELAGE, T. CHARTIER, “Optimisation de filtres à résonateurs diélectriques par la méthode du gradient topologique”, *Journées Nationales Microondes (JNM 2009)*, Grenoble, 26-29 mai 2009.

RESUME

Ce manuscrit présente les travaux effectués sur l'application de méthodes d'optimisation de formes, en particulier celles du gradient topologique et des courbes de niveaux, pour la conception de dispositifs hyperfréquences. La méthode du gradient topologique permet de perturber localement le domaine d'optimisation en ajoutant ou supprimant de la matière. La méthode des courbes de niveaux permet de modifier les contours de l'objet.

Dans le premier chapitre, différentes méthodes permettant de résoudre un problème d'optimisation sont proposées. Dans le deuxième chapitre, la méthode du gradient topologique est détaillée puis appliquée à la conception de filtres hyperfréquences constitués de résonateurs diélectriques. Le troisième chapitre est dédié à l'optimisation de ces composants par la méthode des courbes de niveaux et par combinaison de ces deux techniques.

Les deux méthodes sont validées par un bon accord entre la simulation et la mesure.

ABSTRACT

This manuscript describes the achieved work for applying shape optimisation methods, in particular the topology gradient and the level-set ones, to the design of microwave devices. The topology gradient method is suited for perturbing the optimisation domain by adding or suppressing material locally. The level-set method is suited for modifying the contour of the object.

In the first chapter, several methods for solving optimisation problems are proposed. In the second chapter, the topology gradient method is detailed and applied to the design of dielectric resonator microwave filters. The third chapter is dedicated to the optimisation of such components applying the level-set method and a combination of these techniques.

Both methods are validated by a good agreement between simulation and measurement.