PolyPublie
Polytechnique Montréal

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
UNIVERSITÉ D'INGÉNIERIE

Titre: Title:	Modélisation de structures planaires périodiques appliquée aux surfaces à sélection de fréquences et réseaux réflecteurs
Auteur: Author:	Stella Filippatos
Date:	2005
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence: Citation:	Filippatos, S. (2005). Modélisation de structures planaires périodiques appliquée aux surfaces à sélection de fréquences et réseaux réflecteurs [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/7613/

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: PolyPublie URL:	https://publications.polymtl.ca/7613/
Directeurs de recherche: Advisors:	Jean-Jacques Laurin
Programme: Program:	Unspecified

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal

https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

MODÉLISATION DE STRUCTURES PLANAIRES PÉRIODIQUES APPLIQUÉE AUX SURFACES À SÉLECTION DE FRÉQUENCES ET RÉSEAUX RÉFLECTEURS

STELLA FILIPPATOS

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCE APPLIQUÉES (M.Sc.A.)
GÉNIE ÉLECTRIQUE
NOVEMBRE 2005

© Stella Filippatos, 2005.

Library and Archives Canada

Published Heritage Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et Archives Canada

Direction du Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence
ISBN: 978-0-494-16780-9
Our file Notre référence
ISBN: 978-0-494-16780-9

NOTICE:
The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:
L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire s'intitule :

MODÉLISATION DE STRUCTURES PLANAIRES PÉRIODIQUES APPLIQUÉE AUX SURFACES À SÉLECTION DE FRÉQUENCES ET RÉSEAUX RÉFLECTEURS

présenté par : FILIPPATOS Stella
en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. WU Ke, Ph.D. président
M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre et directeur de recherche
M. CALOZ Christophe, Ph.D. membre

'The effort to understand the universe is one of the very few things that lifts human life a little above the level of farce and gives it some of the grace of tragedy.'

-Steven Weinberg, '*The first three minutes*'

REMERCIEMENTS

La candidate tient à remercier sincèrement son directeur de recherche, le professeur Jean-Jacques Laurin, pour son soutien, son aide et sa collaboration tout au long de ce projet de recherche.

Pour des discussions clés qui ont aidé à l'avancement de ce projet, des remerciements particuliers s'adressent au professeur Jean-Jacques Laurin ainsi qu'à Jean-David Lacasse, Zacharia Ouardhiri, Dominic Deslandes et Mathieu Riel.

Pour leurs efforts, leur aide et leur soutien technique, l'auteure remercie fortement Jules Gauthier, Roch Brassard, Steve Dubé, Jean-Sébastien Décarie et René Archambault. Pour son assistance en ce qui a trait à l'installation et sa disposition à répondre à toute question ayant a trait au fonctionnement du logiciel Molarsim, l'auteure tient à remercier Éric Choinière.

Pour leur amitié et leur encouragement, l'auteure remercie Badr Omrane et Paul-André Barrière.

Merci aux professeurs Ke Wu et Christophe Caloz pour avoir accepté de faire partie du jury d'examen.

RÉSUMÉ

Ce projet de mémoire a pour but de poursuivre les travaux commencés par M. Éric Choinière en effectuant la généralisation du logiciel MoLArSim. Cette application a recours à la *méthode des lignes* pour la modélisation numérique de structures périodiques stratifiées composées de couches diélectriques intercalées de motifs métalliques. Les applications initialement visées par ce logiciel furent les grands réseaux d'antennes ainsi que les structures à sélection de fréquences.

En effet, le logiciel MoLARSim permettait au départ la modélisation d'une surface planaire périodique ayant une seule couche, pouvant être posée sur un diélectrique, à laquelle on appliquait une onde à incidence normale. Suite aux ajouts apportés au cours de ce projet, il est possible d'effectuer l'analyse de structures à sélection de fréquences multicouches, sans aucune restriction quant aux motifs métalliques périodiques, pour des cellules périodiques ayant des dimensions jusqu'à 1 λ x 1 λ, et ce pour une direction d'incidence arbitraire.

Les Surfaces à Sélection de Fréquences (SSF) et les réseaux réflecteurs sont employés de plus en plus fréquemment dans la conception et la construction de radômes, de lentilles et de réflecteurs destinés à des applications variées d'antennes. Les SSF agissent en tant que filtres en fréquence pour les ondes planes électromagnétiques, résultant en des comportements passe/coupe bande. Ces filtres exhibent des réponses variées tout dépendamment de l'angle d'incidence de l'onde plane frappant la surface, aussi bien qu'en fonction de la fréquence d'opération choisie.

Par ailleurs, de telles surfaces sont habituellement périodiques en deux dimensions et donc ont tendance à avoir des comportements bande étroite. Elles sont composées de motifs métalliques imprimés, dont la taille est de l'ordre de la longueur d'onde, sur un ou plusieurs substrats diélectriques superposés. Les SSF dont il est question dans le cadre de ce projet étant assez grandes de manière générale, l'analyse de structures périodiques est appropriée pour l'étude de leur conception.

La *méthode des lignes* est une méthode numérique semi analytique basée sur la méthode des différences finies. Il s'agit de procéder à une discrétisation partielle des opérateurs différentiels de l'équation de Helmholtz dans l'espace. Dans ce cas-ci, la discrétisation de l'opérateur s'effectue selon deux dimensions. La solution analytique est obtenue selon la troisième direction.

La validation du modèles des SSF multicouches s'est effectuée par la modélisation de ces dernières et en comparant les résultats obtenus aux résultats de logiciels disponibles sur le marché. De plus, un modèle basé sur les lignes de transmission fut élaboré. Dans ce deuxième modèle, chaque interface métallique fut remplacée par une admittance et chaque substrat fut remplacé par une ligne de transmission. Ce modèle a permis de comparer les résultats auxquels on peut s'attendre théoriquement avec ceux obtenus par les simulations de MoLARSim.

Afin de tester la supposition qu'une interface métallique peut effectivement être représentée à l'aide d'une admittance, des filtres passe-bas, passe-haut et passe-bande furent conçus. D'abord, avec l'aide d'ADS, les valeurs de capacité nécessaires furent trouvées et une surface périodique exhibant des propriétés électromagnétiques

équivalentes fut déterminée à l'aide de MoLArSim. La structure complète du passe bande, composée de trois couches métalliques ainsi que de plusieurs substrats diélectriques, fut simulée dans MoLArSim afin de valider sa fonctionnalité pour une fréquence centrale aux environs de 30 GHz. Finalement, cette structure fut construite et des mesures furent prises.

Par ailleurs, deux modèles de source furent employés lors des simulations des structures multicouches. Le premier consiste en une source idéale de champ électrique appliquée à une certaine hauteur au dessus de la surface. Le second consiste en une source idéale de courant électrique appliquée à une certaine hauteur au dessus de la surface. Les validations des coefficients de réflexion obtenus se sont effectuées à l'aide de comparaisons avec des logiciels commerciaux et en procédant à une comparaison avec le modèle des lignes de transmission.

Les principales contributions apportées par ce travail sont l'amélioration et la généralisation du logiciel de modélisation MoLArSim en apportant notamment la possibilité de motifs métalliques de formes diverses, en passant d'un modèle de SSF à une seule couche à des SSF multicouches, en ajoutant des ondes à incidence oblique, avec la présence ou non de lobes discordants, et en offrant la possibilité de l'ajout d'un plan de masse infini ou à fentes. De plus, un second modèle fut élaboré afin de valider le premier, celui-ci basé sur le modèle des lignes de transmission. Finalement, afin de rendre l'utilisation du logiciel plus conviviale, une interface MATLAB lui fut ajoutée.

ABSTRACT

The main objective of this Master's project was to continue the work begun by Mr. Éric Choinière by generalizing the MoLArSim software. This application employs the method of lines in order to proceed with the numerical modeling of stratified periodic structures composed of dielectric layers interspersed with metallic motifs. The applications aimed for with this software were initially large antenna arrays and frequency selective surfaces.

In fact, the MoLArSim software initially allowed for modeling a planar periodic surface consisting of a single layer, lying on a dielectric, of cells no greater than 0.5 λ x 0.5 λ, which we could excite with the help of a normally incident wave. Following the numerous additions over the course of the work, it is now possible to analyze multilayered frequency selective surfaces, without any restrictions regarding the periodic metallization patterns, for cells of dimensions going all the way up to 1 λ x 1 λ, and this for any angle of incidence.

Frequency Selective Surfaces (FSS) and reflectarrays are used more and more frequently in the design of radomes, lenses and reflectors destined to various antenna applications. The FSS behave as frequency filters to electromagnetic plane waves, resulting in band pass/band stop behavior. These filters exhibit various responses depending on the angle of incidence of the plane wave hitting the structure, as well as with respect to the chosen frequency of operation.

Moreover, such surfaces are usually periodic in two dimensions and thus tend towards narrow band behavior. These surfaces are composed of printed metallic motifs, whose size is of the order of the wavelength, on one or several superimposed dielectric substrates. The FSS analyzed over the course of this project being generally large, the analysis of periodic structures is appropriate in the study of their design.

The *method of lines* is a semi analytical numerical method based on the finite difference method. It consists of partially discretizing the differential operator of the Helmholtz equation in space. In this case, the discretization of the operator is done in two dimensions. The analytic solution is obtained in the third and remaining direction.

Validation for the multilayered FSS modeling was done by defining such FSS in the software and comparing results obtained through these simulations with results obtained from similar commercially available software. Furthermore, a model based on the transmission line model was elaborated. In this second model, each metal interface was replaced by an admittance value and each substrate was replaced by a transmission line. This model established expected theoretical results which allowed for the comparison with those obtained through MoLArSim simulations.

In order to validate the supposition that a metallic interface can indeed be replaced by an equivalent admittance, a low-pass, a high-pass and a pass-band filter were designed. First, with the help of ADS, the capacitance values were found and a periodic surface exhibiting equivalent electromagnetic behavior was determined with MoLArSim. All filters were simulated in the software. However, the pass band design being more elaborate, with three metallic layers and several dielectric substrates, its

entire structure was simulated with MoLArSim in order to validate its functionality for a central frequency in the vicinity of 30 GHz. Finally, this structure was built and measurements were taken.

Furthermore, two source models were employed in the multilayered FSS simulations. The first consists of an ideal electric field source applied at a certain height above the surface. The second consists of an ideal electric current source applied at a certain height above the surface. Validation for reflection coefficients obtained through simulation was done with the help of commercial software and by proceeding with a comparison to the transmission line model.

The main contributions brought by this work were the improvement and generalization of the MoLArSim modeling software by adding most notably the possibility for including various shapes of metallic motifs, by going from a single layer FSS model to multilayered FSS, by adding oblique incidence waves, with or without the presence of Grating lobes, and by permitting the addition of a ground plane beneath the surface. Also, a second model was elaborated in order to validate the first, this one based on the transmission line model. Finally, in order to make the software more user friendly, a MATLAB interface was added to it.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS iv

RÉSUMÉ v

ABSTRACT viii

TABLE DES MATIÈRES xi

LISTE DES SIGLES ET ABBRÉVIATIONS xiv

LISTE DES TABLEAUX xv

LISTE DES FIGURES xviii

0 CHAPITRE 0 INTRODUCTION 1

0.1 Les Structures Planaires Périodiques 2

0.2 Méthode des Lignes 3

0.3 Les Surfaces à Sélection de Fréquences 4

0.4 Domaines d'application du logiciel MoLArSim 6

0.5 Structure du Mémoire 8

1 CHAPITRE 1 MODÉLISATION DE SSF 9

1.1 Applications des SSF 9

1.2 Méthodes d'analyse 13

1.3 Optimisation de l'analyse des SSF 16

1.4 Modélisation de SSF avec MoLArSim 17

1.4.1 Structure planaire périodique multicouches générale 17

1.4.2 Excitation d'une surface à sélection de fréquences 19

1.4.3 Méthode des Lignes 20

2 CHAPITRE 2 LOGICIEL MoLArSim 25

2.1 Configuration Initiale du Logiciel MoLArSim 25

2.2 Généralisation du Logiciel MoLArSim 28

2.2.1 Structures Multicouches et Plan de Masse 28

2.2.2 Onde à Incidence Oblique et Lobes Discordants 29

2.2.3 Formes de métallisations 38

2.3 Validation du logiciel MoLArSim 44

3 CHAPITRE 3 ÉVALUATION DU LOGICIEL MoLArSim 54

3.1 SSF à une seule couche avec plan de masse infini 56

3.2 SSF à deux couches identiques superposées 64

3.2.1 Couches parfaitement superposées 64

3.2.2 Couches superposées avec désalignement de 10% 69

3.3 SSF à une couche avec motifs métalliques posés sur diélectriques épais 72

4 CHAPITRE 4 CONCEPTION DE FILTRES SPATIAUX 82

4.1 Conception d'un filtre passe bas 83

4.2 Conception d'un filtre passe haut 85

4.3 Conception d'un filtre passe bande 89

5 CHAPITRE 5 AMÉLIORATIONS FUTURES AU LOGICIEL MoLArSim 107

5.1 Cellules non orthogonales 107

5.2 Motifs métalliques prédéfinis 110

5.3 Outil d'optimisation pour calcul d'admittances 114

5.4 Milieu avec pertes 114

5.5 Outil de visualisation 117

6 CHAPITRE 6 CONCLUSION 118

6.1 Principales Contributions 118

BIBLIOGRAPHIE 120

A. ANNEXE A FICHIERS MATLAB 126

ANNEXE B SCHÉMAS DE FABRICATION DU FILTRE PASSE BANDE 136

ANNEXE C GUIDE USAGER POUR INTERFACE MATLAB DE MoLArSim 139

ANNEXE D MANUEL D'UTILISATION DU LOGICIEL MoLArSim 187

ANNEXE E INSTALLATION DU LOGICIEL MoLArSim-1.0 204

LISTE DES SIGLES ET ABBRÉVIATIONS

Bi-CGSTAB2	méthode modifiée des gradients au carré bi-conjugués avec stabilisation (*modified Biconjugate Gradient Squared methode with STABilization*)
CGFFT	méthode des gradients conjugués avec transformée rapide de Fourier (*Conjugate Gradient Fast Fourier Transform method*)
GHz	Giga-hertz
SSF	surface à sélection de fréquences
TE	transversal électrique
TEM	transversal électromagnétique
TM	transversal magnétique

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 Angles de Brewster en fonction de la permittivité relative des diélectriques 45

Tableau 3.1: Dimensions des patchs simulées pour une dimension de cellule donnée ...66

Tableau 3.2: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.1 λ x 0.1 λ et d= 0.1 λ.....67

Tableau 3.3: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ et d= 0.1 λ.....67

Tableau 3.4: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.1 λ x 0.1 λ et d= 0.25 λ.....67

Tableau 3.5: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ et d= 0.25 λ.....68

Tableau 3.6: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.1 λ x 0.1 λ et d= 0.1 λ avec désalignement de 10% 69

Tableau 3.7: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ et d= 0.1 λ avec désalignement de 10% 70

Tableau 3.8: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.1 λ x 0.1 λ et d= 0.25 λ avec désalignement de 10% 70

Tableau 3.9: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ et d= 0.25 λ avec désalignement de 10% 70

Tableau 3.10: Dimensions des patchs simulées pour une dimension de cellule donnée .74

Tableau 3.11: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 2.0 pour d=0.05λ 74

Tableau 3.12: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 2.0 pour d=0.05λ 74

Tableau 3.13: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 2.0 pour d=0.15λ 75

Tableau 3.14: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 2.0 pour d=0.15λ 75

Tableau 3.15: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 2.0 pour d=0.25λ 75

Tableau 3.16: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 2.0 pour d=0.25λ 76

Tableau 3.17: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.05λ 76

Tableau 3.18: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.05λ 76

Tableau 3.19: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.15λ 77

Tableau 3.20: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.15λ 77

Tableau 3.21: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.25λ 77

Tableau 3.22: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.25λ 78

Tableau 3.23: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.05λ 78

Tableau 3.24: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.05λ 78

Tableau 3.25: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.15λ 79

Tableau 3.26: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.15λ 79

Tableau 3.27: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.25λ 79

Tableau 3.28: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.25λ 80

Tableau 4.1 Valeurs d'éléments pour filtres Tchebychev ayant g_0=1 et ω_1'=1 92

Tableau 5.1: Constante de propagation, impédance d'onde, longueur d'onde, vitesse de propagation et profondeur de pénétration d'une onde TEM dans un milieu avec pertes 116

LISTE DES FIGURES

Figure 0.1: Structure périodique planaire 3

Figure 0.2: Surface à Sélection de Fréquences 5

Figure 0.3: Structure périodique utilisée comme sous réflecteur Cassegrain 7

Figure 1.1: SSF multicouche 18

Figure 1.2: Onde incidente sur une SSF à une seule couche 20

Figure 1.3: Exemple de division par MoL pour une structure selon une dimension 21

Figure 1.4: Discrétisation d'une cellule d'un réseau périodique avec notation employée pour les lignes 23

Figure 2.1: Mode d'excitation TE dans le plan d'incidence de l'onde 31

Figure 2.2: Mode d'excitation TM dans le plan d'incidence de l'onde 32

Figure 2.3: Surface à Sélection de Fréquences 33

Figure 2.4: Région visible et Lobes discordants 36

Figure 2.5: SSF Multicouche avec cellules décentrées 40

Figure 2.6: Dessin du motif non rectangulaire dans une cellule de 100 x 100 41

Figure 2.7: Permittivité relative de 2.0 – Mode TE 46

Figure 2.8: Permittivité relative de 3.4 – Mode TE 46

Figure 2.9: Permittivité relative de 5.1- Mode TE 47

Figure 2.10: Permittivité relative de 3.4 à ψ=30° - Mode TE 48

Figure 2.11: Permittivité relative de 3.4 à ψ=45° - Mode TE 48

Figure 2.12: Permittivité relative de 3.4 à ψ=90° - Mode TE 49

Figure 2.13: Vue de dessus de la structure avec lignes de longueur minimale Longueur horizontale minimale = 20.32mm Longueur verticale minimale = 9.1598 mm 51

Figure 2.14: Vue de dessus de la structure avec lignes de longueur maximale Longueur horizontale maximale = 30.32mm Longueur verticale maximale = 19.1598 mm... 51

Figure 2.15: Simulations d'une SSF multicouche avec MoLArSim, HFSS et Designer.. 52

Figure 3.1: Correspondance entre une SSF constituée de motifs métalliques sur un substrat diélectrique + plan de masse, et modèle de lignes de transmission..... 55

Figure 3.2: Cellule avec patch métallique, substrat d'épaisseur d et plan de masse..... 57

Figure 3.3: Modèle TL pour une interface métallique seule dans l'air..... 58

Figure 3.4: Modèle TL pour plan de masse infini à une distance d sous la SSF 59

Figure 3.5: Erreur sur l'amplitude de Γ pour couche d'air de 0.1 λ..... 61

Figure 3.6: Erreur sur la phase de Γ pour couche d'air de 0.1 λ..... 61

Figure 3.7: Erreur sur l'amplitude de Γ pour couche d'air de 0.25 λ..... 63

Figure 3.8: Erreur sur la phase de Γ pour couche d'air de 0.25 λ..... 63

Figure 3.9: Modélisation TL des deux couches superposées dans l'air..... 65

Figure 3.10: Géométrie des deux couches superposées avec déplacement maximal de 10% 72

Figure 3.11: Modèle TL d'une SSF à une seule couche posée sur substrat de permittivité ε_r; 73

Figure 4.1: Cellule pour la configuration SSF d'un filtre passe-bas..... 83

Figure 4.2: Réponse fréquentielle du filtre passe-bas sur polyimide ($\varepsilon_r = 3.4$) de 1 mil... 84

Figure 4.3: Cellule pour la configuration SSF d'un filtre passe-haut 86

Figure 4.4: S11 des filtres passe-haut sur polyimide ($\varepsilon_r = 3.4$) d'épaisseurs 1 mil, 2 mil et 3 mil 87

Figure 4.5: S21 des filtres passe-haut sur polyimide ($\varepsilon_r = 3.4$) d'épaisseurs 1 mil, 2 mil et 3 mil 88

Figure 4.6: Schéma ADS du filtre passe bande 90

Figure 4.7: Caractéristique d'atténuation sans déviation d'un filtre passe bas 91

Figure 4.8: Passe bas prototype (a) et passe-bande correspondant (b) 92

Figure 4.9: Équations généralisées pour design de filtres passe bande 94

Figure 4.10: Inverseurs de type K 95

Figure 4.11: Modèle TL du filtre passe bande sans polyimide 96

Figure 4.12: Résonateurs à lignes de transmission 97

Figure 4.13: Réponse fréquentielle du filtre passe bande avec ADS 98

Figure 4.14: Cadre des couches supérieure et inférieure du filtre passe bande 100

Figure 4.15: Cadre de la couche centrale du filtre passe bande 100

Figure 4.16: (a) Cellule périodique des couches 1 et 3; (b) Cellule périodique de la couche 2 102

Figure 4.17: Réponse fréquentielle du filtre passe bande avec MoLArSim 103

Figure 4.18: Paramètres S11 et S21 du Passe Bande obtenus par ADS et MoLArSim .. 104

Figure 4.19: Montage expérimental 105

Figure 4.20: Réponse fréquentielle mesurée du filtre passe bande 105

Figure 5.1: Dessin de la SSF sans inclinaison dans cellule orthogonale 108

Figure 5.2: SSF inclinée à 45 degrés 109

Figure 5.3: Dessin de la cellule orthogonale pour la modélisation de la SSF inclinée ... 109

Figure 5.4: Groupes de classification des SSF 111

CHAPITRE 0 INTRODUCTION

Ce mémoire porte sur un projet de maîtrise qui se veut une prolongation des travaux déjà commencés par M. Éric Choinière sur l'application MoLArSim, 'Method of Lines Array Simulator' [8]. Il s'agit d'un logiciel qui permet la modélisation numérique du comportement électromagnétique de réseaux planaires périodiques multicouches comportant des motifs métalliques imprimés à l'aide de la méthode des lignes.

L'application étudiée plus particulièrement au cours de ce projet fut celle de la modélisation de surfaces à sélection de fréquences ou SSF. De nombreuses améliorations furent apportées à MoLArSim quant aux structures planaires périodiques pouvant y être définies.

Tout d'abord, les SSF pouvant être modélisées à l'aide de l'application possèdent dorénavant jusqu'à 10 couches de motifs métalliques, puisque la limite de couches diélectriques est fixée à 10. De plus, elles peuvent être excitées à l'aide d'ondes planes à incidence oblique. Quant aux cellules de simulation, celles-ci peuvent maintenant atteindre des dimensions allant jusqu'à 1 λ x 1 λ, alors qu'auparavant la limitation était de 0.5 λ x 0.5 λ. D'autre part, les motifs métalliques peuvent être décentrés dans la cellule périodique et n'ont plus nécessairement la forme rectangulaire. En effet, tout motif pouvant être dessiné à l'aide de la boîte à outils 'PDE Toolbox' de MATLAB peut désormais être incorporé dans le logiciel. Finalement, une interface usager codée en Matlab fut ajoutée en vue de rendre l'utilisation du logiciel plus conviviale.

Dans le but de valider les résultats de simulation des SSF multicouches, il a fallu faire appel à de nombreuses sources. Les données de simulation furent comparées à celles obtenues à l'aide de logiciels commerciaux similaires. Par ailleurs, un deuxième modèle fut employé et codé entièrement en Matlab. Basé sur les lignes de transmission [22], ce modèle consiste à remplacer chaque couche de motifs métalliques d'une SSF par une admittance et chaque couche diélectrique par une ligne de transmission équivalente. Finalement, la conception des filtres passe bas, passe haut et passe bande effectuée à partir de MoLARSim fut validée avec le logiciel ADS.

Dans ce chapitre, il sera question des structures planaires périodiques, de la Méthode des Lignes, des SSF et leurs propriétés importantes ainsi que des domaines d'application du logiciel. Finalement, la structure de ce mémoire de maîtrise sera détaillée.

0.1 Les Structures Planaires Périodiques

Les structures périodiques dénotent ces structures qui sont composées d'un assemblage d'éléments identiques disposés de manière à former un réseau infini selon une ou deux dimensions. Dans le cas des applications dont il est question dans le présent mémoire, notamment les structures planaires périodiques, les éléments métalliques sont arrangés dans des réseaux bidimensionnels, avec des périodicités selon la direction x et la direction z (Figure 0.1).

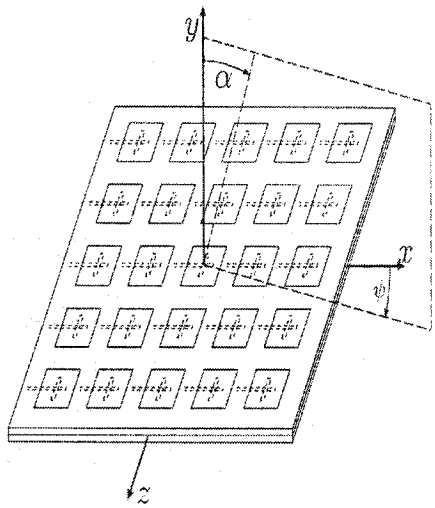


Figure 0.1: Structure périodique planaire[1]

0.2 Méthode des Lignes

La Méthode des Lignes, qui a pour acronyme MoL, est une méthode numérique semi analytique basée sur la Méthode des Différences Finies (Finite Difference Method) [33]. En vue d'aboutir à la solution désirée, il faut tout d'abord procéder à la discrétisation de l'équation différentielle donnée selon la surface x-z et, par la suite, résoudre le problème de manière analytique dans la direction restante, qui dans ce cas-ci est définie comme étant l'axe des y. Effectivement, la MoL diffère de la Méthode des Différences Finies ou FDM par le fait que pour un système donné d'équations différentielles partielles, toutes sauf une des variables indépendantes sont discrétisées en vue d'obtenir un système d'équations différentielles ordinaires (ODE) [32].

Le principal avantage résultant de l'emploi de cette méthode de résolution pour

[1] tiré de [8], p.10.

ces types de structures planaires périodiques est qu'il réduit grandement le temps requis afin d'arriver à la solution. Par conséquent, ceci diminue de manière significative le coût de calcul. De plus, l'algorithme qui est employé dans la méthode de résolution itérative associé à la Méthode des Lignes est simple et compact. Ces avantages combinés de la MoL assurent son statut en tant qu'approche pertinente dans l'étude des structures périodiques planaires.

0.3 Les Surfaces à Sélection de Fréquences

Les Surfaces à Sélection de Fréquences (Figure 0.2), communément appelées SSF, sont des surfaces qui agissent en tant que filtres en fréquence pour les ondes planes électromagnétiques, résultant en des comportements passe bande/coupe bande. Ces filtres exhibent des réponses variées tout dépendamment de l'angle d'incidence de l'onde plane frappant la surface, aussi bien qu'en fonction de la fréquence d'opération choisie. Par ailleurs, de telles surfaces sont habituellement périodiques en deux dimensions et ont donc tendance à exhiber des comportements bande étroite.

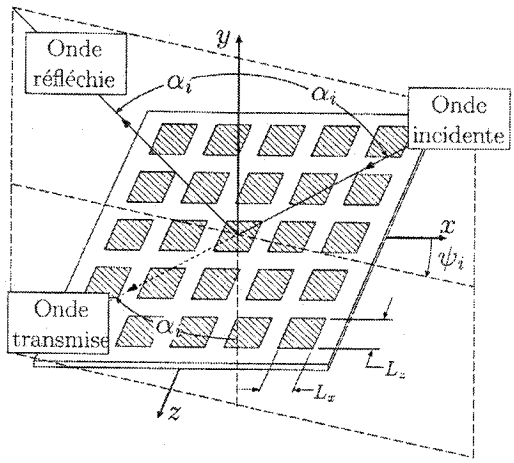


Figure 0.2: Surface à Sélection de Fréquences[2]

Par leur nature même, les SSF accordent au concepteur plusieurs degrés de liberté. Ces surfaces sont composées de substrats diélectriques sur lesquels les éléments métalliques sont montés. Le type d'élément, qu'il soit diélectrique ou métallique, aussi bien que la forme, la taille et l'impédance résultante de la SSF, peuvent tous être modifiés à volonté. Finalement, il est non seulement possible de choisir librement l'espacement entre les éléments, mais aussi leur orientation désirée.

Les SSF planaires, dont il est question dans ce mémoire, consistent de couches simples ou multiples d'éléments microstrip posés sur des substrats, avec ou sans la présence d'un plan de masse. Par équivalence à la théorie des circuits, il est possible de noter que de telles structures ont des comportements passe bande et coupe bande.

L'analyse de SSF périodiques infinies, effectuée en raison des simplifications qui en découlent, permet de procéder à la conception de SSF de grande taille. Afin d'exciter celles ci, il suffit d'envoyer une onde plane incidente sur la structure. Il est présumé que

[2] tiré de [8], p.72.

la source est placée dans le champ lointain. Le comportement électromagnétique de la structure est alors déterminé à partir des coefficients de réflexion et de transmission de l'onde incidente sur la structure.

0.4 Domaines d'application du logiciel MoLArSim

Les applications traditionnelles des SSF sont les radômes, les réflecteurs et sous réflecteurs dichroïques, ainsi que les réseaux d'antennes lentilles. Par contre, tout récemment, un nombre croissant de chercheurs a employé ces surfaces particulières. Par l'entremise d'applications variées, ces surfaces ont maintenant été employées dans des domaines tels que l'évitement de collision, la protection d'interférences électromagnétiques, les structures photoniques à bande interdite, le couplage contrôlé par guides d'ondes ou par cavités et plus encore. Leur utilisation étalée sur une si grande variété de domaines témoigne de leur versatilité et leur utilité dans de nombreuses circonstances. Le logiciel MoLARSim peut être employé afin d'analyser diverses configurations de SSF utilisées dans tous les domaines mentionnés ci haut et plusieurs autres encore.

Premièrement, une des utilisations fréquentes de ces surfaces sont les radômes hybrides. En effet, des radômes passe bande sont employés afin de réduire la surface équivalente radar[3] des antennes en dehors de leur bande d'opération [29]. Une seconde application potentielle sont les filtres passe bande. Un assemblage d'antennes peut être

[3] La surface équivalente radar correspond au RCS, de l'anglais 'Radar Cross Section'.

entièrement couvert d'une SSF dans le but de dévier les signaux hors de la bande voulue tout en laissant passer les signaux désirés. Finalement, les SSF peuvent servir de réflecteurs et sous réflecteurs dichroïques. Une structure dichroïque est définie comme étant une surface périodique qui est transparente à une bande de fréquences f_1 et opaque à une autre bande de fréquences f_2. Ces propriétés sont fort intéressantes, notamment dans les systèmes Cassegrain. Elles permettent au concepteur de placer un cornet source opérant à la fréquence f_1 au foyer du réflecteur principal et un autre cornet source opérant à la fréquence f_2 au foyer Cassegrain. Ceci fait en sorte que les deux bandes de fréquences peuvent être accommodées par le même réflecteur principal (Figure 0.3).

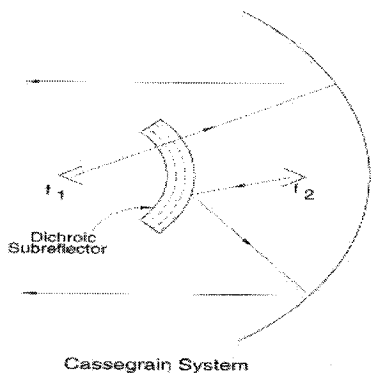


Figure 0.3: Structure périodique utilisée comme sous réflecteur Cassegrain[4]

[4] tiré de [29], P.17

0.5 Structure du Mémoire

Premièrement, au chapitre 1, une brève revue de la littérature amorcera ce mémoire. Notamment, l'approche employée pour la modélisation à l'aide de la méthode des lignes sera précisée. Par la suite, le chapitre 2 enchaînera avec une description détaillée du logiciel MoLArSim. Sa version initiale, ainsi que son état actuel suite aux modifications qui lui furent apportées, seront expliquées. Par la suite, au chapitre 3 suivront toutes les procédures de validation nécessaires à l'évaluation du logiciel. Ceci comporte toute la gamme de simulations roulées afin de tester l'application, ainsi que le second modèle qui fut codé, soit celui basé sur les lignes de transmission. Suivra au chapitre 4 une discussion de la conception de filtres passe bas, passe haut et passe bande à l'aide du logiciel MoLArSim. Finalement, le chapitre 5 enchaîne avec les améliorations possibles à ce logiciel, présentées sous forme de travaux ultérieurs suggérés. En guise de conclusion, les principaux problèmes rencontrés au long de ce projet, ainsi que les principales contributions apportées, seront énumérés.

CHAPITRE 1 MODÉLISATION DE SSF

Afin de situer ce travail parmi ceux effectués au préalable par la communauté scientifique, il serait utile de commencer par une revue de la littérature actuelle dans le domaine des SSF en ce qui a trait à leur utilisation et aux méthodes employées pour leur analyse. Par la suite, une description de la démarche suivie dans le cadre de ce projet sera élaborée.

1.1 Applications des SSF

Les structures à sélection de fréquences s'avèrent utiles dans des domaines variés mais elles sont surtout employées dans des applications micro-ondes et d'optique. Les SSF peuvent être disposées sur une ou plusieurs couches et peuvent exhiber une réflexion totale (patchs métalliques) ou une transmission totale (fentes) dans le voisinage de la résonance de leurs éléments.

Dans les années 50, l'armée américaine voulait modéliser la surface équivalente radar (RCS: radar cross section) d'avions. Plusieurs sources d'écho furent identifiées au cours de ce processus, notamment celle provenant de la grande antenne située sur le nez de la plupart des avions. Des scientifiques ont donc pensé à limiter considérablement la plage de fréquences sur laquelle l'antenne serait une source d'écho en substituant la surface métallique typique qui réfléchissait à toutes les fréquences par une surface

réfléchissant que dans une certaine bande étroite. Cette idée fut à l'origine des surfaces à sélection de fréquences.

À présent, les SSF trouvent de nombreuses applications en tant que filtres spatiaux sur la plupart du spectre électromagnétique. Les caractéristiques du filtre dépendent de la forme de l'élément et de ses dimensions, ainsi que de l'épaisseur et de la permittivité des couches diélectriques. Afin de synthétiser un filtre avec une réponse fréquentielle désirée, le processus peut être long et fastidieux en raison des nombreuses itérations par essais et erreurs. Certains chercheurs ont donc eu recours à des techniques basées sur les réseaux de neurones [6], alors que d'autres ont développé des algorithmes génétiques pour parvenir à effectuer le design des SSF multicouches et des filtres de guide d'ondes [27].

La conception de SSF multicouches, de par sa nature même, consiste à trouver l'agencement approprié de couches diélectriques et de couches métalliques ayant des motifs de forme et de dimensions particulières. Cette décomposition indique qu'il est propice de faire appel aux algorithmes génétiques pour la détermination des éléments d'une SSF. Les algorithmes génétiques sont des routines d'optimisation stochastique qui tiennent leurs bases dans les principes de l'évolution naturelle. En effet, il s'agit de procédés d'optimisation probabilistes qui commencent avec une population de solutions potentielles générées aléatoirement qui évoluent progressivement vers de meilleures solutions par l'application répétée d'opérateurs génétiques. De tels principes ont été appliqués par le passé à la conception de filtres optiques et d'absorbeurs micro-ondes[5].

[5] de l'anglais 'microwave absorbers'

À l'inverse des techniques de synthèse basées sur les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques ne recherchent pas un design optimal en jouant sur les dimensions d'une forme d'élément donnée. Leur design est plutôt obtenu en effectuant la cascade de plusieurs unités élémentaires prédéfinies, composées de motifs élémentaires et de couches diélectriques. L'utilité de ces algorithmes dans la conception des SSF multicouches découle du fait que les combinaisons possibles d'interfaces métalliques et diélectriques peuvent être définies en tant que blocs élémentaires, appelés chromosomes ou génomes dans ce cas. Chaque chromosome représenterait une cellule périodique d'une couche de la SSF. À partir de ces chromosomes, un algorithme génétique génère un ensemble de solutions possibles nommé population et applique par la suite des opérateurs génétiques tels la mutation et l'enjambement[6] afin de faire évoluer les solutions et déterminer le meilleur agencement possible. Ce type d'algorithme fonctionne très bien sur les problèmes combinatoires mixtes (continus et discrets). Ils sont moins susceptibles à rester coincés sur des minima ou maxima locaux comme les méthodes de recherche basés sur les gradients. Malgré ceci, il n'est pas toujours possible de faire appel à cette technique de résolution puisqu'elle implique des calculs très dispendieux.

D'autre part, les SSF multicouches à charges résistives [39] peuvent être employées pour des applications SERAT[7]. Ces dernières emploient la commutation optique afin de modifier les dimensions d'un réseau de dipôles rayonnants[8] situé au

[6] de l'anglais 'cross over'.
[7] de l'anglais 'Structurally Embedded Reconfigurable Antenna Technology (SERAT)'
[8] de l'anglais 'Radiant dipole array'

dessus d'une SSF multicouche, effectuant ainsi une reconfiguration électrique de l'antenne pour une opération qui peut s'étendre sur plusieurs octaves.

De plus, les matériaux à bande interdite photonique[9] consistent d'éléments imprimés sur des substrats perforés, habituellement périodiques, ce qui en fait un jumelage idéal aux applications SSF. Les antennes qui emploient des substrats PBG peuvent présenter une meilleure performance que celles posées sur des substrats uniformes [11]. Ils peuvent en effet augmenter le gain et la largeur de bande, tout en diminuant les pertes. Par contre, des approches systématiques de design pour ces structures n'ont toujours pas été développées bien qu'un intérêt se manifeste pour les structures à bande interdite et les volumes à sélection de fréquence ou FSV[10].

Un chercheur de renommée dans le domaine, Ben Munk, emploie les SSF dans des antennes réseaux discrètes large bande à commande de phase [11] en allant un peu à contre courant : au lieu d'essayer de minimiser l'inductance mutuelle entre les éléments, il se fie à celle-ci pour augmenter la largeur de bande du réseau, tout en espérant qu'elle ne modifiera pas la performance de l'élément isolé [30].

D'autres applications possibles pour les SSF sont les dispositifs qui permettent un démultiplexage quasi-optique efficace des radiomètres à ondes millimétriques avec canaux multiples employés dans les satellites. Les SSF multicouches servent de séparateurs de faisceau à affaiblissement rapide[12] dans ce cas [4].

---

[9] de l'anglais 'Photonic BandGap (PBG) materials'
[10] de l'anglais, 'Frequency Selective Volume'
[11] de l'anglais 'Low-profile broadband phased array antenna'
[12] de l'anglais 'Rapid roll-off beam splitters'

Ces structures servent aussi pour des applications telles le verre pour blindage électromagnétique[13] [19], les radômes à sélection de fréquence [2], les sous réflecteurs SSF [20,38] ainsi que des filtres passe bande [1]. Finalement, un nouveau domaine, celui de l'électrodynamique fractale[14], emploi des SSF multi bandes à double polarisation composées d'éléments en forme de fractale[15] [17, 37].

1.2 Méthodes d'analyse

Les SSF qui consistent de réseaux bidimensionnels de patchs métalliques ou de fentes dans un écran métallique sont souvent analysées par la Méthode des Moments (MoM[16]) ou à l'aide des techniques CGFFT[17]. Ces techniques supposent que l'interface métallique a une épaisseur nulle, ce qui est acceptable dans le cas du 35 μm obtenu avec les techniques de photogravure[18], mais celles-ci ne peuvent être appliquées dans le cas d'écrans perforés [21]. Afin de remédier à ce problème, plusieurs ont recours à des techniques purement numériques telles la Méthode des Éléments Finis[19] ou la Méthode des différences finies dans le domaine temporel[20].

Lambea et *al.* [21], quant à eux, ont recours à une technique hybride pour leur analyse. Leurs travaux consistent à analyser des SSF avec des fentes de formes

---

[13] de l'anglais 'Electromagnetic shielding glass'
[14] de l'anglais 'Fractal electrodynamics'
[15] de l'anglais 'Dual-polarized multiband FSS'
[16] de l'anglais 'Method of Moments (MoM)'
[17] de l'anglais 'Conjugate Gradient Fast Fourier Transform (CGFFT)'
[18] de l'anglais 'Photo-etching'
[19] de l'anglais 'Finite Element Method (FEM)'
[20] de l'anglais 'Finite Difference Time Domain (FDTD)'

arbitraires à l'aide d'une technique hybride basée sur la Méthode des Éléments Finis et une cascade de Matrices de Diffusion Généralisées (GSM)[21]. Cette technique permet de prendre en considération l'épaisseur réelle de la couche métallique, chose essentielle à l'étude des couches métalliques perforées, ainsi que la possibilité d'analyser des SSF multicouches par la connexion de la GSM d'une structure donnée avec la GSM d'une autre.

D'autres méthodes employées sont notamment le PMGA[22] , acronyme désignant un algorithme micro génétique parallèle codé binaire [5]. Cet outil d'optimisation développé à partir d'un RCGA[23] en conjonction avec un algorithme de résolution électromagnétique basé sur la méthode Galerkin de la méthode des moments (MoM) [24]. De plus, il y a aussi l'analyse modale de Floquet[24] [13] en conjonction avec la FEM dans l'analyse des filtres à mailles multicouches pour des applications quasi-optiques de décomposition de faisceau dans les domaines météorologiques et de l'instrumentation des sciences spatiales.

Les réseaux large bande reconfigurables, quant à eux, nécessitent des SSF multicouches afin d'optimiser leur performance. Erdemli et *al.* [14] ont employé la méthode hybride FE-BI[25], composée de la méthode des éléments finis et d'intégrale définie, en combinaison avec la théorie de Floquet pour l'analyse et le design de telles structures. De plus, la fonction périodique de Green[26], PGF, est appliquée avec la

[21] de l'anglais 'Generalized Scattering Matrix (GSM)'
[22] de l'anglais 'Parallel binary coded Micro-Genetic Algorithm'
[23] de l'anglais 'Real-Coded Genetic Algorithm'
[24] de l'anglais 'Floquet Modal Analysis'
[25] de l'anglais 'Finite Element-Bounded Integral (FE-BI)'
[26] de l'anglais 'Periodic Green's Function (PGF)'

méthode des éléments finis, ainsi que l'algorithme rapide dans le domaine spectral[27] en vue de résoudre l'intégrale définie plus rapidement.

Finalement, plusieurs chercheurs préfèrent analyser les SSF à l'aide des outils électromagnétiques 3D disponibles sur le marché, tels Ansoft Designer, HFSS, IE3D et Micro-Stripes. Chacun de ses logiciels fait appel à une méthode différente en vue de déterminer les propriétés électromagnétiques d'une structure. Tout d'abord, Designer utilise la méthode MPIE[28], une méthode d'équation intégrale à potentiel mixte, à laquelle on applique la Méthode des Moments pour déterminer la distribution de courant sur le maillage 3D et ainsi parvenir à la résolution des équations. HFSS, par contre, emploie la FEM, soit la méthode par éléments finis, en vue de déterminer les paramètres électromagnétiques des SSF modélisées. L'application IE3D, quant à elle, a recours à une méthode de résolution basée sur la MoM ou Méthode des Moments. Finalement, Micro Stripes fait appel à la méthode TLM, méthode basée sur une matrice de lignes de transmission. Bien que tous ces logiciels permettent de simuler sensiblement les mêmes structures que MoLArSim, il n'en demeure pas moins qu'ils requièrent plus de temps pour leurs simulations et la définition de la structure en tant que telle. MoLArSim, utilise une approche originale, développée par M. Éric Choinière, pour effectuer le calcul de la solution du système d'équations basée sur une méthode itérative de résolution (Bi-CGSTAB2) et la transformée rapide de Fourier. La combinaison de ces deux outils de calcul résulte en une réduction considérable de mémoire et de temps de calcul. En effet, la méthode employée par MoLArSim résulte en un temps de simulation de l'ordre de

[27] de l'anglais 'Fast Spectral Domain Algorithm (FSDA)'
[28] de l'anglais 'Mixed-Potential Integral Equation (MPIE)'

$N_xN_z\log(N_xN_z)$ par opposition à l'ordre $N_x^2N_z^2$ obtenu à l'aide des algorithmes traditionnels où Nx et Nz représentent les nombres de mailles de la cellule élémentaire dans les directions x et z [8].

1.3 Optimisation de l'analyse des SSF

Bien que la littérature soit abondante en ce qui concerne l'analyse numérique des SSF et leurs applications électromagnétiques, peu a été accompli quant à l'optimisation de leur design. Une technique hybride, algorithme génétique – Powell, fut utilisée pour le design de structures polariseurs[29] [23] et plusieurs designs de filtres employant les réseaux de neurones ou les algorithmes génétiques.

En effet, des chercheurs ont employé par le passé [12] des réseaux de neurones afin d'optimiser les dimensions de la surface d'une forme d'élément donnée. Michielssen et *al.* [27] ont modélisé notamment des filtres passe haut et passe bas à l'aide de GA[30] en puisant dans une base de données composée de divers éléments et matériaux diélectriques.

Li et *al.* [23], quant à eux, ont étudié le design de SSF multicouches en ayant recours à des méthodes d'optimisation basées sur les gradients telles la programmation quadratique séquentielle[31], afin d'accorder simultanément les dimensions de la cellule périodique et les paramètres de la couche diélectrique pour arriver aux réponses

[29] de l'anglais 'Polarizer structures design'
[30] de l'anglais 'Genetic Algorithm (GA)'
[31] de l'anglais 'Sequential Quadratic Programming (SQP)'

fréquentielles désirées. Ceci offre davantage de flexibilité, autant sur le plan matériel que géométrique, dans l'atteinte d'objectifs de design préassignés se rapportant à la performance d'une antenne.

1.4 Modélisation de SSF avec MoLArSim

Il serait maintenant utile de décrire la méthode de simulation employée par le logiciel MoLArSim afin d'effectuer la modélisation des structures à sélection de fréquences. En vue d'accomplir ceci, il faut procéder à un bref rappel sur les structures planaires périodiques multicouches, l'excitation appliquée aux SSF ainsi qu'une discussion sur la méthode des lignes ou MoL[32].

1.4.1 Structure planaire périodique multicouches générale

De nombreuses applications font appel à de très grandes structures comportant des milliers d'éléments. Tel est le cas notamment des antennes de satellite destinées à la télédétection. Il est possible de poser l'hypothèse simplificatrice qui consiste à traiter les éléments centraux d'un grand réseau comme des éléments d'un réseau périodique de taille infinie, auquel on appliquerait une excitation uniforme en amplitude et dont la phase varierait de façon linéaire d'un élément à l'autre. Ceci réduit énormément l'analyse d'un grand réseau d'antennes imprimées ou d'une surface à sélection de

[32] de l'anglais 'Method of Lines (MoL)'

fréquences en traduisant ce procédé par l'analyse d'une simple cellule du réseau périodique. Cette hypothèse de base permet de considérer, grâce au théorème de Floquet, que tous les champs et les courants sont périodiques, à une phase près.

Dans la figure qui suit, il est possible de visualiser la topologie générale d'une cellule périodique type. Cette dernière est constituée de plusieurs couches de substrats superposées, pouvant avoir des permittivités différentes, intercalées de couches minces métalliques aux motifs arbitraires.

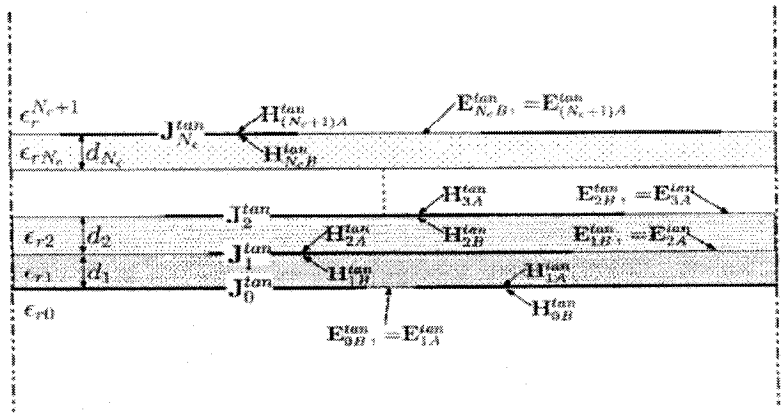


Figure 1.1: SSF multicouche[33]

Des conditions aux frontières absorbantes ou ABC [34] influencent le comportement des surfaces du haut et du bas. Ceci assure que rien n'interfère avec le comportement de la structure puisque aucune onde électromagnétique ne peut provenir de l'extérieur. Sur la frontière, il y a transparence au champ d'incidence, en d'autres termes, le coefficient de réflexion y est nul.

---

[33] tiré de [8], p.8.
[34] de l'anglais 'Absorbing Boundary Condition (ABC)'

Des conditions aux frontières de périodicité sont bien sûr imposées sur les faces latérales de la cellule périodique. Ceci a pour but de simuler l'effet de la présence des cellules voisines du réseau périodique infini duquel fait partie la cellule étudiée. Une variation linéaire de l'excitation des éléments en fonction de leur position est bien représentée par les champs et les courants qui sont encore une fois périodiques à une phase près.

1.4.2 Excitation d'une surface à sélection de fréquences

En ce qui concerne les SSF, le résultat que l'on désire obtenir à l'aide des simulations est la réponse de ladite structure lorsqu'une onde plane incidente frappe sa surface. D'un point de vue strictement physique, il s'agit donc d'envoyer une onde plane incidente sur la structure périodique. Le déphasage imposé entre les deux parois latérales de la cellule est donc déterminé à partir de l'angle d'incidence de l'onde plane. Il s'ensuit qu'il y aura périodicité des champs normalisés par rapport à ce déphasage.

Le modèle proposé par la configuration initiale, bien qu'il permettait l'analyse des structures planaires périodiques multicouches, n'avait jamais été codé pour ces fins. De structures simples à une couche, telle celle de la figure 1.2, furent validées par le passé.

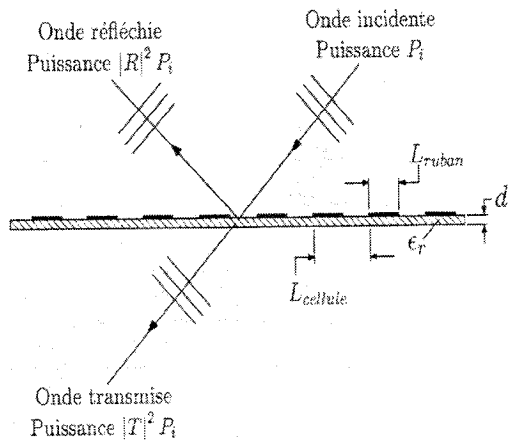


Figure 1.2: Onde incidente sur une SSF à une seule couche[35]

1.4.3 Méthode des Lignes

La méthode des lignes est une méthode numérique qui se porte particulièrement bien à la résolution de problèmes comportant des structures planaires multicouches. Elle est présentée comme un cas spécial de la Méthode des Différences Finies[36] mais est plus efficace quant à sa précision et le temps de calcul qu'elle requiert. Elle diffère de cette méthode par le fait que pour un système donné d'équations différentielles partielles toutes sauf une des variables indépendantes sont discrétisées afin d'obtenir un système d'équations différentielles ordinaires. La MoL étant donc une méthode semi analytique, elle permet de traiter les structures stratifiées de manière beaucoup plus efficace que les méthodes numériques basées sur des discrétisations volumiques.

---

[35] tiré de [8], p.9.
[36] de l'anglais 'Finite Difference Method (FDM)'

Par ailleurs, cette méthode, telle qu'appliquée dans ce contexte, implique la discrétisation surfacique des champs et des courants sur chacune des interfaces de la structure multicouche donnée et il s'ensuit une résolution analytique selon la direction normale aux surfaces. Par conséquent, le nombre d'inconnues devant être calculées pour la résolution du système ne dépend que du nombre de surfaces comportant des motifs métalliques ainsi que des surfaces elles mêmes. Des lignes parallèles à l'axe des Y sont donc placées telles qu'illustrées à la figure 1.3. La distance entre ces lignes est constante et est égale à h.

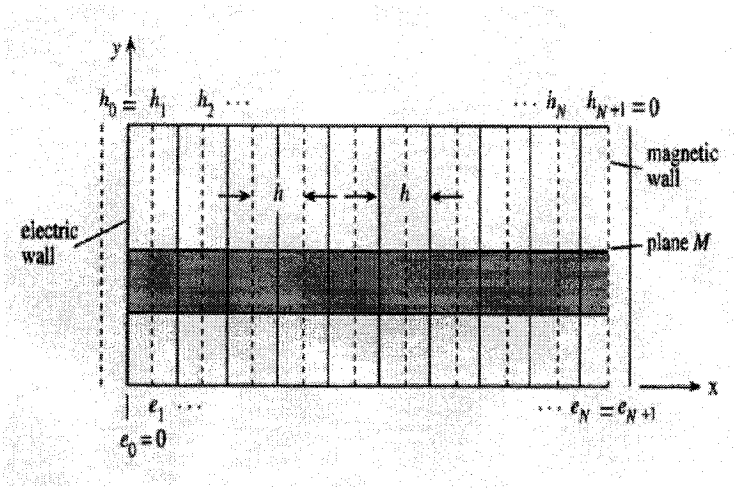


Figure 1.3: Exemple de division par MoL pour une structure selon une dimension[37]

Dans le cas des SSF étudiées dans ce mémoire, les composantes de champs électrique $e_z(x,y,z)$ et magnétique $h_z(x,y,z)$ sont déterminées par les équations suivantes :

[37] tiré de [33], Ch.9, Figure 9.7

$$\frac{\partial^2 e_z}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 e_z}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 e_z}{\partial z^2}+\in_r k_0{}^2 e_z = 0 \tag{1.1}$$

$$\frac{\partial^2 h_z}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 h_z}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 h_z}{\partial z^2}+\in_r k_0{}^2 h_z = 0 \tag{1.2}$$

où $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ et λ_0 est la longueur d'onde dans le vide. Le choix arbitraire des potentiels scalaires électrique ϕ_e et magnétique ϕ_m influence la relation entre les composantes des potentiels vecteurs électrique A_z et magnétique F_z et les composants de champs e_z et h_z [3].

$$e_z(x,y,z) = -\nabla\phi_e - j\omega A_z(x,y,z) \tag{1.3}$$

$$h_z(x,y,z) = -\nabla\phi_m - j\omega F_z(x,y,z) \tag{1.4}$$

En choisissant $\phi_e = 0$ et $\phi_m = 0$, les composants de champs e_z et h_z seront utilisés comme fonctions de potentiels des modes TM_z et TE_z [32].

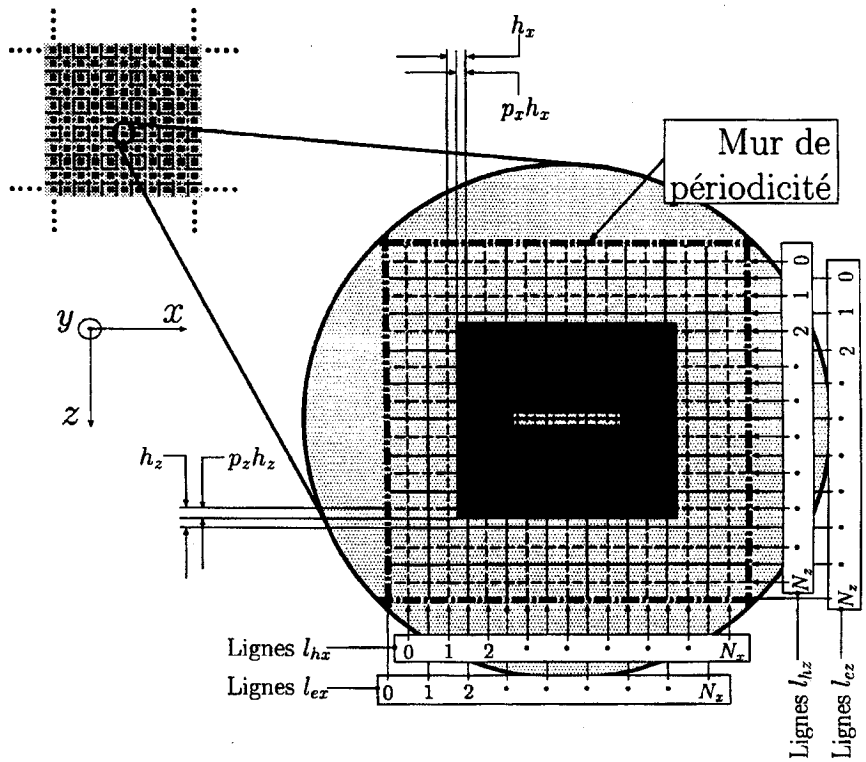


Figure 1.4: Discrétisation d'une cellule d'un réseau périodique avec notation employée pour les lignes[38]

La figure 1.4 illustre les lignes uniformément espacées le long desquelles s'effectue l'échantillonnage des champs. Il est possible de remarquer un décalage entre les ensembles de lignes. Ceci résulte eu une simplification de la formulation, en plus de réduire l'erreur de discrétisation et de permettre un choix optimal du positionnement des bords métalliques [32]. Les points de croisement des lignes l_{ex} et l_{ez} représentent l'emplacement de l'échantillonnage de la composante du champ électrique $e_z(x,z)$,

[38] tiré de [8], p.15.

tandis que les points de croisement des lignes l_{hx} et l_{hz} représentent l'emplacement de l'échantillonnage de la composante du champ magnétique $h_z(x,z)$.

Les matrices contenant les valeurs discrétisées des champs e_z et h_z sont notées par $\mathbf{E}_z$ et $\mathbf{H}_z$:

$$E_z(i_x,i_z) = e_z((i_x-1)\Delta_x,(i_z-1)\Delta_z), \text{ avec } i_x = 1,2,...,N_x \text{ et } i_z = 1,2,...,N_z \quad (1.5)$$

$$H_z(i_x,i_z) = h_z((i_x-1)\Delta_x,(i_z-1)\Delta_z), \text{ avec } i_x = 1,2,...,N_x \text{ et } i_z = 1,2,...,N_z \quad (1.6)$$

où: i_x est le numéro de la ligne l_{ex} ou l_{hx}

i_z est le numéro de la ligne l_{ez} ou l_{hz}

Δ_x est l'espacement entre les lignes l_{ex} successives et entre les lignes l_{hx} successives

Δ_z est l'espacement entre les lignes l_{ez} successives et entre les lignes l_{hz} successives

N_x est le nombre de lignes l_{ex} et l_{hx}

et N_z est le nombre de lignes l_{ez} et l_{hz}

Par opposition aux méthodes spectrales, cette analyse dépend beaucoup moins de la géométrie de la structure. Elle ne nécessite aucune connaissance préalable ni des modes de solution possibles, ni des fonctions de Green.

La méthode des lignes bénéficie donc de nombreux avantages, notamment d'un algorithme simple et compact qui nécessite un effort de programmation réduit, une bonne stabilité numérique ainsi que de la réduction du temps de calcul.

CHAPITRE 2 LOGICIEL MoLArSim

Le but premier de cette recherche était de généraliser l'application MoLArSim afin d'obtenir des modèles numériques pour des structures périodiques multicouches de formes variées, composées de nombreuses couches diélectriques intercalées de motifs métalliques.

En vue de comprendre le travail réalisé au cours de ce projet de maîtrise, il est essentiel de bien saisir la configuration initiale qui pouvait être simulée à l'aide du logiciel MoLArSim. Celle-ci sera présentée dans ce chapitre, suivi des ajouts apportés afin de généraliser les cas pouvant être testés avec le logiciel. Parmi ces derniers figurent notamment les SSF multicouches, les configurations avec plan de masse ainsi que des motifs métalliques divers. Finalement, quelques simulations visant à valider le logiciel seront présentées.

2.1 Configuration Initiale du Logiciel MoLArSim

Dans sa version initiale, le logiciel MoLArSim permettait, entre autres, de modéliser des configurations de SSF à une seule couche de motifs métalliques imprimés. Ces motifs, qui consistent uniquement de patchs à forme rectangulaire, se répétaient périodiquement dans des cellules dont les dimensions ne pouvaient excéder 0.5 fois la longueur d'onde dans l'espace libre, dénotée par λ, et qui est égale à la quantité c/f, c

étant la vitesse de la lumière et f étant la fréquence d'opération. La restriction mentionnée ci haut étant incluse afin d'assurer le respect de la condition de réflexion spéculaire en tout temps. En d'autres mots, aucun lobe discordant ne pouvait être présent dans la structure donnée.

Sous cette couche de motifs métalliques périodiques, il est possible de définir un substrat, ayant une certaine permittivité réelle, sur lequel les patchs microruban sont fixées, l'épaisseur duquel est choisie arbitrairement par l'utilisateur du logiciel. De nombreuses simulations furent lancées par le passé afin de valider de telles configurations en effectuant des comparaisons avec plusieurs courbes publiées [9].

Tel que mentionné préalablement dans ce mémoire, afin de simuler le comportement d'une SSF, il est suffisant de définir une seule cellule périodique. Ceci résulte du théorème de Floquet applicable au cas où l'on considère des cellules qui se répètent à l'infini. Dans MoLArSim, il y a périodicité dans les directions x et z, alors que y est la direction normale à la structure planaire simulée. Il suffit donc de définir les dimensions de la cellule périodique selon l'axe des x et selon l'axe des z. Ensuite, il faut aussi définir la forme spécifique de métallisation qui compose chaque cellule. Dans cette configuration initiale, les motifs de métallisation sont uniques, parfaitement centrés dans la cellule et ne peuvent avoir que des formes rectangulaires.

D'autre part, MoLArSim fait appel à la Méthode des Lignes [32] en vue d'arriver à une solution. Dans cette mise en œuvre, la cellule à analyser est divisée selon un maillage uniforme selon les directions x et z. Le pas de discrétisation en x peut différer de celui en z. Un plus grand nombre de lignes lors de la division de la cellule résulte en

une plus grande précision des résultats obtenus. Par contre, ceci constitue un compromis en ce qui a trait au temps requis pour l'exécution des calculs puisqu'il y a corrélation [8] entre ce dernier et le nombre de lignes employées. Il s'avère donc essentiel de choisir judicieusement ces nombres pour les deux directions, x et z, afin que ce soit des valeurs acceptables pour le type d'analyse qu'on entend effectuer.

Une fois que tous les paramètres de la structure ont été clairement définis, les simulations peuvent enfin commencer. Ces dernières peuvent être sous la forme de balayages d'angles d'incidence ou de balayages en fréquence, chacun de ces types nécessitant son propre lancement de simulation. Des résultats à valeur unique peuvent aussi être obtenus advenant le cas où une combinaison angle d'incidence/fréquence d'opération est définie par l'utilisateur.

Finalement, par l'entremise des résultats de simulation, il est possible d'extraire l'amplitude du coefficient de réflexion en puissance et l'amplitude du coefficient de transmission en puissance. Un fichier de résultats est créé contenant la valeur absolue de ces coefficients, en fonction de l'angle d'incidence dans le cas d'un balayage angulaire ou en fonction de la fréquence d'opération dans le cas d'un balayage fréquentiel.

Dans le but de généraliser ce logiciel et d'élargir ses possibilités d'application au-delà de ce qui nous était permis par sa configuration initiale, un certain nombre de modifications se sont avérées utiles. Ces ajouts seront discutés en détail dans la section qui suit.

2.2 Généralisation du Logiciel MoLArSim

Le but premier de cette recherche était de généraliser l'application logicielle MoLArSim en vue d'obtenir des modèles numériques pour des structures périodiques multicouches variées, composées de nombreuses couches diélectriques intercalées de motifs métalliques.

Les modifications apportées à cette application ont permis l'addition d'un grand nombre de nouvelles catégories d'exécution par rapport à celles existant à l'origine dans le logiciel MoLArSim. Les principaux ajouts amenés au cours de ce projet portent sur les éléments suivants : le caractère multicouche des structures, le plan de masse, les ondes incidentes obliques ainsi que la généralisation des formes de métallisation. Toutes ces additions seront traitées dans les sous-sections qui suivent.

2.2.1 Structures Multicouches et Plan de Masse

Une fois la généralisation du logiciel envisagée, il fut impératif de coder des nouveaux éléments de remplacement[39] pouvant simuler des SSF allant jusqu'à 10 couches d'interfaces métalliques. Ce nombre fut retenu en tant que limite supérieure, choisie arbitrairement au cours des travaux, puisqu'il est difficile de concevoir une application nécessitant une structure d'une telle complexité.

Par ailleurs, toutes ces structures peuvent être excitées à l'aide de deux sources

[39] De l'anglais, 'stub subroutine'.

distinctes. La première source est composée d'un champ électrique uniforme en amplitude, mais ayant une variation de phase linéaire selon x et z, imposé à une certaine hauteur au dessus de la structure. La deuxième source, quant à elle, consiste à appliquer une source de courant idéale à une certaine hauteur au dessus de la structure. L'avantage de cette dernière sera discuté à la section 2.2.2. Pour les deux types de sources, il suffit que l'emplacement soit suffisamment loin au dessus de la structure afin d'obtenir une onde réfléchie qui contient une contribution négligeable pas d'ondes évanescentes.

Bien que tous les nouveaux *drivers* soient configurés de manière à simuler des SSF allant de une à dix couches de métallisation, rien ne nous empêche de lancer des simulations avec une structure multicouche ne comportant aucun métal. À l'aide de ce même programme, il nous est donc permis de modéliser des couches diélectriques stratifiées.

En ce qui a trait au plan de masse, ce dernier peut être rajouté à une certaine distance sous la structure. Pour modéliser un plan de masse infini, il suffit de couvrir entièrement l'aire de la cellule. Il est aussi possible de définir un plan de masse à fentes, en effectuant la soustraction de l'aire de la fente ou de plusieurs fentes, si tel est le cas, dans le plan infini. L'option sans aucun plan de masse, telle que disponible dans la version initiale, est conservée dans la nouvelle version du logiciel.

2.2.2 Onde à Incidence Oblique et Lobes Discordants

Un autre objectif de ce projet fut d'introduire une excitation par l'entremise

d'ondes planes incidentes obliques. Initialement, seule l'excitation par onde plane normale pouvait être appliquée à la SSF. Un tel mode d'excitation suppose que la condition de réflexion spéculaire est rencontrée et qu'aucun phénomène d'aveuglement ne peut intervenir. Ceci posait des limites significatives à l'application qui fut modifiée afin de tenir compte de l'éventuelle présence de lobes discordants.

Afin de rajouter l'incidence oblique, il a fallu remplacer la source de champ électrique idéale par une source de courant électrique idéale. Tout d'abord, il a fallu appliquer la source de courant à une certaine hauteur au dessus de la structure. Une hauteur de 10λ, λ étant la longueur d'onde dans le vide, fut choisie d'un point de vue pratique pour permettre l'échantillonnage des champs entre la SSF et la source, mais cette dernière aurait pu être située à n'importe quelle hauteur. Telle la source de champ électrique, la source de courant permet de simuler le comportement d'une onde plane incidente au niveau de la SSF. Le champ électrique incident, $\vec{E}_{inc}$, peut être extrait de $\vec{J}$. Par la suite, il faut trouver le champ $\vec{E}$ à une certaine hauteur au dessus de la structure. Cette démarche permet d'obtenir, par l'entremise d'une TRF [40] bidimensionnelle, une décomposition spectrale du champ au dessus de la structure. Ce champ ainsi obtenu comprend la composante de réflexion spéculaire ainsi que les contributions apportées par les modes d'ordres supérieurs.

Deux modes d'excitation sont possibles dans le plan d'incidence : le mode TE[41] et le mode TM[42]. Le premier représente le cas où le champ électrique est tangent au plan

[40] Transformée Rapide de Fourrier; de l'anglais 'FFT: Fast Fourier Transform'
[41] de l'anglais 'Transverse Electric'

d'incidence de l'onde, soit le cas de polarisation parallèle (Figure 2.1). Le second, quant à lui, représente le cas où le champ magnétique est tangent au plan d'incidence, soit le cas de polarisation perpendiculaire (Figure 2.2).

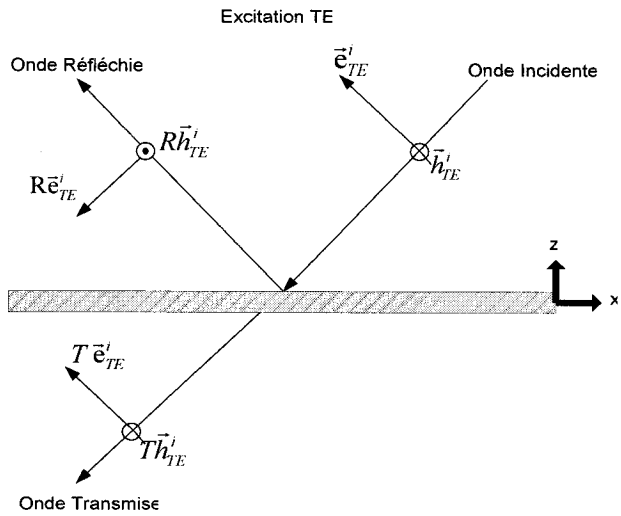


Figure 2.1: Mode d'excitation TE dans le plan d'incidence de l'onde

[42] de l'anglais 'Transverse Magnetic'

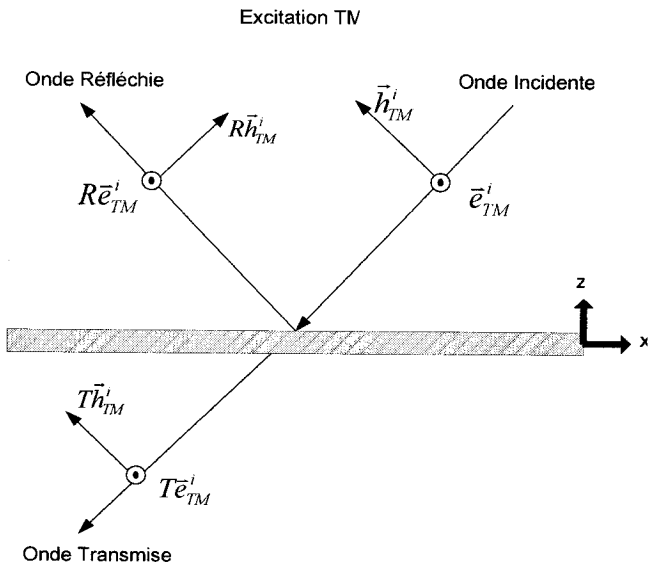


Figure 2.2: Mode d'excitation TM dans le plan d'incidence de l'onde

Pour le mode TE, la source de courant appliquée est

$$\vec{J} = J_o e^{-j(k_{x0}x + k_{yi}y + k_{z0}z)} (\hat{x}\cos\psi^i + \hat{z}\sin\psi^i) \tag{2.1}$$

alors que dans le cas du mode TM, elle est

$$\vec{J} = J_o e^{-j(k_{x0}x + k_{yi}y + k_{z0}z)} (-\hat{x}\cos\alpha^i \sin\psi^i - \hat{z}\cos\alpha^i \cos\psi^i) . \tag{2.2}$$

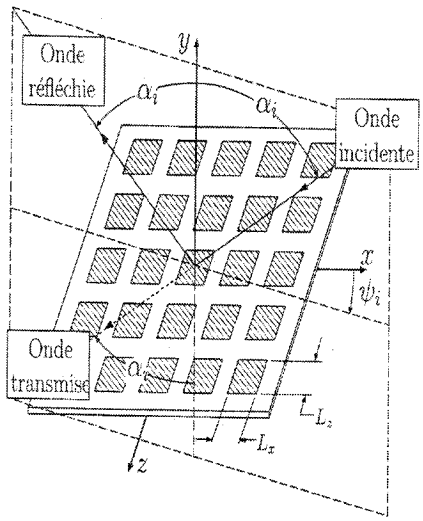


Figure 2.3: Surface à Sélection de Fréquences[43]

En utilisant le référentiel de la figure 2.3, il est possible de définir les champs électromagnétiques d'une onde plane incidente pour les deux excitations à l'aide des équations suivantes :

$$\vec{e}^{\,i}_{TE}(x,y,z) = E_0 e^{-j(k_{x0}x+k_{yi}y+k_{z0}z)} \cdot \left(-\hat{x}\cos\alpha^i\cos\psi^i + \hat{y}\sin\alpha^i - \hat{z}\cos\alpha^i\sin\psi^i\right) \tag{2.3}$$

$$\vec{h}^{\,i}_{TE}(x,y,z) = \frac{\sqrt{\in^{r(N_c+1)}}}{\eta_0} E_0 e^{-j(k_{x0}x+k_{yi}y+k_{z0}z)} \cdot (\hat{x}\sin\psi^i - \hat{z}\cos\psi^i) \tag{2.4}$$

$$\vec{e}^{\,i}_{TM}(x,y,z) = E_0 e^{-j(k_{x0}x+k_{yi}y+k_{z0}z)}(\hat{x}\sin\psi^i - \hat{z}\cos\psi^i) \tag{2.5}$$

$$\vec{h}^{\,i}_{TM}(x,y,z) = \frac{\sqrt{\in^{r(N_c+1)}}}{\eta_0} E_0 e^{-j(k_{x0}x+k_{yi}y+k_{z0}z)} \cdot (\hat{x}\cos\alpha^i\cos\psi^i - \hat{y}\sin\alpha^i + \hat{z}\cos\alpha^i\sin\psi^i) \tag{2.6}$$

[43] tiré de [8], p.72.

où les indices TE et TM indiquent le mode d'excitation respectif pour chaque valeur de champ E et champ H incidents. Les termes k_{x0}, k_{yi}, k_{z0}, k_0 et $\in_r^{(N_c+1)}$, en accord avec la notation employée dans [8], sont définis comme suit :

$$k_{x0} = -\sqrt{\in_r^{(N_c+1)}} k_0 \sin\alpha^i \cos\psi^i \tag{2.7}$$

$$k_{yi} = -\sqrt{\in_r^{(N_c+1)}} k_0 \cos\alpha^i \tag{2.8}$$

$$k_{z0} = -\sqrt{\in_r^{(N_c+1)}} k_0 \sin\alpha^i \sin\psi^i \tag{2.9}$$

avec $k_{x0} = \frac{2\pi}{\lambda_0}$. La constante $\in_r^{(N_c+1)}$, quant à elle, est la permittivité de l'espace libre, qui est généralement le vide ($\in_r^{(N_c+1)}$ =1), où N_c dénote le numéro de la couche supérieure de la SSF.

Afin de calculer le coefficient de réflexion, il faut trouver le champ électrique réfléchi $\vec{e}_r$. Le logiciel MoLArSim, quant à lui, permet de trouver le champ électrique total $\vec{e}_{tot}$ à une certaine hauteur y_0 spécifiée par l'utilisateur. La source de courant $\vec{J}$ appliquée étant connue, la théorie nous permet de retrouver le champ électrique incident correspondant $\vec{e}_i$. Il suffit donc de soustraire le champ incident du champ total pour retrouver le champ réfléchi.

$$\vec{e}_r = \vec{e}_{tot} - \vec{e}_i \tag{2.10}$$

Le coefficient de réflexion Γ est alors obtenu à l'aide de la relation suivante:

$$\frac{\langle \vec{e}_{tot}, \vec{e}_m^{\,*} \rangle}{\langle \vec{e}_i, \vec{e}_m^{\,*} \rangle} = \frac{\langle \vec{e}_i, \vec{e}_m^{\,*} \rangle + \langle \vec{e}_r, \vec{e}_m^{\,*} \rangle}{\langle \vec{e}_i, \vec{e}_m^{\,*} \rangle} = 1 + \Gamma, \tag{2.11}$$

où $\vec{e}_m$ est le champ modal tangentiel au plan de mesure.

D'autre part, il a fallu étendre le champ d'application du logiciel aux cellules allant jusqu'à des dimensions de 1 λ x 1 λ. Dans les cas où les dimensions de la cellule sont comprises entre 0.5 λ et 1 λ, il se peut que des lobes discordants fassent leur apparition. Il fut donc nécessaire de généraliser le système d'équations présentement employé par le logiciel pour englober les cas qui ne respectent pas la condition de réflexion spéculaire.

Les lobes discordants sont le fruit d'un phénomène non désiré qui survient dans le cas des réseaux d'éléments en raison de la répétition du faisceau principal. Tel que mentionné précédemment, lorsque la cellule périodique du réseau est inférieure à 0.5 λ, il n'y a pas de lobes discordants. Mais lorsque celle-ci dépasse cette valeur critique, la répétition du lobe principal entre dans la région visible du diagramme de réseau. Pour les réseaux planaires rectangulaires dont il est question ici, la région visible est délimitée par l'équation suivante :

$$\sin^2 \nu_o + \sin^2 \gamma_o \leq 1 \tag{2.12}$$

où (ν_o,γ_o) représentent l'emplacement du maximum du facteur de réseau, u=sin ν et v=sin γ. Les lobes, quant à eux, sont situés aux positions suivantes :

$$(u_n, v_m) = (u_o, v_o) + \left(\frac{2n\pi}{d_x}, \frac{2m\pi}{d_z} \right) \text{ pour m,n = 0, ±1, ±2,...} \tag{2.13}$$

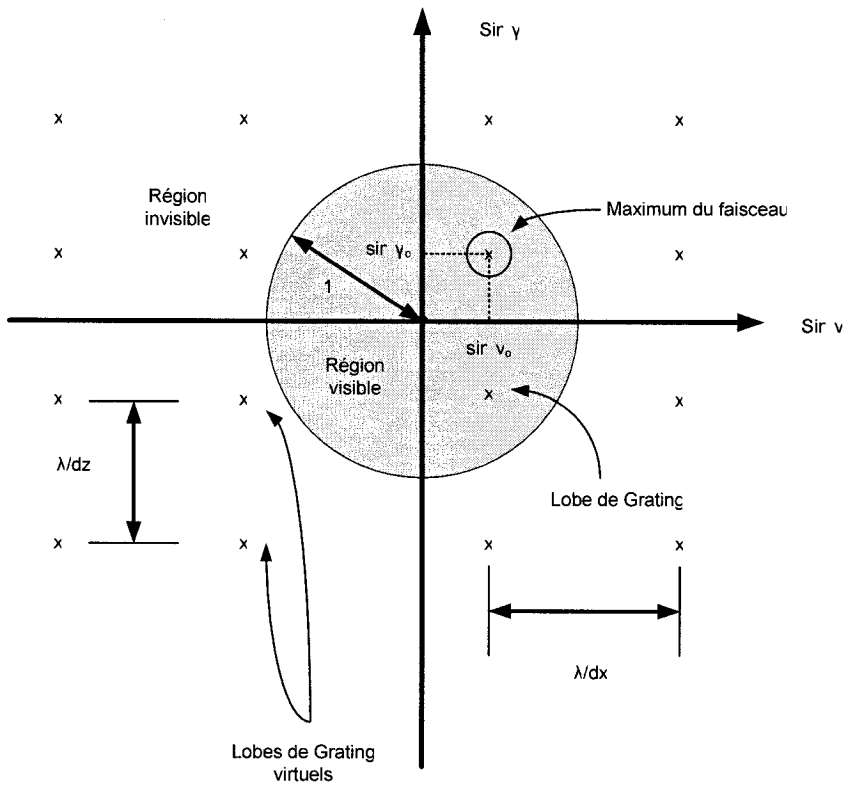


Figure 2.4: Région visible et Lobes discordants

Tel qu'illustré à la figure 2.4, des lobes discordants virtuels sont présents pour tout réseau planaire périodique. Lorsque le maximum à (ν_o,γ_o) est bougé, tout le réseau rectangulaire de lobes discordants bouge avec lui. Ceux qui tombent à l'intérieur du cercle délimitant la région visible deviennent des vrais lobes discordants.

Afin de tenir compte de la présence de lobes discordants, les modes de Floquet suivants furent ajoutés à (i_x , i_z): (0,±1), (±1,0), (±1,±1), ceux-ci étant les seuls qui puissent apparaître lorsque la cellule a des dimensions comprises entre 0.5λ et 1λ. Pour que la contribution de ces termes soit non négligeable, en d'autres termes pour que des

lobes discordants apparaissent, il faut non seulement que la cellule ait une dimension supérieure à 0.5 λ mais aussi que l'angle α, qui représente l'angle entre la direction de propagation de l'onde et la normale à la surface de la structure, soit supérieur à l'angle θo qui satisfait la condition suivante [10]:

$$\sin\theta_o = \frac{\lambda}{d} - 1 \tag{2.14}$$

Pour trouver le plus petit angle α qui répond à cette condition, il suffit de calculer l'angle en prenant le plus grand d du réseau planaire, d étant l'une des deux dimensions de la cellule périodique rectangulaire, donné en fonction de λ, dénoté par dx ou dz dans ce cas-ci.

Une fois que les deux conditions des équations 2.12 et 2.13 sont remplies, en se fiant au théorème de Floquet [31], il est possible d'exprimer les champs électromagnétiques diffractés au-dessus et en dessous de la structure périodique multicouche sous la forme d'une superposition d'un spectre discret d'ondes planes :

$$\Psi^s(x,y,z) = \sum_{i_x=-\infty}^{\infty}\sum_{i_z=-\infty}^{\infty} A_{i_x i_z} e^{-j\left(k_{x0}x + k_{z0}z - 2\pi\left(\frac{i_x}{d_x}x + \frac{i_z}{d_z}z\right) + k_{ys}y\right)} \tag{2.15}$$

$$\text{avec } k_{ys} = \epsilon_r^{(N_c+1)} k_0^2 - \left(k_{x0} - \frac{2\pi i_x}{d_x}\right)^2 - \left(k_{z0} - \frac{2\pi i_z}{d_z}\right)^2 \tag{2.16}$$

et $\Re(k_{ys}) \geq 0$, $\Im(k_{ys}) \leq 0$, où Ψ^s peut représenter toute composante des champs électromagnétiques diffractés. Les dimensions de la cellule périodique sont dénotées par d_x et d_z. En l'absence de lobe discordant, lorsque la composante spectrale fondamentale (

$i_x = 0$, $i_z = 0$) produit une valeur réelle de k_{ys}, toutes les autres composantes produisent des valeurs purement imaginaires. Dans ce cas, tous les lobes discordants demeurent virtuels, étant présents uniquement dans la région invisible. Par contre, pour des distances entre les éléments du périodique sont comprises entre 0.5 λ et 1 λ, il faut ajouter au terme de la composante fondamentale les 8 termes se rapportant aux modes de Floquet. Les valeurs de i_x et i_z sont limitées à ± 1 puisque pour des dimensions inférieures à 1 λ, seuls ces termes peuvent venir s'ajouter au mode fondamental.

En effet, le programme permet de trouver les coefficients des modes discordants non virtuels, représentés par les quantités suivantes de l'équation 2.15: $A_{(0,1)}, A_{(0,-1)}, A_{(1,0)}, A_{(-1,0)}, A_{(1,1)}, A_{(1,-1)}, A_{(-1,1)}, A_{(-1,-1)}$.

Ces coefficients peuvent être retrouvés de la manière qui suit:

$$A_{i_x,i_z} = \left\langle \Psi^S(x,y,z), \Psi^S(x,y,z)\Big|_{(i_x,i_z)}{}^* \right\rangle. \tag{2.17}$$

2.2.3 Formes de métallisations

Un autre point sur lequel nous nous sommes attardés fut la question des formes de métallisation périodiques possibles. Dans l'application initiale, il n'était possible de simuler que des formes rectangulaires, parfaitement centrées dans la cellule périodique.

Afin de généraliser les motifs métalliques pouvant être simulés, plusieurs fonctions ont été mises en œuvre. Dans la version actuelle du logiciel, les motifs de métallisation peuvent être parfaitement centrés dans chaque cellule, mais peuvent aussi

bien être décentrés d'une valeur donnée, telle que choisie par l'utilisateur. Afin de permettre ceci, une fonction de déplacement fut incorporée dans le logiciel.

Cette fonction permet de déplacer les formes métalliques rectangulaires sur la surface de la cellule. Les motifs peuvent donc être décentrés dans les deux directions, soit selon l'axe des x et selon l'axe des z. Puisque la structure est périodique et infinie, déplacer une seule cellule n'a aucun effet. Cette fonction n'est utile que si le déplacement n'est pas pareil sur toutes les couches.

Ces déplacements dans les directions x et z peuvent être positifs ou négatifs : (± x, ± z). Afin de s'assurer que la fonction de déplacement donne les bons résultats, nous avons choisi de simuler toutes les combinaisons d'un déplacement nul et d'un déplacement non nul ou de deux déplacements non nuls, ces déplacements non nuls de la plaque à partir du centre ayant une valeur absolue égale à une demi période de la surface. Ceci comprend donc toute combinaison de dx et/ou dz ayant pour valeur, ±0.5*Lcellx, ±0.5*Lcellz ou 0, selon le cas.

Tous ces cas produisent les mêmes résultats que le cas sans aucun déplacement, puisque la cellule périodique répète exactement le même motif métallique sur une même aire, avec un déplacement d'une demi période à gauche ou à droite. Par ailleurs, on peut aussi valider la fonction en simulant les cas ou dx et/ou dz sont égaux en amplitude à une période de simulation, soit ± Lcellx ou ± Lcellz, puisque ceci revient à simuler la structure sans aucun déplacement.

Cet ajout permet d'envisager la simulation de nombreuses nouvelles applications. Notamment, des cas de SSF multicouches où les motifs métalliques sur

chaque couche ne sont pas parfaitement superposés les uns sur les autres, tel qu'illustré à la figure 2.5. En permettant ce décalage du motif, il y a beaucoup plus de liberté dans la conception, notamment quant à la largeur de bande pouvant être obtenue.

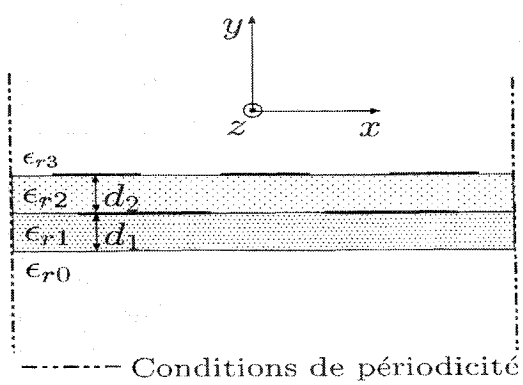


Figure 2.5: SSF Multicouche avec cellules décentrées[44]

Pour ce qui est des motifs non rectangulaires, une toute autre approche a du être envisagée pour l'entrée des données. En employant un utilitaire de la boîte d'outils des Équations aux Dérivées Partielles de Matlab[45], il est possible de dessiner une cellule périodique avec motifs métalliques aux contours arbitraires. La forme est ensuite divisée en parties selon le nombre de lignes spécifié en x et en z pour la couche de métallisation en question. Il est possible de dessiner des formes variées, ces dernières pouvant être aussi simples ou aussi complexes que voulu.

En effet, les dessins pouvant être effectués dans la boîte à outils PDE sont basés sur quatre objets différents : des cercles, des ellipses, des rectangles et des polygones. Il

[44] tiré de [8], p.11.
[45] Boîte à outils PDE: Partial Differential Equation Toolbox, MATLAB.

est possible d'obtenir une multitude de formes en additionnant et en soustrayant divers configurations de ces quatre objets. Ceux-ci peuvent être dessinés dans l'interface graphique usager directement ou, pour une précision quant aux dimensions et coordonnées, les formes peuvent être définies dans des fichiers ".m" et envoyées par la suite à la boîte à outils pour des fins de visualisation. Il y a une très grande liberté quant aux motifs pouvant être obtenus.

Dans la figure 2.6, on peut voir le dessin de quatre polygones dans une cellule périodique d'une SSF composée de motifs métalliques en forme de croix inclinées à 45 degrés par rapport à l'axe x ou z. La cellule a été définie pour une modélisation par MoL de 100 lignes x 100 lignes, ces lignes n'étant pas montrées sur la figure. Tous les ajustements d'axes, ainsi que le dimensionnement et le positionnement des formes du dessin ont été définis à l'aide du fichier pdemodel_1.m de l'Annexe 1.

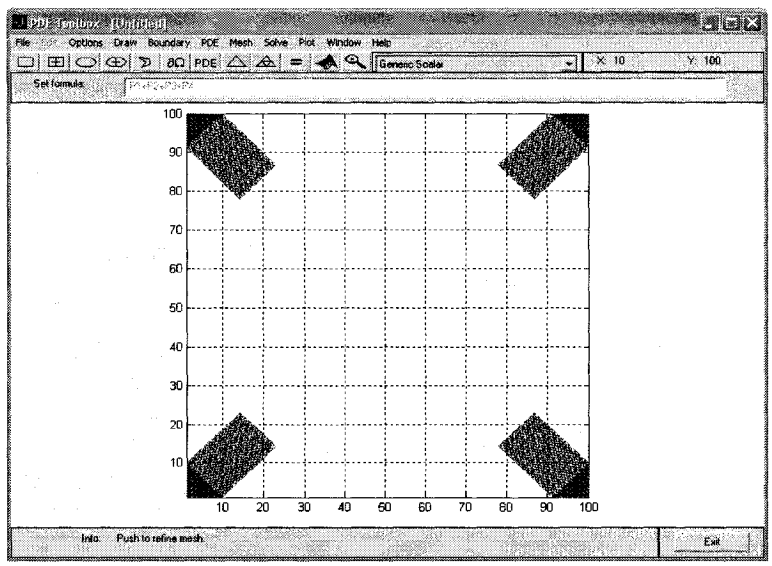


Figure 2.6: Dessin du motif non rectangulaire dans une cellule de 100 x 100

Tel qu'illustré ci haut, les régions contenant un maillage dans le rectangle représentent les motifs métalliques dans la cellule périodique. La numérotation des axes correspond au nombre de lignes employées par la Méthode des Lignes pour la division de la cellule périodique.

Une fois que le motif est dessiné correctement dans la fenêtre de la boîte d'outils, un maillage du métal est effectué. Dans le logiciel en question, le maillage s'effectue à l'aide de formes triangulaires. Le maillage peut être structuré ou non, tout dépendant de la forme des triangles employés. Dans le cas d'un maillage structuré le programme utilise des triangles rectangles, alors que dans le cas d'un maillage non structuré, il emploie des triangles quasi-équilatéraux. Bien que Matlab permette de raffiner le maillage jusqu'à un niveau de précision jugé convenable, il faut trouver un juste milieu entre un niveau inutilement élevé et un niveau trop bas qui risque de mener vers des résultats erronés.

L'emploi de la boîte d'outils PDE est utile non seulement d'un point de vue graphique mais aussi par le fait qu'elle nous retourne trois matrices : p, t et e [25]. Ces dernières simplifient la tâche de conversion de ce dessin vers des données pouvant être traitées par le compilateur FORTRAN. La première matrice, p, de dimensions (2,P) où P est le nombre de nœuds correspondant aux sommets des triangles du maillage, est une matrice qui contient les coordonnées cartésiennes des nœuds en x et en z. La deuxième matrice, soit t, ayant des dimensions (4,N) où N est le nombre de triangles dans le maillage, et pour chaque triangle, les 3 numéros qui correspondent à ses nœuds sont retournés, ainsi que le numéro du domaine en question. Ce dernier chiffre n'est donné

que si le motif métallique comporte plusieurs domaines, soit plusieurs régions métalliques distinctes. La dernière matrice, e, de dimensions (7,Q) où Q retourne le nombre d'arêtes à la frontière.

Dans MoLArSim, au niveau le plus élémentaire de la définition de la structure, il y a un plan des emplacements de métal qui est créé. Des plans indiquant la présence de métal sur les lignes E et H de la cellule sont générés au moment de l'entrée des données et de l'appel de l'exécutable. Il a donc été possible de recréer ces deux plans, soit map_MetalE et map_MetalH, directement à partir de tout dessin effectué avec PDE. En raffinant le maillage, suite à plusieurs itérations pour augmenter le nombre de mailles, la matrice p comprend un nombre de points suffisant pour couvrir entièrement la région d'intérêt. Il s'agit donc simplement de sauvegarder les matrices p, e, t en sélectionnant 'Export Mesh' dans le menu Mesh. Seule la matrice p sera utile dans les manipulations qui suivent. En effet, dû à la grande quantité de points contenus dans la matrice des nœuds de maillage, il est possible d'arrondir les coordonnées des nœuds de maillage à leur valeur entière la plus proche. Cette matrice p avec des données arrondies contient maintenant les coordonnées des points correspondant parfaitement à l'intersection des lignes du plan nécessaires à la reconstitution du schéma des lignes de champ E, soit map_metalE. À partir de ces données, le map_metalH peut être facilement reconstitué, tel que montré dans le fichier map_metals.m de l'Annexe 1.

Suite à toutes ces manipulations, deux fichiers sont créés : un contenant le map_metalE avec de l'information permettant de déterminer les coordonnées des lignes Ex et Ez servant à reconstituer le motif de métallisation pour la couche en question et un

autre contenant le map_metalH contenant l'information se rapportant aux coordonnées des lignes Hx et Hz. Ces fichiers sont envoyés directement au driver et permettent la définition des motifs de la couche métallique non rectangulaire voulue.

Pour effectuer le déplacement des motifs non rectangulaires, nul besoin de faire appel à la fonction de déplacement typique qui contient les paramètres dx et dz, comme fut le cas pour les formes rectangulaires. Dans ce cas ci, il suffit d'effectuer la translation voulue dans le fichier .m qui sert à définir la structure en tant que telle.

2.3 Validation du logiciel MoLArSim

Finalement, afin de valider certaines des nouvelles fonctionnalités du logiciel, de nombreuses simulations furent effectuées. Parmi celles-ci figurent une comparaison entre le logiciel MoLArSim et deux logiciels commerciaux, ainsi qu'une validation de la mise en oeuvre de l'incidence oblique.

Tout d'abord, afin de valider l'incidence oblique, trois balayages d'angles furent effectués pour trois diélectriques différents, ayant les permittivités relatives suivantes : 2.0, 3.4 et 5.1. Les trois substrats avaient une épaisseur de 0.5 λ furent balayés pour 91 angles, soit une valeur d'angle α allant de 0 à 90 degrés par pas de 1 degré, α étant l'angle entre la direction de propagation de l'onde et la normale à la surface de la structure. La valeur de l'angle ψ au cours de ces simulations était de 0 degrés, ψ étant l'angle entre le plan d'incidence de l'onde et l'axe des x. Pour chacun de ces substrats, il doit y avoir un angle auquel le coefficient de réflexion est nul dans le cas de la

polarisation TE. Cet angle, nommé angle de Brewster, peut être calculé à l'aide de l'équation suivante :

$$\theta_B = \tan^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \tag{2.18}$$

Dans cette équation, n_2 et n_1 représentent les indices de réfraction des deux milieux, dans ce cas-ci l'air et le substrat. L'indice de réfraction est donné en fonction de la permittivité électrique ε et la perméabilité magnétique μ :

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}\ . \tag{2.19}$$

Dans ce cas-ci, la perméabilité magnétique μ étant identique pour les deux milieux, l'angle de Brewster peut être déterminé à partir de la relation suivante :

$$\theta_B = \tan^{-1}\left(\sqrt{\epsilon_r}\right). \tag{2.20}$$

Pour chacun des diélectriques étudiés au cours de cette validation, le coefficient de réflexion de la plaque diélectrique peut être calculé analytiquement pour fin de comparaison à l'aide de l'équation 2.18 pour la polarisation TE.

Permittivité relative du diélectrique	Angle de Brewster
2.0	54.7356°
3.4	61.5279°
5.1	66.1159°

Tableau 2.1 Angles de Brewster en fonction de la permittivité relative des diélectriques

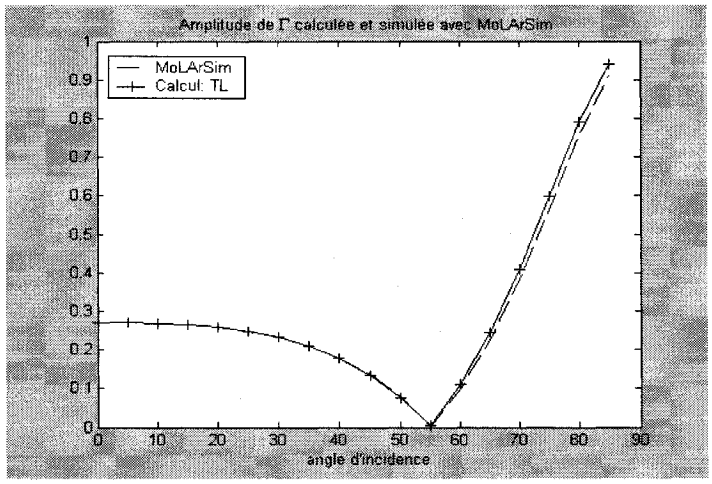


Figure 2.7: Permittivité relative de 2.0 – Mode TE

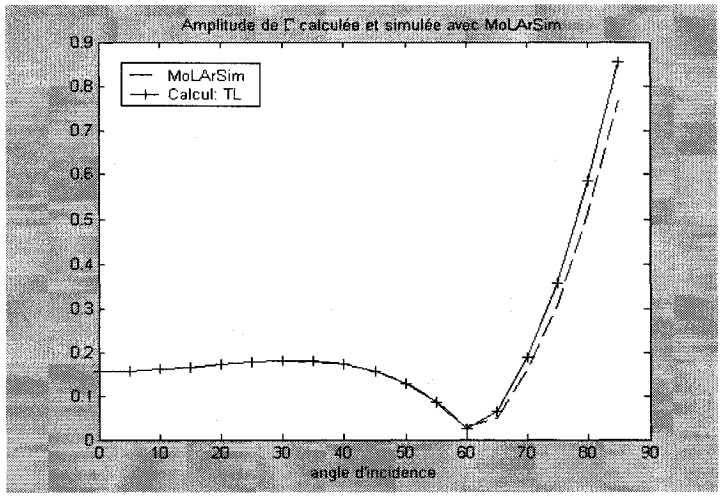


Figure 2.8: Permittivité relative de 3.4 – Mode TE

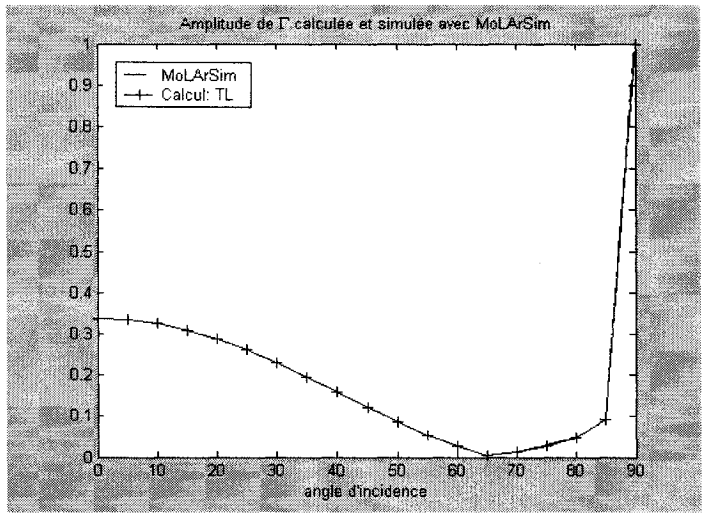


Figure 2.9: Permittivité relative de 5.1- Mode TE

Il est possible de voir sur les trois figures précédentes que le coefficient de réflexion tend vers 0 pour les trois angles de Brewster déterminés à partir de la théorie. Ceci confirme que les ondes incidentes obliques sont bien interprétées par le logiciel. Comme vérification additionnelle, puisque la cellule périodique n'est composée que d'un diélectrique isotrope, il est possible de vérifier que le code fonctionne correctement en simulant le balayage d'angles pour des angles psi variés, psi étant l'angle entre le plan de balayage et l'axe des x. Il suffit donc de comparer les trois figures suivantes qui illustrent des simulations à ψ=30°, 45° et 90° à celle obtenue pour la même permittivité relative, soit 3.4, à un angle de ψ=0°, tel qu'illustré à la figure 2.8.

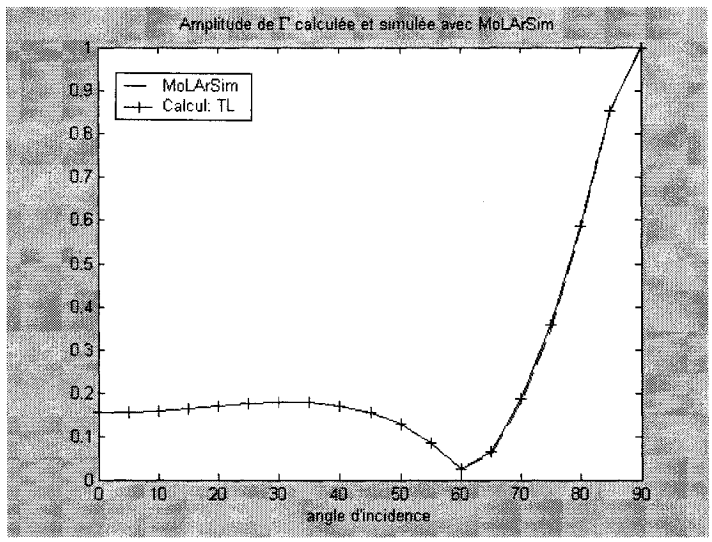


Figure 2.10: Permittivité relative de 3.4 à ψ=30° - Mode TE

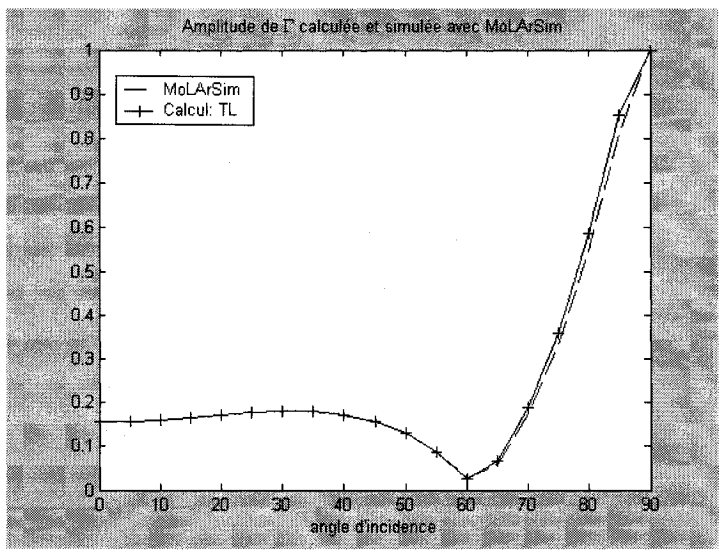


Figure 2.11: Permittivité relative de 3.4 à ψ=45° - Mode TE

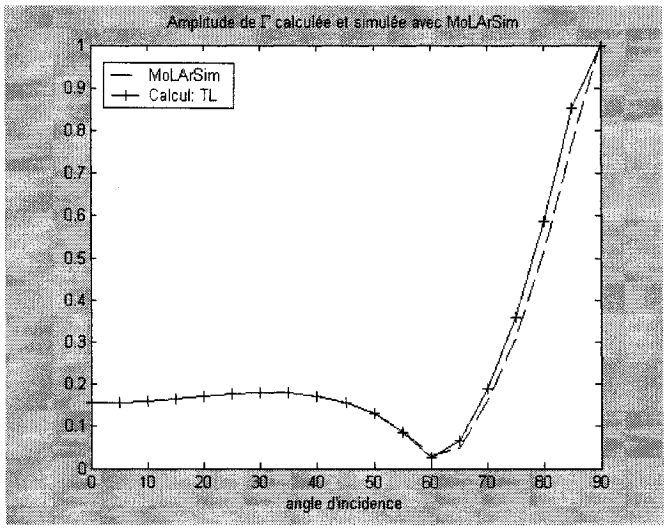


Figure 2.12: Permittivité relative de 3.4 à ψ=90° - Mode TE

Comme il est possible de remarquer sur les figures précédentes, pour le diélectrique ayant une permittivité relative de 3.4, les résultats pour ψ=0°, 30°, 45° et 90° sont à toutes fins pratiques identiques. L'incidence oblique est donc validée à nouveau.

Par la suite, il fut possible de comparer les résultats obtenus avec MoLArSim à ceux donnés par des logiciels commerciaux, soit Ansoft HFSS et Ansoft Designer. En effet, la structure particulière d'une antenne fente à deux couches fut simulée à l'aide des trois applications. Cette simulation revenait à simuler une SSF multicouche composée de quatre interfaces métalliques comme suit. Premièrement, les deux interfaces métalliques supérieures sont composées de patchs carrées identiques et parfaitement superposées. En dessous des patchs se retrouve un plan de masse à fente. Ceci permet à une ligne de transmission située sous ce plan d'alimenter la structure.

Au cours des simulations, il n'y a que la longueur de ligne de transmission au dessous du circuit qui fut variée. La largeur de la ligne quant à elle demeurait constante. La ligne de transmission employée était en forme de L. Dans les simulations, les longueurs de la ligne par les 2 extrémités du L étaient variées simultanément. Des mesures furent prises pour 11 points de simulation : en commençant avec les dimensions minimales de 20.32 mm pour la longueur horizontale et de 9.1598 mm pour la longueur verticale minimale, chaque bout de ligne subissait une incrémentation de 0.016666 λ à la fréquence de 5GHz, soit de 1 mm, à chaque nouveau point de mesure, jusqu'à atteindre la longueur horizontale maximale de 30.32 mm et la longueur verticale maximale de 19.1598mm. Les figures 2.13 et 2.14 représentent ces deux points extrêmes de simulation. En ce qui a trait à la simulation HFSS, un guide d'ondes TEM fut employé, ayant 2 murs parallèles parfaits conducteurs électriques et 2 murs parallèles parfaits conducteurs magnétiques.

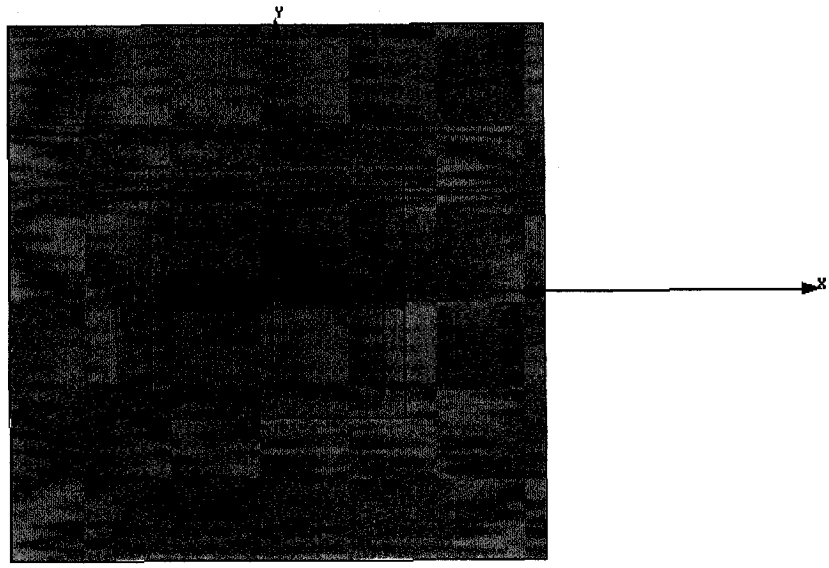


Figure 2.13: Vue de dessus de la structure avec lignes de longueur minimale
Longueur horizontale minimale = 20.32mm
Longueur verticale minimale = 9.1598 mm

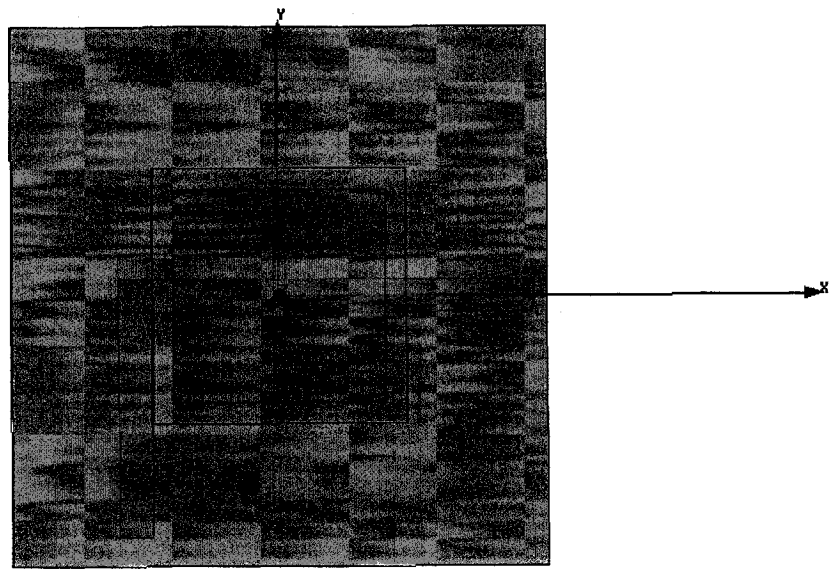


Figure 2.14: Vue de dessus de la structure avec lignes de longueur maximale
Longueur horizontale maximale = 30.32mm
Longueur verticale maximale = 19.1598 mm

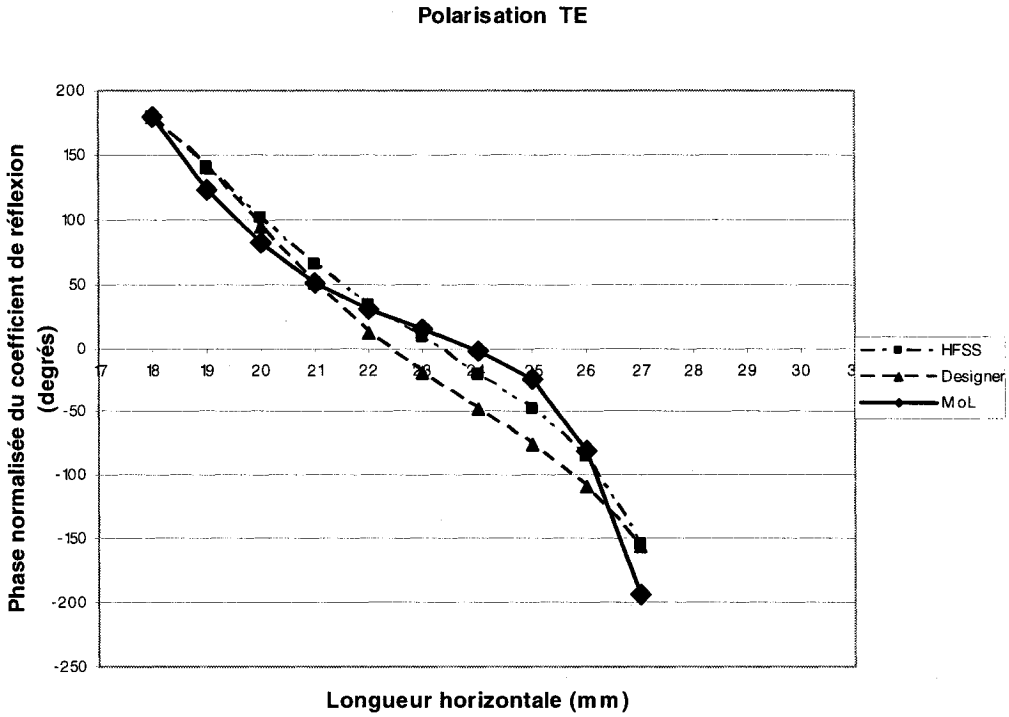


Figure 2.15: Simulations d'une SSF multicouche avec MoLArSim, HFSS et Designer

Dans la figure 2.15, l'axe horizontal représente une dimension de longueur de ligne de transmission, alors que l'axe vertical représente la phase normalisée du coefficient de réflexion de la cellule périodique. Ces résultats sont obtenus pour une incidence normale de l'onde. Il est donc possible de constater que MoLArSim prédit de manière fiable le comportement de l'antenne fente à deux couches.

Par contre, une légère disparité surgit dans les résultats lorsque les dimensions se rapprochent des bords de la cellule de simulation. Ceci peut être expliqué par le fait que la simulation effectuée avec MoLArSim ne roulait qu'avec un petit nombre de lignes, ce qui a nécessairement influencé la précision des résultats obtenus pour les dimensions

supérieures. Les applications logicielles commerciales HFSS et Designer qui emploient, respectivement, des méthodes de résolution basées sur la Méthode des Éléments Finis (FEM) et la Méthode des Moments (MoM), résultent inévitablement dans de calculs longs et complexes. Ceci a pour effet de rendre la fabrication et les tests de SSF plus difficiles et plus coûteux en raison du temps supplémentaire requis pour effectuer l'analyse en question. Pour Designer, notamment, les 11 points déterminés au cours de cette expérience ont nécessité environ 7.5 minutes. Avec MoLArSim, les 11 points sont simulés en un peu plus de 4 minutes. Cette expérience démontre qu'avec un temps de simulation inférieur, l'application MoLArSim permet d'obtenir des résultats justes pour des SSF multicouches.

CHAPITRE 3 ÉVALUATION DU LOGICIEL MoLArSim

Au cours de ce projet, de nombreux ajouts furent apportés au logiciel MoLArSim. Afin de valider les résultats des simulations, plusieurs techniques ont été employées. Un ensemble d'excitations, celui défini à partir d'une source de courant, fut validé en comparant ces résultats au premier ensemble d'excitations, soit celui défini à l'aide d'un champ E constant. Ceci n'était toutefois possible que pour des ondes à incidence normale puisque les drivers du premier ensemble ne fournissent pas de résultats valables pour les cas d'incidence oblique. D'autre part, la littérature n'est pas abondante en ce qui concerne les simulations de SSF multicouches. Il s'est donc avéré nécessaire de concevoir un modèle pour prédire le comportement électromagnétique de telles structures.

En vue d'accomplir ceci, un modèle dérivé de la théorie de Li et Oliner [22] fut appliqué. En effet, selon ces chercheurs, il serait possible de remplacer chaque couche périodique de motifs métalliques par une admittance équivalente (Figure 3.1).

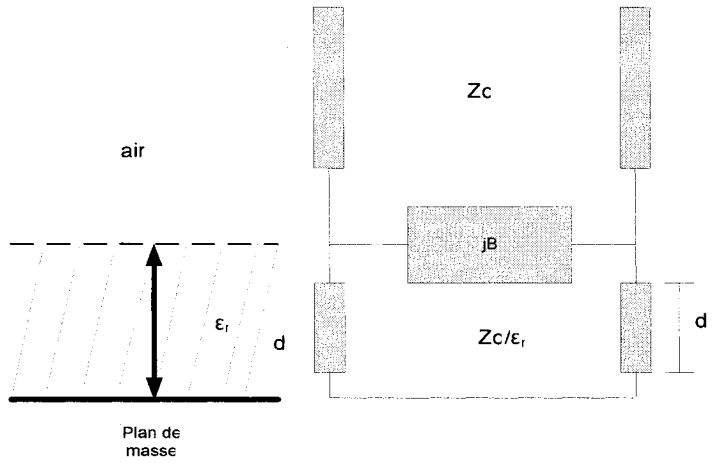


Figure 3.1: Correspondance entre une SSF constituée de motifs métalliques sur un substrat diélectrique + plan de masse, et modèle de lignes de transmission

Le milieu diélectrique sur lequel les patchs sont apposés, quant à lui, est modélisé par une ligne de transmission d'impédance $Zo/\sqrt{\epsilon_r}$, Zo étant l'impédance caractéristique de l'air et ε_r étant la permittivité relative du substrat. Une étude plus approfondie du domaine d'application de ce modèle de lignes de transmission s'avère fort utile, afin de déterminer plus particulièrement le domaine de validité des prédictions du comportement des SSF.

Afin de tester les capacités et les limites de cette modélisation, trois types de simulations furent lancés. La première simulation consistait à faire une schématisation de l'erreur pour l'amplitude et la phase du coefficient de réflexion, dans le cas d'une SSF sous laquelle se trouvait un plan de masse infini et ce pour plusieurs dimensions possibles de patch dans une cellule périodique donnée. Le plan de masse permet de valider en partie les résultats puisque la présence de celui-ci implique une réflexion totale et donc la valeur absolue du coefficient de réflexion trouvée devrait être de 1. Le

deuxième test consistait à analyser deux patchs métalliques séparées d'une couche d'air en parfaite superposition et remplissant presque entièrement la cellule. Finalement, la troisième vérification comprenait l'étude d'interfaces métalliques de dimensions variées, posées sur des substrats épais ayant des permittivités différentes de l'air. Le but de ces validations est de pouvoir exploiter le modèle de ligne de transmission et les techniques disponibles de synthèses de filtres. Les filtres ainsi synthétisés pourraient par la suite être convertis en une superposition de couches métallo-diélectriques pour former un filtre.

3.1 SSF à une seule couche avec plan de masse infini

Tout d'abord, une schématisation de la surface de la cellule fut effectuée en ce qui a trait à l'erreur en amplitude et en phase obtenues avec le modèle de lignes de transmission ou TL[46]. Celui-ci à servi de comparaison aux résultats obtenus par MoLArSim, et ce pour deux épaisseurs d'air (ε_r=1.0) au dessus du plan de masse, soient d=0.1 λ et d=0.25 λ, des épaisseurs choisies puisqu'elles correspondent à des cas typiques employées dans la conception des filtres au chapitre suivant. La dimension de la cellule périodique utilisée est de 0.1 λ x 0.1 λ. Cette petite taille a été retenue pour procurer à la SSF une performance qui varie le moins possible avec l'angle d'incidence.

Afin de valider le processus de design impliquant l'approche de circuits dans lequel chaque composant individuel pourrait être caractérisés à l'aide de MoLArSim, il a

[46] de l'anglais 'Transmission Line'

fallu confirmer les prédictions du modèle de lignes de transmission. Pour ce faire, la procédure suivante fut employée:

1) MoLArSim : Simulation de la patch métallique seule –> déterminer jB
2) TL : Calculer coefficient de réflexion à partir de jB + plan de masse
3) MoLArSim : Simulation de la patch + plan de masse (figure 3.2)
4) Comparaison des résultats; l'erreur étant définie comme la différence entre les résultats des étapes 2 et 3

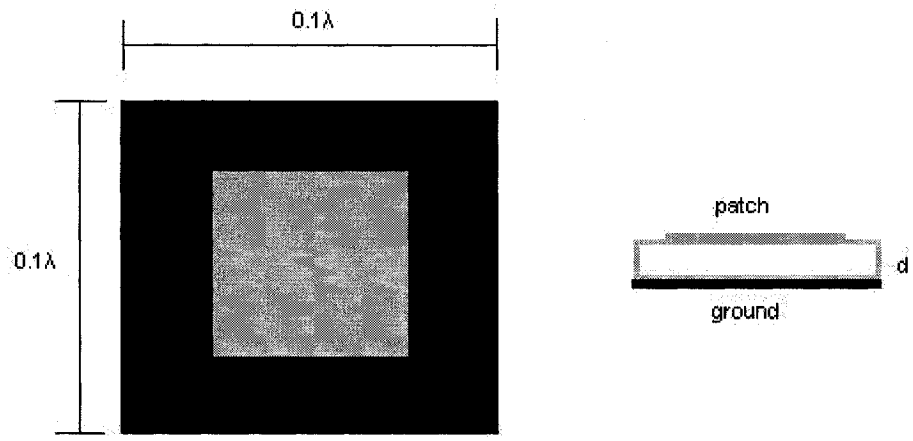


Figure 3.2: Cellule avec patch métallique, substrat d'épaisseur d et plan de masse

Dans le but d'effectuer une schématisation précise sur toute la surface de la cellule, des simulations furent lancées pour des patchs métalliques en débutant par des patchs de 0.005 λ selon x et en augmentant leur dimension d'un incrément de 0.005 λ à la fois en x, jusqu'à atteindre la dimension maximale permise par la cellule selon la

direction x, soit 0.1 λ. Il en fut de même pour des longueurs de patch en z variant aussi de 0.005 λ à 0.1 λ.

Le coefficient de réflexion du patch dans le vide permet de déterminer Ys, l'admittance associée à l'interface métallique de la manière suivante :

$$\frac{Y_s}{Y_o} = \frac{1-\Gamma_{sg}}{1+\Gamma_{sg}} - 1, \tag{3.1}$$

où Γ_{sg} dénote le coefficient de réflexion en l'absence du plan de masse infini.

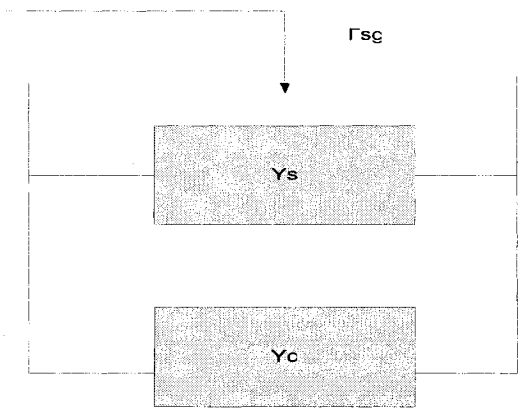


Figure 3.3: Modèle TL pour une interface métallique seule dans l'air

Le coefficient de réflexion de la SSF avec plan de masse infini est calculé de la manière suivante :

$$\Gamma = \frac{1-(y_s + \cot(kd))}{1+(y_s + \cot(kd))}, \tag{3.2}$$

où y_s dénote l'admittance normalisée de l'interface métallique, obtenue par l'éq. 3.1, et le terme cot(kd) représente la contribution du plan de masse, pour le cas spécifique de l'incidence normale et un diélectrique d'air d'épaisseur d :

$$\cot(kd) = -j\cot(\frac{2\pi d}{\lambda}), \tag{3.3}.$$

λ étant la longueur d'onde dans le diélectrique.

Le modèle suivant fut employé afin d'arriver aux équations précédentes qui incorporent le plan de masse infini:

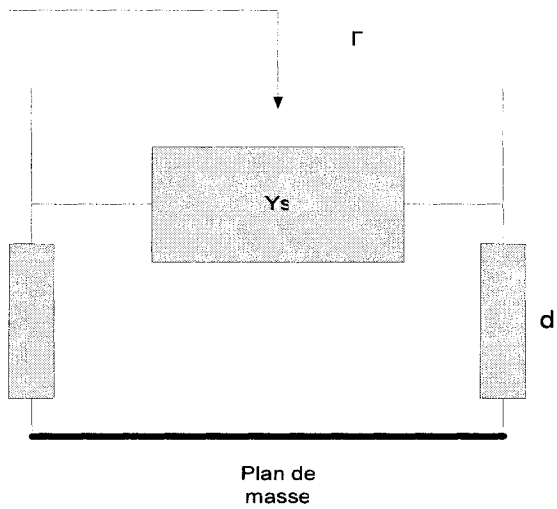


Figure 3.4: Modèle TL pour plan de masse infini à une distance d sous la SSF

En vue de favoriser leur interprétation, les figures de résultats ont été présentées de la manière suivante. Premièrement, les coordonnées sur les axes x et y comportent des valeurs allant de 1 à 20 qui correspondent aux dimensions allant de 0.005λ à 0.1λ

respectivement. Chaque unité sur ses axes équivaut donc en une incrémentation de 0.005λ de la dimension du patch.

Le point (1,1) représente la plus petite patch simulée, soit une patch carrée de 0.005λ x 0.005λ centrée dans la cellule et il s'ensuit que le point (20,20) correspond au cas où la patch recouvre la cellule entière, cette dernière ayant des dimensions de 0.1λ x 0.1λ dans le cas présent. Par exemple, le point (3,5) sur la figure qui suit donne l'erreur sur l'amplitude pour une patch ayant les dimensions suivantes : 0.015λ (3 x 0.005λ) selon la dimension x et 0.025λ (5 x 0.005λ) selon la dimension z.

Tel qu'illustré à la figure suivante, l'erreur en amplitude lorsqu'une couche d'air de 0.1λ sépare la patch du plan de masse est inférieure à 0.005, soit 0.5% et ce pour toutes les dimensions possibles de la patch. Cette erreur peut être considérée nulle dans la majorité des cas. En ce qui concerne la phase, l'erreur est inférieure à 0.25 degrés en tout temps, ce qui est bien évidemment négligeable.

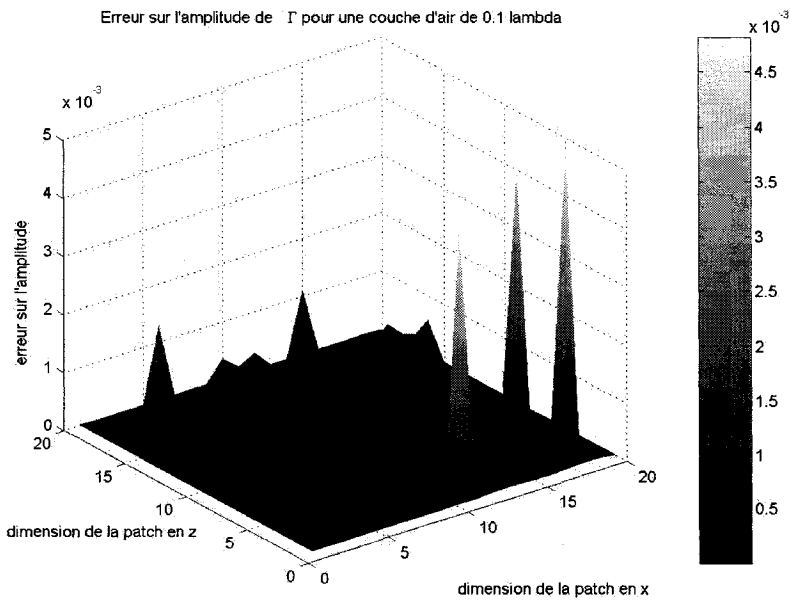


Figure 3.5: Erreur sur l'amplitude de Γ pour couche d'air de 0.1 λ

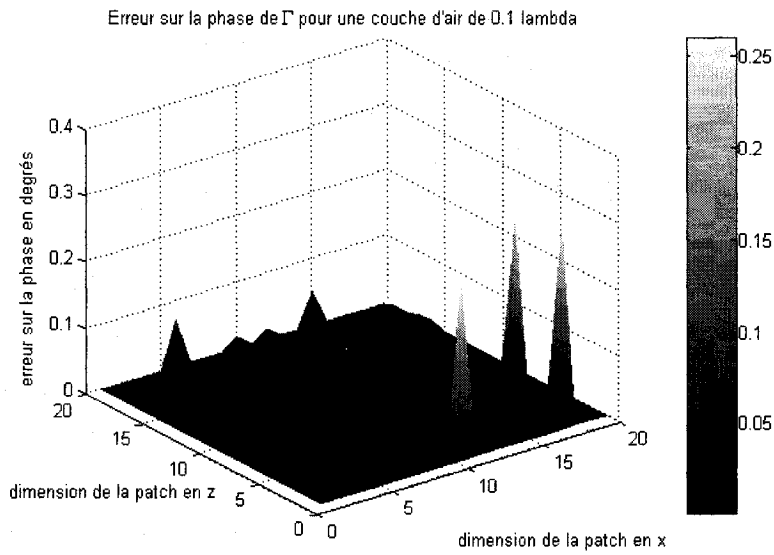


Figure 3.6: Erreur sur la phase de Γ pour couche d'air de 0.1 λ

Pour ce qui est du cas où une couche d'air de 0.25 λ sépare la patch du plan de masse, l'erreur en amplitude est inférieure à 0.0012, soit 0.12%, et ce pour toutes les dimensions possibles de la patch. Cette erreur peut encore une fois être considérée à toutes fins pratiques nulle. En ce qui concerne la phase, l'erreur est inférieure à 0.06 degrés dans tous les cas, ce qui est négligeable. Il est intéressant de noter que pour la distance de 0.25 λ, l'erreur en amplitude et en phase calculée à l'aide de la comparaison entre les deux modèles est 5 fois plus petite que pour la hauteur de 0.1 λ. Ceci pourrait s'expliquer par le fait que du point de vue du plan de masse, la surface des patchs ayant des cellules de 0.1 λ x 0.1 λ se comporte plus comme une couche homogène lorsque la hauteur augmente. D'un autre point de vue, les modes d'ordre supérieurs diffusés à partir de la surface périodique sont tous fortement évanescents en direction y. Ils se manifestent donc moins au niveau du plan de masse si celui-ci est plus loin. Ainsi le modèle 'uni-modal' représenté à la figure 3.1 est d'autant plus valide.

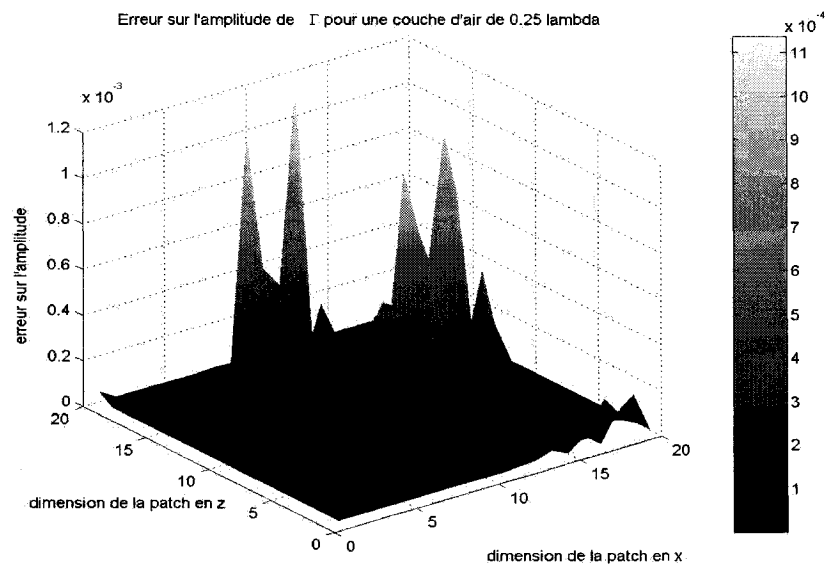


Figure 3.7: Erreur sur l'amplitude de Γ pour couche d'air de 0.25 λ

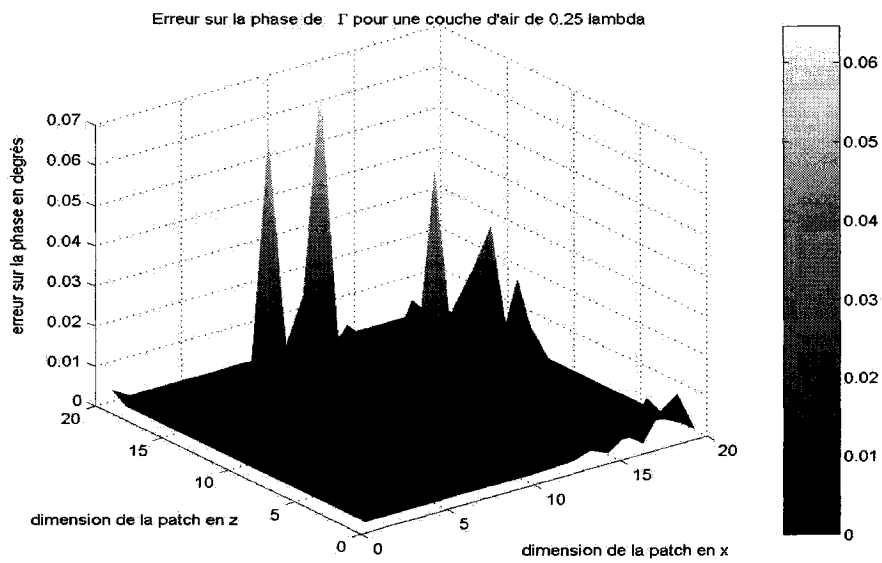


Figure 3.8: Erreur sur la phase de Γ pour couche d'air de 0.25 λ

L'identification des erreurs sur la surface obtenue ainsi a permis de constater que les erreurs sur l'amplitude et la phase pour des patchs métalliques seules dans l'air sont effectivement négligeables. On peut donc aisément prédire le coefficient de réflexion pour un patch métallique au dessus d'un plan de masse se trouvant à une certaine hauteur h dans le vide (dans l'air) connaissant à prime abord le coefficient de réflexion du patch dans le vide.

3.2 SSF à deux couches identiques superposées

3.2.1 Couches parfaitement superposées

Il serait maintenant intéressant de voir s'il est possible de prédire le comportement de deux patchs métalliques identiques, parfaitement centrées dans une cellule périodique, séparées d'une couche d'air d'épaisseur variable. De telles situations sont susceptibles de se produire dans une SSF multicouches. En vue d'accomplir ceci, il a fallu simuler l'interface métallique seule dans le logiciel afin de retrouver l'admittance qui lui est propre. Une fois cette dernière calculée, le modèle de lignes de transmission nous permet de calculer un coefficient de réflexion théorique comme suit.

En tenant compte qu'une couche d'air d'épaisseur infinie se trouve sous le patch inférieur, l'admittance équivalente du patch est égale à Ys, l'admittance de la plaque métallique, à laquelle on additionne Y_0, l'admittance dans le vide.

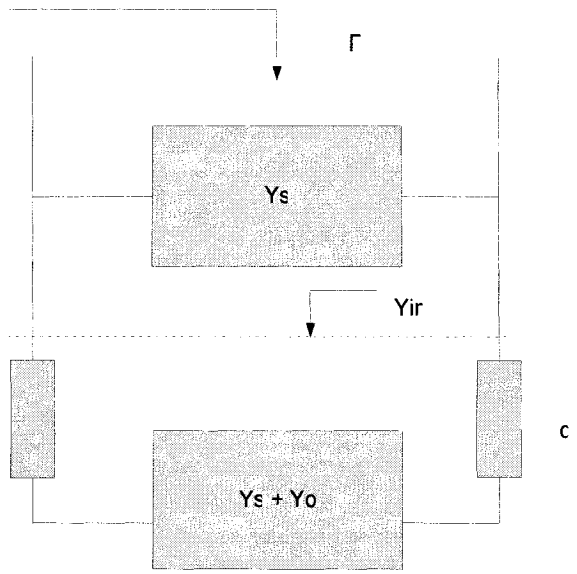


Figure 3.9: Modélisation TL des deux couches superposées dans l'air

Le Yin que l'on additionne en parallèle au Ys du patch métallique supérieur est donc trouvé à l'aide de l'équation suivante :

$$Yin = Y_0 * \frac{(Ys + Y_0) + j * \tan(kd) * Y_0}{Y_0 + j * (Ys + Y_0) \tan(kd)} \tag{3.4}$$

Cette dernière est obtenue directement de l'équation qui détermine l'impédance d'entrée d'une ligne de transmission ayant une longueur d et une constante de propagation k sous une charge quelconque Z_L. [18] Ys est donc parallèle à Yin, ce qui résulte en un coefficient de réflexion Γ:

$$\Gamma = \frac{Y_0 - Ytot}{Y_0 + Ytot}, \tag{3.5}$$

où Ytot = Ys + Yin.

Afin de valider le coefficient de réflexion obtenu par le modèle équivalent TL, il suffit de simuler la structure à deux couches dans MoLArSim et effectuer une comparaison avec la valeur de Γ, calculée telle que montrée précédemment.

En vue d'obtenir les résultats présentés aux tableaux 3.2 à 3.5, deux cellules furent employées : 0.1λ x 0.1λ et 0.5λ x 0.5λ. Les dimensions des patchs métalliques simulées pour chaque cellule sont illustrées dans la table 3.1. Pour toutes ces dimensions, la première valeur indique la dimension du patch selon l'axe des x, alors que la seconde indique la dimension du patch selon l'axe des z. Il est possible de constater que tous ces motifs remplissent fortement la cellule avec des aires allant de 81% à plus de 98% l'aire de la cellule de simulation. En effet, toutes les dimensions furent choisies suite aux simulations de la section 3.1. Ces simulations ont permis de noter que de telles dimensions en x permettent d'obtenir les plus grandes plages de variation de phase lorsque la dimension en z est elle aussi variée.

Cellules 0.1λ x 0.1λ	**Cellules 0.5λ x 0.5λ**
0.09λ x 0.09λ	0.49λ x 0.49λ
0.09λ x 0.095λ	0.49λ x 0.495λ
0.095λ x 0.09λ	0.495λ x 0.49λ
0.095λ x 0.095λ	0.495λ x 0.495λ

Tableau 3.1: Dimensions des patchs simulées pour une dimension de cellule donnée

Cellules 0.1λ x 0.1λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.09λ x 0.09λ	0.000414324	0.0133477
0.09λ x 0.095λ	0.000418836	0.0123822
0.095λ x 0.09λ	0.000397166	0.00834701
0.095λ x 0.095λ	0.000339701	0.00735871

Tableau 3.2: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.1 λ x 0.1 λ et d= 0.1 λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0327678	1.87266
0.49λ x 0.495λ	0.0325723	1.86126
0.495λ x 0.49λ	2.98311e-8	1.70847e-6
0.495λ x 0.495λ	1.04021^{e}-011	4.82172e-10

Tableau 3.3: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ et d= 0.1 λ

Cellules 0.1λ x 0.1λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.09λ x 0.09λ	1.41522e-5	0.000569552
0.09λ x 0.095λ	3.29583e-6	0 .000273967
0.095λ x 0.09λ	3.32968e-6	0 .000334381
0.095λ x 0.095λ	2.16011e-5	0.0023829

Tableau 3.4: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.1 λ x 0.1 λ et d= 0.25 λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.00156059	0.0890147
0.49λ x 0.495λ	0.0015303	0 .0872453
0.495λ x 0.49λ	1. .2644e-9	5.2595e-008
0.495λ x 0.495λ	6.11422^{e}-12	0

Tableau 3.5: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ et d= 0.25 λ

Pour ce qui est de la correspondance entre les deux modèles lorsque la couche d'air séparant les patchs métalliques était d'une épaisseur de 0.1 λ, les coefficients calculés correspondent très bien aux résultats obtenus à l'aide de MoLArSim. Lorsque l'épaisseur de la couche d'air est de 0.25 λ, le coefficient prédit par le modèle de lignes de transmission correspond parfaitement au coefficient de réflexion trouvé par l'entremise du logiciel, ce qui est visible par les erreurs négligeables notées aux tables 3.4 et 3.5.

Il est donc possible de constater que le modèle nous permet encore une fois de déterminer avec précision le coefficient de réflexion donné par la méthode des lignes. Le modèle équivalent TL sauve énormément de temps puisqu'il donne des résultats valables sans avoir recours au logiciel MoLArSim pour la structure multicouches. Seule une structure à un niveau de métal doit être simulée.

3.2.2 Couches superposées avec désalignement de 10%

En raison de certaines contraintes de fabrication, notamment la précision avec laquelle on peut aligner deux couches métalliques superposées, il est impératif de connaître à quel point un déplacement d'une des couches selon x ou z pourrait affecter le coefficient de réflexion.

Des simulations avec le déplacement de 10% ont été effectuées à l'aide de MoLArSim pour les deux épaisseurs d'air entre les deux couches, soit 0.1 λ et 0.25 λ. Les résultats sont présentés dans les tableaux 3.6 à 3.9.

Cellules 0.1λ x 0.1λ	**Erreur sur $\|\Gamma\|$**	**Erreur sur $\angle\Gamma$ en °**
0.09λ x 0.09λ	0.0175543	2.33424
0.09λ x 0.095λ	0.0180346	2.37979
0.095λ x 0.09λ	0.0297523	3.66484
0.095λ x 0.095λ	0.0306865	3.7593

Tableau 3.6: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.1 λ x 0.1 λ et d= 0.1 λ avec désalignement de 10%

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.00168548	0.0965583
0.49λ x 0.495λ	0.00169121	0.0968158
0.495λ x 0.49λ	0	0
0.495λ x 0.495λ	0	0

Tableau 3.7: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ et d= 0.1 λ avec désalignement de 10%

Cellules 0.1λ x 0.1λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.09λ x 0.09λ	0.0193979	2 .74928
0.09λ x 0.095λ	0.0198814	2.64746
0.095λ x 0.09λ	0.030732	1.91036
0.095λ x 0.095λ	0.0313215	1.7679

Tableau 3.8: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.1 λ x 0.1 λ et d= 0.25 λ avec désalignement de 10%

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.000406652	0.0224258
0.49λ x 0.495λ	0.000408422	0.022426
0.495λ x 0.49λ	0	0
0.495λ x 0.495λ	0	0

Tableau 3.9: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ et d= 0.25 λ avec désalignement de 10%

En prenant le cas extrême d'un déplacement horizontal de 10% d'une surface métallique par rapport à la seconde surface, ce qui est nettement supérieur au niveau réaliste d'erreur probable lors du processus de fabrication, il est possible de noter que l'erreur introduite par ce défaut est néanmoins négligeable. L'erreur est d'autant moins importante pour l'épaisseur de 0.25 λ. Par contre, elle est légèrement supérieure pour les patchs qui recouvrent moins d'aire dans leur cellule de simulation que pour celles ayant un plus grand pourcentage de recouvrement. En résumé, les patchs recouvrant une plus grande aire de la cellule sont moins sensibles à la précision de fabrication.

Par ailleurs, l'effet du déplacement horizontal est moins important lorsque les couches sont plus éloignées l'une de l'autre. Ceci peut s'expliquer simplement par la géométrie. Effectivement, lorsque la séparation entre les couches est plus petite, la distance moyenne par laquelle un point sur la couche supérieure est déplacé par rapport au point homologue sur la couche inférieure est plus grande. Inversement, les couches plus distantes observent une plus petite distance moyenne entre deux points correspondants, ce qui est bien illustré à la figure suivante, l'angle θ_2 étant bien inférieur à l'angle θ_1.

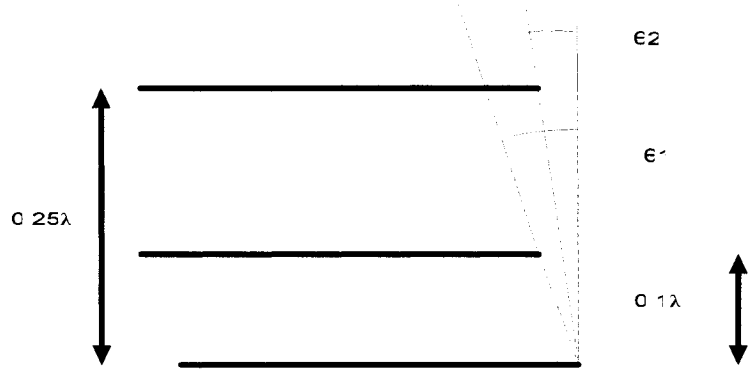


Figure 3.10: Géométrie des deux couches superposées avec déplacement maximal de 10%

3.3 SSF à une couche avec motifs métalliques posés sur diélectriques épais

Par la suite, on a jugé pertinent de vérifier si l'on peut faire des prédictions aussi concluantes lorsque les patchs métalliques sont posées sur des substrats diélectriques au lieu de flotter dans le vide. Dans le but de tester plus en profondeur les limitations du modèle de lignes de transmission, les substrats choisis avaient des permittivités diverses, ainsi que des épaisseurs variées.

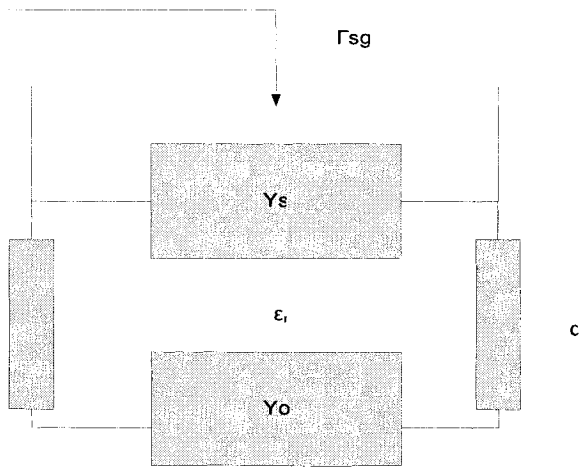


Figure 3.11: Modèle TL d'une SSF à une seule couche posée sur substrat de permittivité ε_r; le substrat n'est métallisé que sur une face (i.e. pas de plan de masse)

Les substrats étudiés avaient les permittivités suivantes : 2.0, 3.4 et 10.0, cette dernière valeur visant à tester les limites de la modélisation simplifiée. Pour chacun de ces trois substrats, des simulations et des calculs furent effectués à trois épaisseurs distinctes : 0.05λ, 0.15λ et 0.25λ, λ étant la longueur d'onde dans le vide, et ce, encore une fois, pour deux cellules carrées différentes.

Premièrement, les dimensions des cellules carrées utilisées étaient les suivantes : 0.3λ x 0.3λ et 0.5λ x 0.5λ. Pour chacune de ces cellules, les dimensions des patchs métalliques simulées sont spécifiées à la table 3.10. Encore une fois, ces motifs remplissent fortement la cellule avec des aires recouvrant de 93% à plus de 98% de l'aire totale de la cellule de simulation.

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Cellules 0.5λ x 0.5λ
0.29λ x 0.29λ	0.49λ x 0.49λ
0.29λ x 0.295λ	0.49λ x 0.495λ
0.295λ x 0.29λ	0.495λ x 0.49λ
0.295λ x 0.295λ	0.495λ x 0.495λ

Tableau 3.10: Dimensions des patchs simulées pour une dimension de cellule donnée

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.29λ x 0.29λ	0.0179324	1 .02349
0.29λ x 0.295λ	0.0169718	0.968742
0.295λ x 0.29λ	0.00457806	0.26156
0.295λ x 0.295λ	0.0056574	0.323398

Tableau 3.11: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 2.0 pour d=0.05λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0272151	1.55842
0.49λ x 0.495λ	0.0273833	1.56806
0.495λ x 0.49λ	0.000126254	0.00723381
0.495λ x 0.495λ	1.60621e-6	9.20293^{e}-5

Tableau 3.12: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 2.0 pour d=0.05λ

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.29λ x 0.29λ	0.0273799	1.49665
0.29λ x 0.295λ	0.026532	1.45127
0.295λ x 0.29λ	0.00403316	0.224663
0.295λ x 0.295λ	0.00294787	0.164377

Tableau 3.13: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat $\varepsilon_r = 2.0$ pour d=0.15λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0141362	0.803117
0.49λ x 0.495λ	0.0143004	0.812456
0.495λ x 0.49λ	0.000115151	0.00659769
0.495λ x 0.495λ	1.60621e-6	9.20292e-5

Tableau 3.14: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat $\varepsilon_r = 2.0$ pour d=0.15λ

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.29λ x 0.29λ	0.0301775	1.47222
0.29λ x 0.295λ	0.0292687	1.43073
0.295λ x 0.29λ	0.004885	0.255826
0.295λ x 0.295λ	0.00373076	0.195843

Tableau 3.15: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat $\varepsilon_r = 2.0$ pour d=0.25λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0118316	0.661211
0.49λ x 0.495λ	0.0120215	0.671816
0.495λ x 0.49λ	0.000115284	0.0066053
0.495λ x 0.495λ	1.60621e-6	9.20293^{e}-5

Tableau 3.16: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 2.0 pour d=0.25λ

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.29λ x 0.29λ	0.146356	8.72479
0.29λ x 0.295λ	0.14476	8.6279
0.295λ x 0.29λ	0.0982546	5.78593
0.295λ x 0.295λ	0.0963699	5.67405

Tableau 3.17: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.05λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0404014	2.33943
0.49λ x 0.495λ	0.0400784	2.32076
0.495λ x 0.49λ	0.00011545	0.00661482
0.495λ x 0.495λ	1.60621e-6	9.20292^{e}-5

Tableau 3.18: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.05λ

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.29λ x 0.29λ	0.0985069	5.31891
0.29λ x 0.295λ	0.0974963	5.26743
0.295λ x 0.29λ	0.0703567	3.8879
0.295λ x 0.295λ	0.0689991	3.81485

Tableau 3.19: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.15λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0322916	1.82852
0.49λ x 0.495λ	0.0319962	1.81185
0.495λ x 0.49λ	0.000115444	0.00661443
0.495λ x 0.495λ	1.60621e-6	9.20292^{e}-5

Tableau 3.20: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.15λ

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.29λ x 0.29λ	0.108136	3.886
0.29λ x 0.295λ	0.107154	3.874
0.295λ x 0.29λ	0.079513	3.53852
0.295λ x 0.295λ	0.0780423	3.48767

Tableau 3.21: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.25λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0443293	2.37782
0.49λ x 0.495λ	0.0440004	2.36051
0.495λ x 0.49λ	0.000115424	0.00661333
0.495λ x 0.495λ	1.60621e-6	9.20293^{e}-5

Tableau 3.22: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 3.4 pour d=0.25λ

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.29λ x 0.29λ	0.200861	11.559
0.29λ x 0.295λ	0.199145	11.4591
0.295λ x 0.29λ	0.15839	9.10112
0.295λ x 0.295λ	0.156268	8.97832

Tableau 3.23: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.05λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0744728	4.26884
0.49λ x 0.495λ	0.0740126	4.24241
0.495λ x 0.49λ	0.000128329	0.00735274
0.495λ x 0.495λ	1.60621e-6	9.20292^{e}-5

Tableau 3.24: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.05λ

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.29λ x 0.29λ	0.145802	8.0232
0.29λ x 0.295λ	0.144762	7.96754
0.295λ x 0.29λ	0.122552	6.83932
0.295λ x 0.295λ	0.121171	6.76372

Tableau 3.25: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.15λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0754254	4.27898
0.49λ x 0.495λ	0.0750636	4.25835
0.495λ x 0.49λ	0.000130899	0.00749998
0.495λ x 0.495λ	1.60621e-6	9.2029e-5

Tableau 3.26: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.15λ

Cellules 0.3λ x 0.3λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.29λ x 0.29λ	0.119479	0.374138
0.29λ x 0.295λ	0.118936	0.387878
0.295λ x 0.29λ	0.111505	1.78564
0.295λ x 0.295λ	0.110666	1.79949

Tableau 3.27: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.3 λ x 0.3 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.25λ

Cellules 0.5λ x 0.5λ	Erreur sur $\|\Gamma\|$	Erreur sur $\angle\Gamma$ en °
0.49λ x 0.49λ	0.0941472	3.97023
0.49λ x 0.495λ	0.0937291	3.9499
0.495λ x 0.49λ	0.000117184	0.00671412
0.495λ x 0.495λ	1.60621e-6	9.20293^{e}-5

Tableau 3.28: Erreur sur l'amplitude et la phase de Γ pour cellules 0.5 λ x 0.5 λ sur substrat ε_r = 10.0 pour d=0.25λ

En guise de conclusion, ce qu'il faut retenir de toutes ces simulations est que plus le substrat a un permittivité relative élevée, moins que le modèle équivalent TL peut fournir une prédiction valable. Par contre, pour des permittivités couramment employées telles que 2.0 et 3.4, ce modèle permet de prédire avec un bon degré de précision les résultats qui devraient être obtenus par MoLArSim. Pour ce qui est du cas extrême étudié dans cette section, soit le diélectrique ayant une permittivité relative de 10.0, il faut noter que les amplitudes du coefficient de réflexion obtenues ne sont pas fiables, même si la phase, elle, se retrouve bel et bien à l'intérieur des limites acceptables. Il ne faut donc pas se fier au modèle pour des diélectriques à permittivité relative $\in_r$ trop élevée.

D'autre part, les divergences entre les prédictions du modèle et les résultats de simulations, davantage notables dans le cas des cellules 0.3 λ x 0.3 λ, peuvent être expliquées en raison d'une erreur de discrétisation systématique. En effet, pour toutes les simulations présentées à ce chapitre, un nombre de lignes paire fut employé, soit

N_x=N_z=50. Par contre, tel que vu dans [8], pour atteindre les dimensions effectives exactement égales aux dimensions voulues pour cet exemple, N_x et N_z doivent être impairs. Ceci aurait pu avoir une moins grande influence sur les résultats si les aires ne s'approchaient pas autant de l'aire totale de la cellule périodique. Dans le cas présent, cette erreur de discrétisation a pu engendrer des résultats légèrement biaisés. En vue d'améliorer les résultats, il faudrait augmenter le nombre de lignes employées lors de la simulation.

Finalement, il serait fortement conseillé de déterminer Ys en effectuant la simulation des patchs métalliques posés sur le substrat, par opposition aux patchs seuls dans le vide, en ajoutant l'effet du substrat par la suite. Ceci tiendrait compte de l'influence du diélectrique dans la valeur de l'admittance en tant que telle et, suite à quelques vérifications rapides effectuées à l'aide d'ADS et MoLArSim, donnerait effectivement lieu à de bien meilleurs résultats. Ceci expliquerait aussi la compatibilité certaine entre les résultats de la méthode TL et les simulations des sections 3.1 et 3.2, les patchs métalliques dans ces dernières étant simulées dans l'air.

Malgré ces légères modifications devant être apportées à la procédure, il est possible d'affirmer que le modèle TL équivalent constitue un outil puissant pour le design des SSF. Dans de nombreux cas, il peut être employé, en conjonction avec MoLArSim, afin de déterminer le coefficient de réflexion de structures multicouches à partir des données des couches individuelles. Ceci est d'autant plus avantageux puisque les calculs par modèle TL se font de manière immédiate et permettent à l'utilisateur de sauver du temps lors de l'étape de simulation.

CHAPITRE 4 CONCEPTION DE FILTRES SPATIAUX

Comme il fut démontré au chapitre précédent, le modèle des lignes de transmission permet de simplifier l'analyse d'une SSF multicouche en substituant chaque interface métallique par son admittance équivalente et en substituant tous les diélectriques par leurs lignes de transmission équivalentes.

En effet, ce modèle ayant prédit le comportement électrique de diverses structures simulées avec le logiciel MoLArSim, il serait intéressant maintenant d'employer le chemin inverse, soit partir d'un modèle composé d'admittances et de lignes de transmission, afin de retrouver la composition des couches métalliques et l'épaisseur des diélectriques nécessaires à la conception de divers filtres spatiaux.

Ayant validé le modèle de lignes de transmission pour remplacer les motifs métalliques par des admittances, on a pu par la suite appliquer ces connaissances à la conception de plusieurs filtres spatiaux, en effectuant le design plus particulièrement d'un filtre passe bas, d'un filtre passe haut, ainsi que d'un filtre passe bande. La phase du design des filtres, quant à elle, s'est surtout centrée sur la conception du filtre passe bande de 2e ordre de type Tchebychev, comportant trois couches de métallisation qui reposent sur de minces feuilles de polyimide et opérant avec une largeur de bande de 10%, pour une fréquence centrale supérieure à 26 GHz.

4.1 Conception d'un filtre passe bas

Dans le cadre des simulations visant à concevoir le filtre passe bande dont il sera question à la section 4.3, une des trois couches nécessaires au design s'est avérée particulièrement délicate à concevoir. En effet, les dimensions de patch qu'elle nécessitait ne laissaient pas une grande marge de manœuvre quant à sa fabrication. Il a donc fallu porter une attention spécifique à cette couche qui, à elle seule, se comporte comme un filtre passe bas.

La figure suivante illustre une cellule périodique carrée de cette couche centrale.

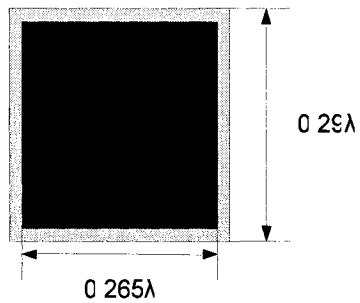


Figure 4.1: Cellule pour la configuration SSF d'un filtre passe-bas

Le carré noir, de dimensions 0.265λ x 0.265λ, représente le motif métallique qui est répété avec une période de 0.29λ selon les directions x et z. Cette interface métallique est posée sur du polyimide ayant une permittivité de 3.4 et une épaisseur de 1 mil. Le diélectrique sur lequel les patchs sont posées est illustré par le contour gris sur le périmètre de la cellule.

Les résultats du balayage en fréquences allant de 10 GHz à 40 GHz ont produit les courbes de la figure 4.2.

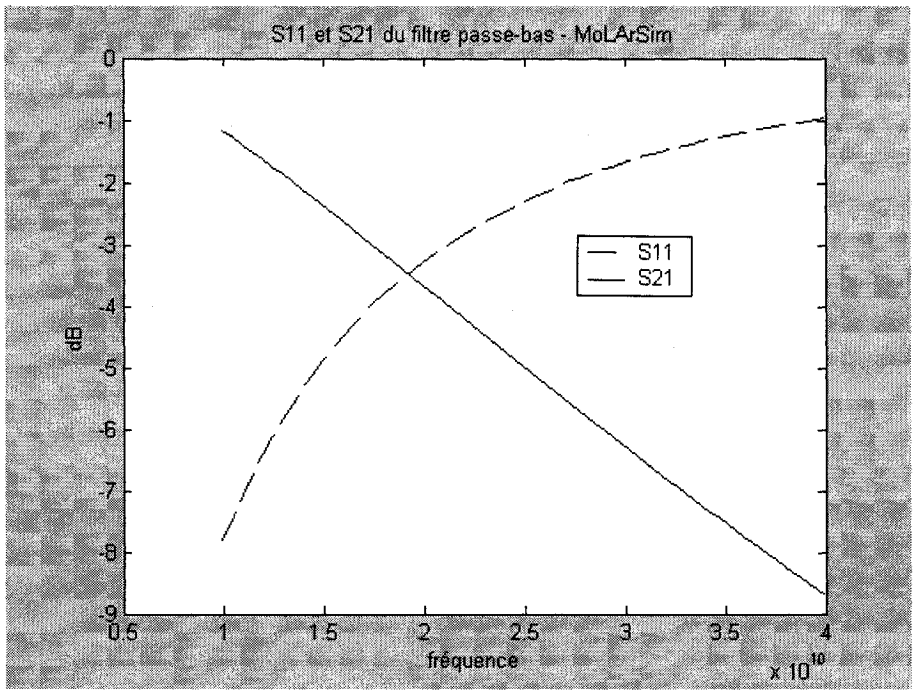


Figure 4.2: Réponse fréquentielle du filtre passe-bas sur polyimide ($\varepsilon_r = 3.4$) de 1 mil

La fréquence de coupure du filtre passe bas, définie comme étant la fréquence à partir de laquelle le filtre est à -3dB de transmission, est de 17.474 GHz. Il est donc possible de constater qu'effectivement la SSF se comporte comme une capacité en parallèle sur une ligne de transmission, puisqu'elle se comporte comme un filtre passe bas. Il suffit donc de déterminer la capacité et, par conséquent, l'admittance de l'interface métallique requise pour atteindre une réponse fréquentielle donnée pour

ensuite trouver la configuration de SSF qui convient le mieux pour les contraintes spécifiques au projet.

Il s'ensuit que plusieurs facteurs peuvent limiter le choix d'une configuration. Notamment, il peut y avoir des cas où la cellule périodique ne doit pas dépasser une certaine taille en raison de l'espace physique réservé au réseau. Par ailleurs, il se peut que le substrat à employer doive avoir une épaisseur particulière ou bien, tel que fut le cas pour l'application présente, les limites de fabrication peuvent empêcher l'emploi d'espacements inférieurs à 6 ou 7 mils.

En effet, les dimensions de la cellule illustrée à la figure 4.1 furent déterminées en s'approchant le plus possible d'un espacement de 9 à 10 mil, tout en essayant de limiter la taille de la cellule. Cette dernière restriction visait à doter le réseau du plus grand nombre d'éléments possibles dans l'espace physique pouvant lui être alloué, qui était dans ce cas ci un cadre de 15 cm x 15 cm. Les modélisations de SSF se heurtent à bon nombre de contraintes divergentes, ce qui restreint un peu les dimensions possibles à choisir et analyser en vue de faire une sélection finale. Plus de détails quant à l'admittance du patch sélectionné et de sa capacité équivalente sont fournies à la section 4.3.

4.2 Conception d'un filtre passe haut

Par la théorie des filtres, il est connu que les filtres passe-bas et passe-haut ont des propriétés complémentaires. Afin de concevoir une SSF qui aurait le comportement

fréquentiel d'un filtre passe haut, il suffirait donc de substituer le schéma de métallisation la cellule périodique du filtre passe bas par un schéma inverse. Une cellule périodique ayant les mêmes dimensions qu'auparavant fut donc simulée, en intervertissant le métal et le vide. En effet, cette fois-ci l'interface se retrouve sur le périmètre de chaque cellule périodique, formant ainsi une grille métallique. Il s'agit effectivement en quelque sorte du cliché de la SSF simulée à la section précédente. Encore une fois, le métal est en noir et le polyimide visible en dessous est en gris.

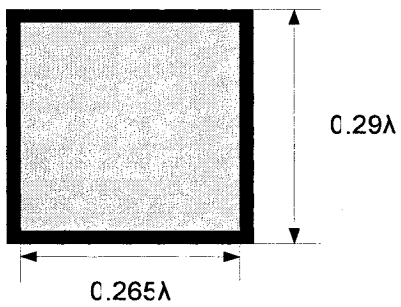


Figure 4.3: Cellule pour la configuration SSF d'un filtre passe-haut

Le carré gris, de dimensions 0.265λ x 0.265λ, représente la surface interstitielle de la grille métallique. Cette surface est répétée avec une période de 0.29λ selon les directions x et z. L'interface métallisée est posée sur du polyimide ayant une permittivité de 3.4 et des simulations ont été effectuées à divers épaisseurs, soit 1 mil, 2 mil et 3 mil. Le diélectrique sur lequel les patchs sont posées est illustré par le carré gris au centre de la cellule.

Les résultats du balayage en fréquences allant de 10 GHz à 40 GHz ont produit les courbes des figures 4.4 et 4.5.

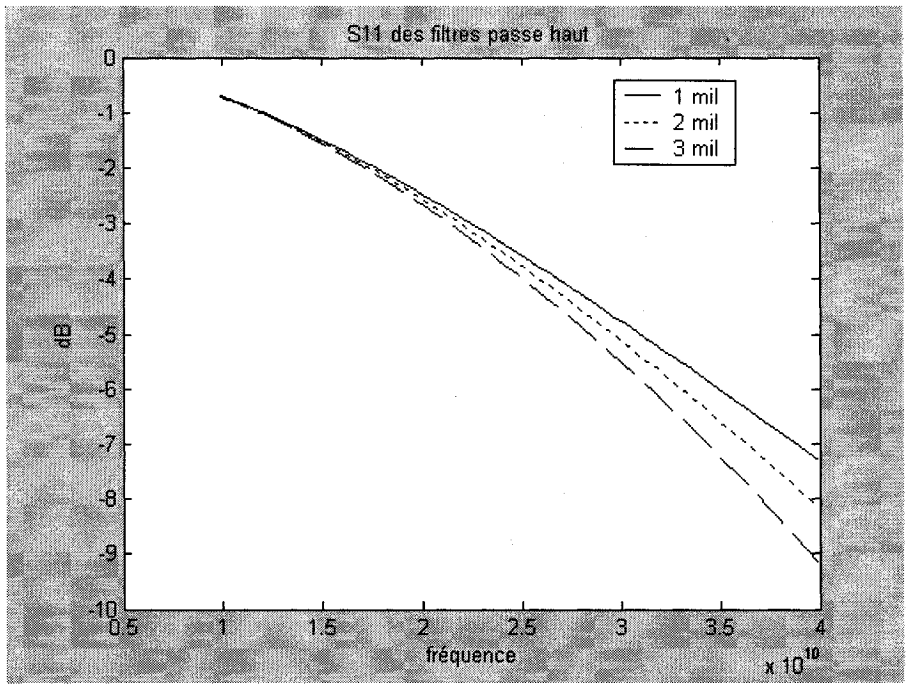


Figure 4.4: S11 des filtres passe-haut sur polyimide ($\varepsilon_r = 3.4$) d'épaisseurs 1 mil, 2 mil et 3 mil

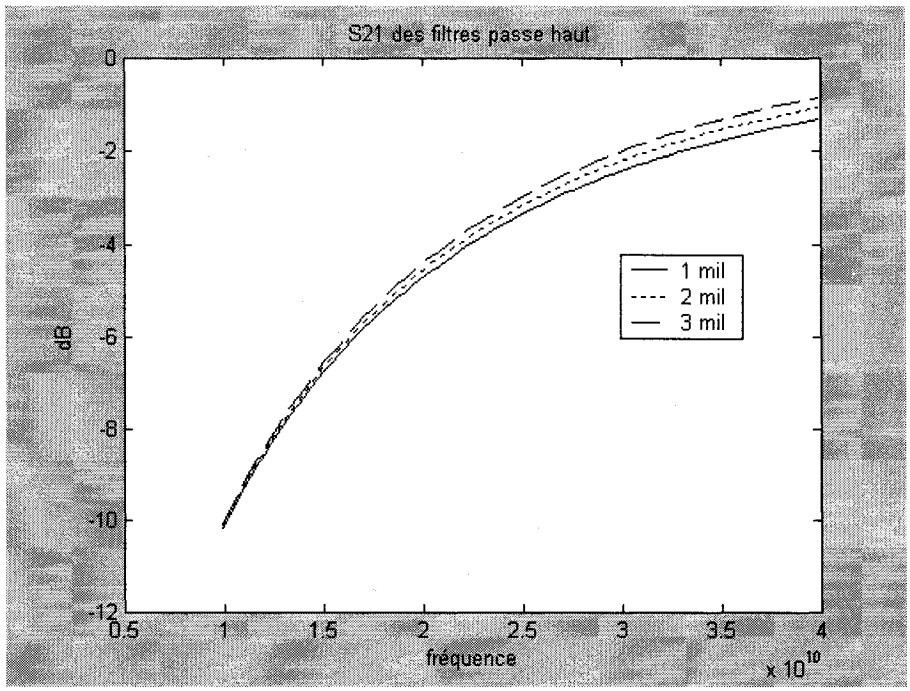


Figure 4.5: S21 des filtres passe-haut sur polyimide ($\varepsilon_r = 3.4$) d'épaisseurs 1 mil, 2 mil et 3 mil

Ces courbes permettent effectivement de constater que la SSF se comporte comme un filtre passe haut. Pour la SSF posée sur du polyimide ayant une épaisseur de 1 mil, la fréquence de coupure, définie comme étant la fréquence à partir de laquelle le filtre est à -3dB de transmission, est de 26.758 GHz. Pour ce qui est du polyimide à 2 mil, la fréquence de coupure du filtre passe haut résultant est de 25.822 GHz. Finalement, pour le substrat de 3 mil d'épaisseur, la fréquence de coupure est de 25.008 GHz. Il est donc possible de constater un léger décalage fréquentiel, soit une fréquence de coupure plus basse, avec chaque augmentation d'épaisseur du diélectrique. Il s'ensuit que plus le diélectrique est choisi épais, plus le filtre laisse passer de fréquences.

Encore une fois, afin de concevoir un filtre passe haut, il faut déterminer l'admittance de l'interface métallique requise pour atteindre une réponse fréquentielle donnée et ensuite choisir la configuration de SSF qui répond le mieux aux besoins spécifiques au projet. Dans le cas des filtres passe-haut simulés au cours de cette expérience, aucune contrainte ne fut imposée quant à leur réalisation. Il s'agissait tout simplement de prouver qu'une grille métallique permettait d'obtenir un comportement de filtre passe haut. Par contre, si la structure doit répondre à des critères particuliers, il faut d'abord calculer l'admittance résultante requise pour l'interface métallique et procéder ensuite par essais et erreurs afin de sélectionner le motif le plus convenable.

4.3 Conception d'un filtre passe bande

Dans les deux sections précédentes, il fut possible de noter que les SSF peuvent être employées avec succès pour la conception de filtres spatiaux. En vue d'élaborer un design plus complexe, un objectif fut fixé afin de concevoir et fabriquer un filtre passe bande. Le modèle retenu afin de procéder à la modélisation du filtre passe-bande fut le type Tchebychev de deuxième ordre.

Les contraintes imposées pour la conception de ce filtre furent à prime abord matérielles. Il fut convenu de laisser l'air libre entre les couches métalliques en employant deux cadres de 20.32 cm par 20.32 cm pour les fixer à la bonne hauteur. L'épaisseur retenue pour les deux couches d'aire fut de 6.35 mm, soit 250 mil. Les couches métalliques quant à elles seraient apposées sur de minces couches de polyimide

de 1 mil d'épaisseur. Une largeur de bande de 10% fut considérée comme étant amplement suffisante. Finalement, en vue de mesurer éventuellement la structure finale dans la chambre anéchoïde, il a fallu s'assurer de concevoir le filtre pour une fréquence centrale d'opération supérieure à 26 GHz. Il fut supposé qu'une structure à sélection de fréquences comportant trois couches métalliques serait en mesure de produire un tel comportement. Afin de sélectionner avec justesse les paramètres physiques de la dite structure, le logiciel ADS fut employé.

La structure étant composée de trois couches métalliques apposées sur du polyimide avec des couches d'air intercalées entre les couches 1 et 2, puis entre les couches 2 et 3, le modèle ADS résultant est illustré à la figure 4.6. Il est à noter que l'admittance de chaque couche métallique est modélisée à l'aide d'une capacité. L'impédance des ports aux terminaisons, égale à l'impédance du vide, reflète le fait que la structure se trouve dans l'air.

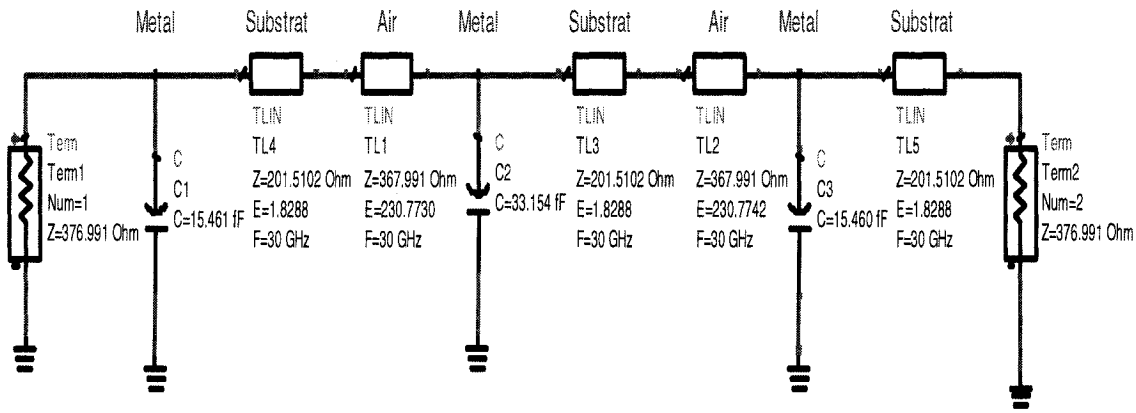


Figure 4.6: Schéma ADS du filtre passe bande

Afin de déterminer les valeurs des condensateurs à employer, ainsi que la longueur électrique des lignes de transmission nécessaires, les quantités et les équations suivantes ont été employées.

Premièrement, la quantité L_{Ar} est l'atténuation fréquentielle par laquelle on délimite les bornes de la bande passante. En d'autres termes, elle équivaut à la valeur crête de l'atténuation dans la bande passante. Une atténuation caractéristique d'un filtre Tchebychev peut aller aussi bas que L_{Ar}=0.01 dB, tel qu'illustré dans le tableau 4.1.

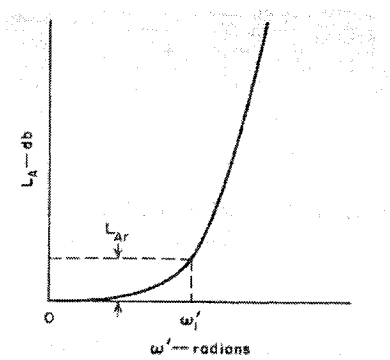


Figure 4.7: Caractéristique d'atténuation sans déviation d'un filtre passe bas[47]

Comme on peut le voir dans ce tableau, afin d'obtenir un filtre Tchebychev d'ordre n=2 avec un L_{Ar}=0.01dB et une bande passante, dénotée par w, de 10%, donc w=0.1, il faut employer les valeurs d'éléments suivantes, définies à la table 4.1 et dénotées par g0, g1, g2 et g3: g0=1, g1=0.4488, g2=0.4077 et g3=1.1007. Par contre, il faut faire très attention dans le dimensionnement des patchs pour un L_{Ar} de 0.01 dB et un

[47] tiré de [26], p.85

w de 0.1 car, pour ces valeurs, les espacements de couplage[48] peuvent devenir très petits et donc il faut se préoccuper des considérations de précision mécanique [26].

En employant les valeurs d'éléments d'un prototype passe-bas du tableau 4.1, il sera possible de concevoir un filtre de type passe-bande. Par ailleurs, à la figure 4.8, il est possible de remarquer que les résonances multiples propres aux résonateurs à lignes de transmission résultent en des bandes passantes additionnelles à des fréquences plus élevées.

VALUE OF n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
0.01 db ripple											
1	0.0960	1.0000									
2	0.4488	0.4077	1.1007								
3	0.6291	0.9702	0.6291	1.0000							
4	0.7128	1.2003	1.3212	0.6476	1.1007						
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0000					
6	0.7813	1.3600	1.6896	1.5350	1.4970	0.7098	1.1007				
7	0.7969	1.3924	1.7481	1.5331	1.7481	1.3924	0.7969	1.0000			
8	0.8072	1.4130	1.7824	1.6833	1.8529	1.6193	1.3554	0.7333	1.1007		
9	0.8144	1.4270	1.8043	1.7125	1.9057	1.7125	1.8043	1.4270	0.8144	1.0000	
10	0.8196	1.4369	1.8192	1.7311	1.9362	1.7590	1.9055	1.6527	1.5817	0.7446	1.1007

Tableau 4.1 Valeurs d'éléments pour filtres Tchebychev ayant g_0=1 et ω_1'=1[49]

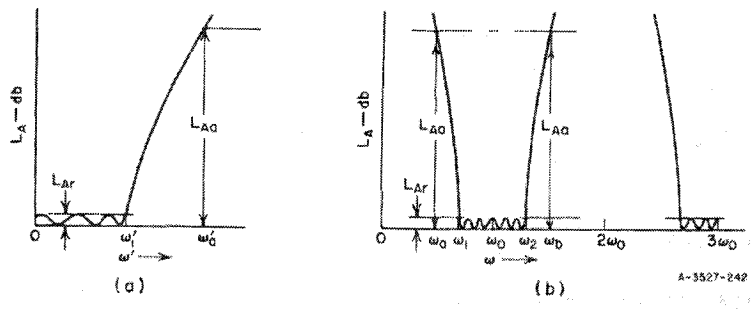


Figure 4.8: Passe bas prototype (a) et passe-bande correspondant (b)[50]

[48] de l'anglais 'coupling gaps'
[49] tiré de [26], p.100

La figure 4.9 illustre un circuit général pour un filtre passe-bande ayant des inverseurs d'impédance et des résonateurs caractéristiques en série. Dans ce cas, le choix des quantités R_A, R_B, les impédances des terminaisons, et de w est arbitraire et pour le design en question, les valeurs choisies furent les suivantes : $R_A = R_B = Z_0$, l'impédance caractéristique du vide, et, pour ce qui est de la bande passante, w=0.1, soit 10%. Ensuite, on calcule les quantités K_{01}, K_{12} et K_{23} à l'aide des équations suivantes :

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Ra * x * \omega}{g_0 g_1}}, \tag{4.1}$$

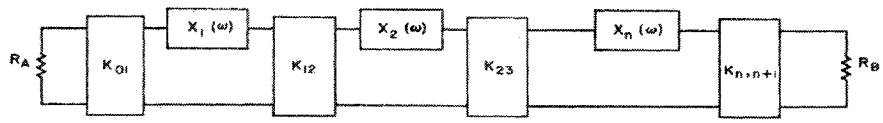
$$K_{12} = \omega \sqrt{\frac{x^2}{g_1 g_2}}, \tag{4.2}$$

$$K_{23} = \sqrt{\frac{Rb * x * \omega}{g_2 g_3}}, \tag{4.3}$$

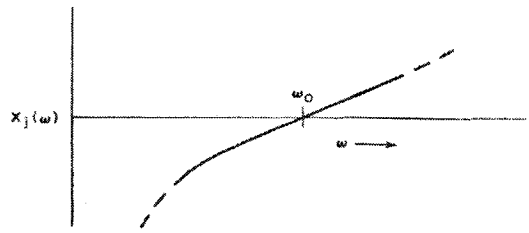
tirées des équations généralisées pour le design de filtres passe bande. Il est possible de déterminer la valeur C indiquant la capacité de chacune des couches à partir des valeurs K mentionnée ci haut. Bien que plus de détails sur ces calculs suivront plus loin dans cette section, la procédure par étapes est disponible à l'Annexe 1, dans le fichier tcheby_filter.m.

---

[50] tiré de [26], p.428



(a) A GENERALIZED, BAND-PASS FILTER CIRCUIT USING IMPEDANCE INVERTERS



(b) REACTANCE OF jth RESONATOR

B-3527-185

$$x_j = \frac{\omega_0}{2}\frac{dX_j(\omega)}{d\omega}\bigg|_{\omega=\omega_0} \quad \text{ohms} \qquad (1)$$

= Reactance Slope Parameter

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_A x_1 w}{g_0 g_1 \omega_1'}} \qquad (2)$$

$$K_{j,j+1}\Big|_{j=1 \text{ to } n-1} = \frac{w}{\omega_1'}\sqrt{\frac{x_j x_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \qquad (3)$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_B x_n w}{\omega_1' g_n g_{n+1}}} \qquad (4)$$

$$w = \text{fractional bandwidth} = \text{or} \approx \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \qquad (5)$$

where ω_1', ω_0, ω_1, and ω_2 are defined in Fig. 8.02-1, and g_0, g_1, ..., g_{n+1} are as defined in Sec. 4.04 and Fig. 8.02-2(a).

Figure 4.9: Équations généralisées pour design de filtres passe bande à partir de prototypes passe bas[51]

La figure 4.10 illustre le cas des inverseurs K, le type d'inverseurs à utiliser avec des résonateurs en série. Pour modéliser correctement le comportement du filtre suite à l'insertion d'un inverseur K, il faut, en plus d'ajouter la capacité C aux bornes des lignes de transmission et tenir compte du déphasage résultant de cet ajout. Ici, l'effet capacitif du patch métallique implique un accroissement de la ligne $\lambda_0/2$ par l'ajout d'une ligne de transmission de longueur électrique φ. En effet, cette longueur électrique illustrée à la

[51] tiré de [26], p.432

figure 4.10 peut être additionnée ou soustraite de lignes adjacentes ayant la même impédance lors de la conception d'inverseurs [26].

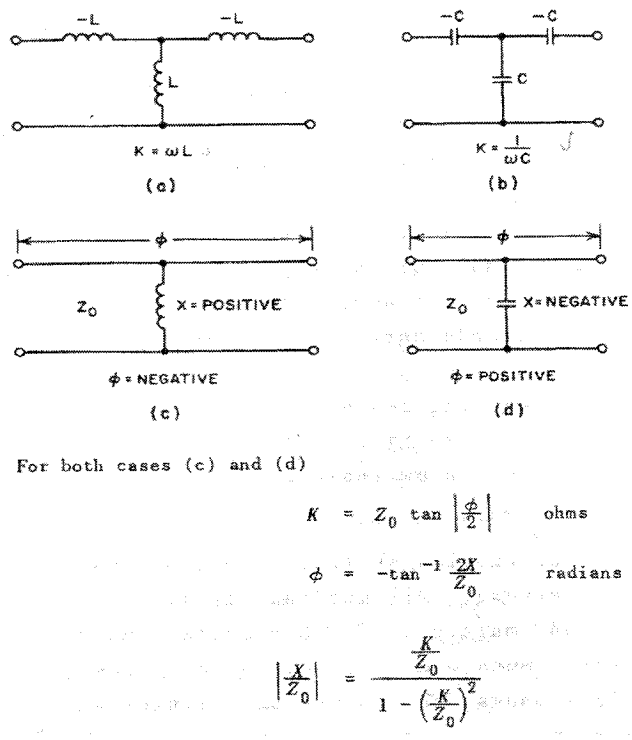


Figure 4.10: Inverseurs de type K[52]

Il fut trouvé que pour un tel filtre, en employant une épaisseur d'air de 250 mil, la fréquence opérationnelle devrait être aux alentours de 30 GHz. Par contre, ces calculs théoriques ne tiennent pas compte de l'effet introduit par les minces couches de polyimide sur lesquelles reposent les patchs métalliques. Pour en arriver à ce résultat, il a fallu tout d'abord déterminer le schéma équivalent de la SSF à trois couches dans le modèle des lignes de transmission.

[52] tiré de [26], p.436

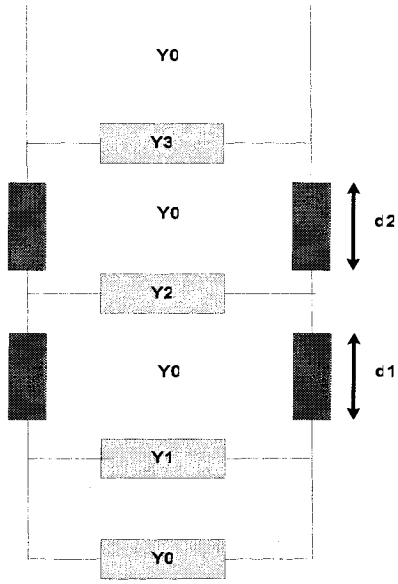


Figure 4.11: Modèle TL du filtre passe bande sans polyimide

Il s'agit essentiellement d'un TL composé de deux lignes de transmission ayant à leurs terminaisons des admittances caractéristiques particulières qu'il faudra déterminer. Ces lignes de transmission d'une demi-longueur d'onde, $\frac{\lambda_0}{2}$, se comportent comme des résonateurs. Des exemples de telles lignes sont données à la figure 4.12.

Le paramètre normalisé de la pente de réactance, x, qui s'applique aux circuits ayant une résonance en série, est de $n\frac{\pi}{2}$, n étant de 1 dans le cas des résonateurs à $\frac{\lambda_0}{2}$.

Un balayage en fréquences effectué par pas de 125 MHz pour l'intervalle de fréquences allant de 20 GHz à 40 GHz a produit les résultats de la figure 4.13.

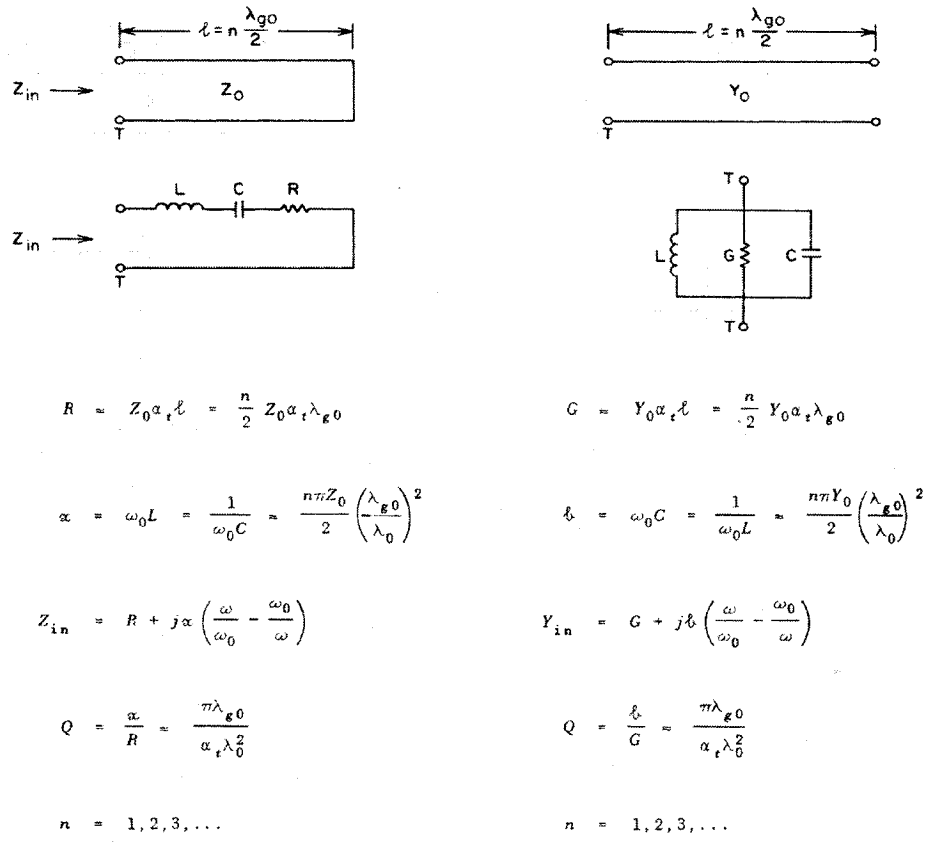


Figure 4.12: Résonateurs à lignes de transmission[53]

Comme on peut noter sur la figure 4.13, illustrant les paramètres S11 et S21 du filtre, le comportement désiré est bel et bien obtenu pour une fréquence centrale de 30 GHz et une largeur de bande plus grande encore que le 10% visé initialement. Les marqueurs m1 et m2 donnent la valeur de S21 aux extrémités de l'intervalle de fréquences désiré, ce paramètre S servant d'indicateur du coefficient de transmission.

[53] de l'anglais 'Transmission Line Resonators'; tiré de [26], p.215

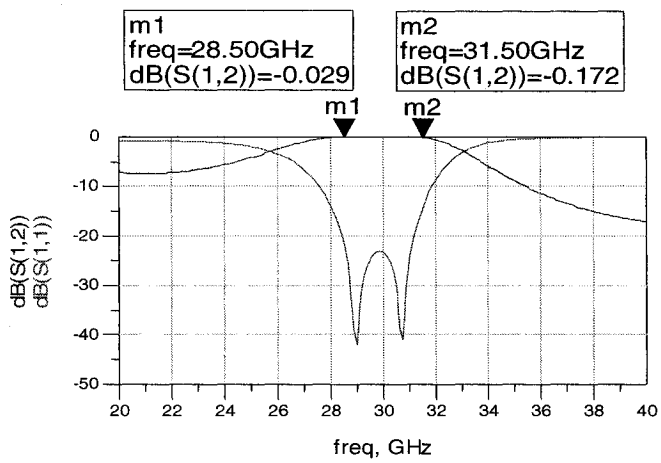


Figure 4.13: Réponse fréquentielle du filtre passe bande avec ADS

Une fois le design du filtre confirmé par l'entremise d'ADS, il faut se lancer dans la recherche des dimensions de patchs métalliques permettant d'obtenir ce même comportement dans le domaine fréquentiel. À la fréquence opérationnelle de 30 GHz, l'épaisseur de la couche d'air devant être intercalée entre les couches de la structure doit théoriquement être de 252.3764 mil entre les couches 1 et 2 et de 252.3778 mil entre les couches 2 et 3. L'air et le polyimide additionnés ensemble n'ont une épaisseur physique que de 252 mil. Malgré ceci, puisque la permittivité relative du polyimide est supérieure à celle de l'air, soit de 3.4 dans le cas du polyimide Pyralux de Dupont utilisé, cette épaisseur a une longueur électrique équivalente de 3.688 mil lorsque ramenée à la longueur d'onde dans le vide. Cette longueur physique n'induit donc pas une erreur appréciable, l'épaisseur d'air manquante de 2 mil étant largement absorbée par la mince couche de polyimide qui équivaut à 3.688 mil dans l'air.

Aussi, les calculs ont démontré que les couches 1 et 3 du modèle doivent être identiques avec des admittances équivalentes de j*0.0029 □ . La couche du milieu quant à elle a une admittance équivalente de j*0.0062 □ . Sachant ces valeurs, il faut maintenant retourner dans les données de simulation compilées avec MoLArSim pour trouver des configurations de cellules/patchs métalliques équivalentes, tout en tenant compte des limitations imposées par les méthodes de fabrication. Plus précisément, il faut s'assurer que l'espacement entre les patchs dépasse suffisamment le 6 mil, en visant même une distance une séparation idéale de 10 mil, afin d'assurer une fabrication précise du circuit.

Tel que mentionné à la section 4.1, la couche 2 fut la plus sensible au niveau de la fabrication puisque c'est elle qui nécessite une admittance supérieure et donc qui comprend les éléments les plus rapprochés. Par ailleurs, son alignement est d'autant plus compliqué en raison de son emplacement au milieu de la structure. Le cadre qui l'entoure doit en effet être plus petit que le 20.32 cm par 20.32 cm des deux couches aux extrémités (Figure 4.14) en raison de questions pratiques pour sa fabrication. Ce cadre central, illustré à la figure 4.15, est aussi un cadre carré d'environ 18 cm. Le réseau d'éléments métalliques de chaque couche est limité par ce périmètre intérieur et devrait donc être compris dans l'aire approximative de 15.24 cm par 15.24 cm.

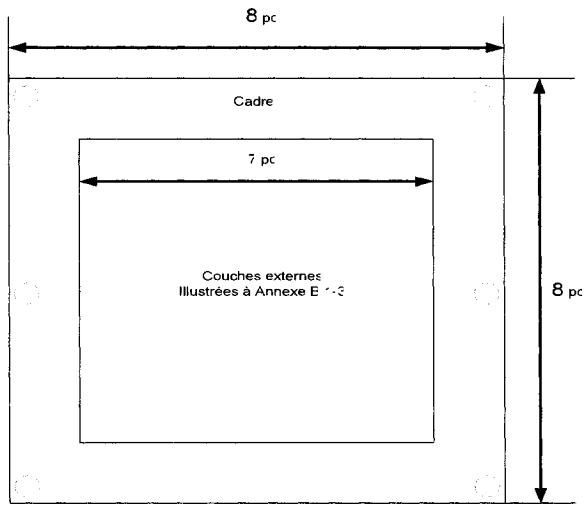


Figure 4.14: Cadre des couches supérieure et inférieure du filtre passe bande

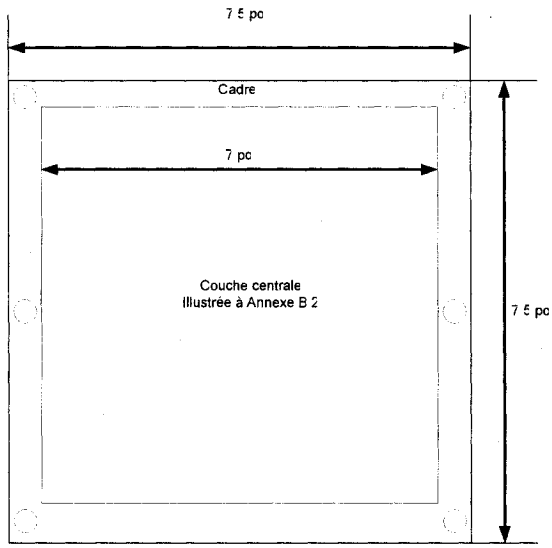


Figure 4.15: Cadre de la couche centrale du filtre passe bande

Il a donc fallu trouver des cellules carrées aussi petites que possible satisfaisant la contrainte de l'espacement qui devait être aux alentours de 10 mil et permettant d'obtenir un assez grand réseau de plaques métalliques compte tenu de l'espace

disponible. Afin de sélectionner une taille de cellule périodique adéquate, il a fallu déterminer l'admittance équivalente d'un bon nombre de configurations cellule/patch par essais et erreurs avant de tomber sur une combinaison convenable.

Comme il fut mentionné au chapitre 3, l'admittance d'un patch est calculée à partir du coefficient de réflexion obtenu par MoLArSim en simulant une cellule périodique dans le vide, et en employant par la suite l'équation suivante :

$$\frac{Y_{patch}}{Y_o} = \frac{1-\Gamma_{sg}}{1+\Gamma_{sg}} - 1, \tag{4.4}$$

Y_0 étant égal à l'admittance caractéristique du vide, soit 0.0026544 S.

Suite à quelques essais, les cellules sélectionnées furent de dimension 0.29 λ x 0.29 λ, ce qui correspond à un carré de 114.17323 mil ou de 0.29 cm de côté, la longueur d'onde étant de 0.01 m pour la fréquence centrale de 30 GHz. Les dimensions des patchs métalliques nécessaires pour former les couches 1 et 3 s'avèrent être de 0.22 λ x 0.22 λ, soit un carré de 0.22 cm de côté. L'espacement entre deux patchs consécutives sur ces couches est donc de 0.07 cm ou 27.559 mil, distance bien au-delà de toute distance critique contraignante pour la fabrication. Pour ce qui est de la couche du milieu, les patchs métalliques nécessaires pour reproduire l'admittance requise furent de 0.265 λ x 0.265 λ, soit un carré de 0.265 cm de côté. L'espacement entre deux patchs consécutives sur cette couche critique est donc de 0.024 cm ou 9.449 mil, ce qui avoisine suffisamment l'espacement de 10 mil visé. La topologie dessinée avec ADS Momentum pour chaque couche du filtre est disponible à l'Annexe 2.

(a) (b)

Figure 4.16: (a) Cellule périodique des couches 1 et 3; (b) Cellule périodique de la couche 2

En simulant cette configuration dans MoLArSim, les résultats suivants furent obtenus pour la bande de fréquences allant de 22 GHz à 35 GHz. Comme l'on peut voir sur la figure 4.17, la fréquence centrale est légèrement déplacée en raison de la présence du polyimide qui ne figurait pas dans les calculs théoriques préliminaires. La fréquence centrale est maintenant située aux environs de 29.25 GHz. Ce décalage rencontre tout de même le critère de la limite inférieure fréquentielle imposée qui était de 26 GHz.

Il est donc possible de conclure que les résultats des deux simulations sont bien concordants et la structure telle que définie par sa topologie se comporte bel et bien comme un filtre passe bande Tchebychev, avec une fréquence centrale dans l'intervalle de 29.25 GHz à 30 GHz.

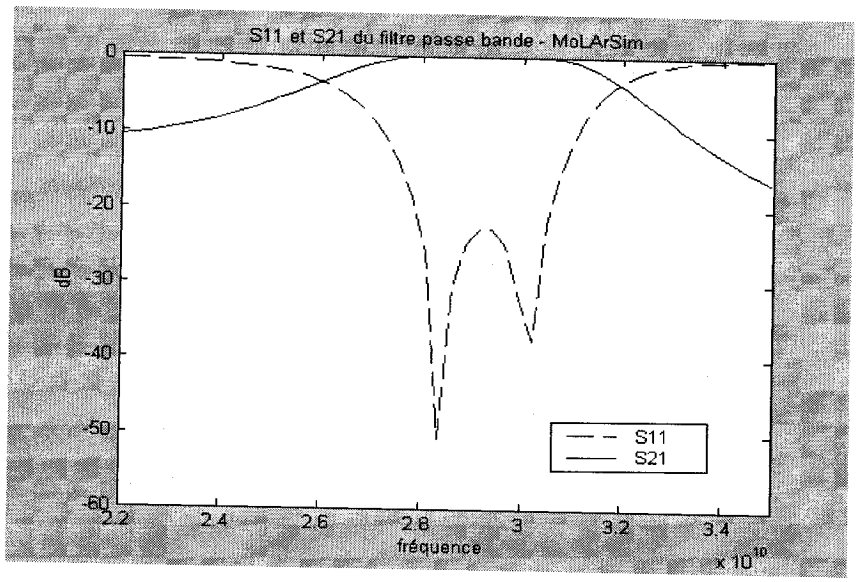


Figure 4.17: Réponse fréquentielle du filtre passe bande avec MoLArSim

Suite à cette validation globale du design par simulation, il fut possible de passer à la réalisation concrète de la structure. Le plan des trois couches fut dessiné dans ADS Momentum afin de passer à l'étape de fabrication comme telle. Les schémas des topologies pour chaque couche sont disponibles à l'annexe 2. La figure 4.18 superpose les figures 4.13 et 4.17 afin de mieux comparer les résultats obtenus à l'aide des deux logiciels. Malgré un petit décalage de la fréquence centrale entre les deux résultats et une pente légèrement plus prononcée avec le logiciel MoLArSim, il est possible de noter que ces deux résultats se corroborent et valident la fonctionnalité de la SSF en tant que filtre passe bande.

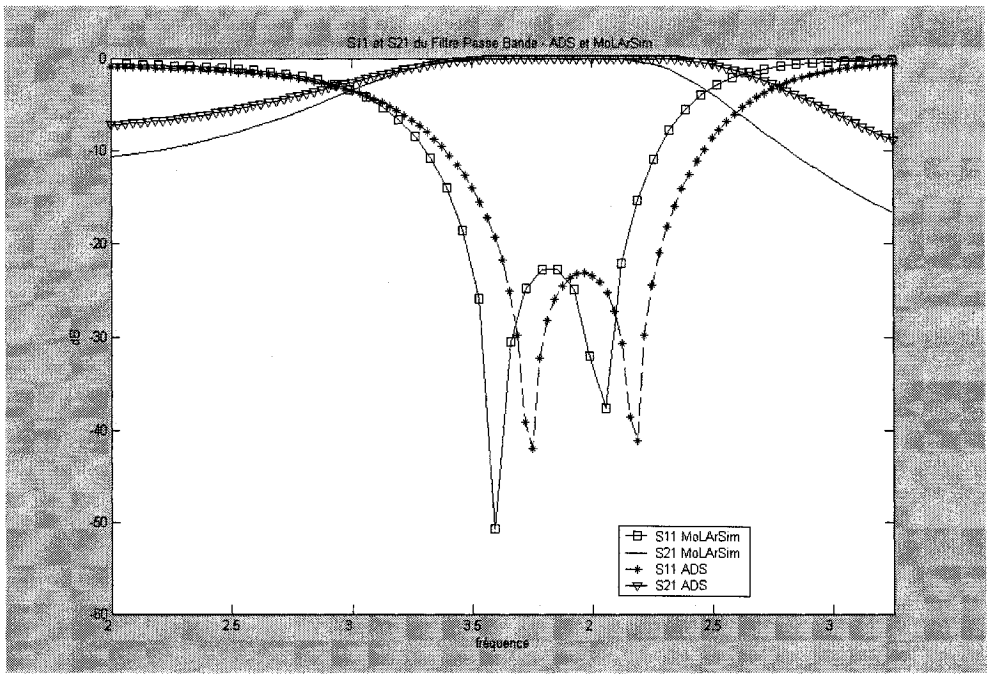


Figure 4.18: Paramètres S11 et S21 du Passe Bande obtenus par ADS et MoLArSim

Une fois cette validation logicielle complétée, il a fallu mesurer le S_{21} de la structure à l'aide d'un analyseur de réseau. Pour ce faire, deux cornets ont été branchés à l'analyseur (figure 4.19). Le cornet 1 transmettait un signal alors que le cornet 2 le recevait. La différence entre les mesures en l'absence du filtre passe bande et celles obtenues en sa présence ont donné les résultats de la figure 4.20.

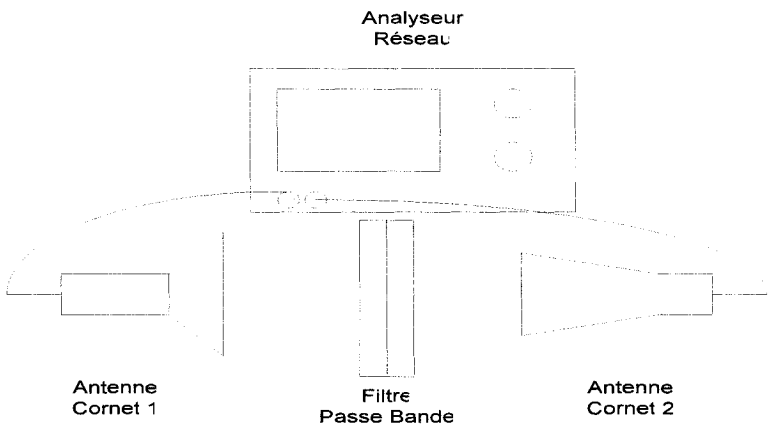


Figure 4.19: Montage expérimental

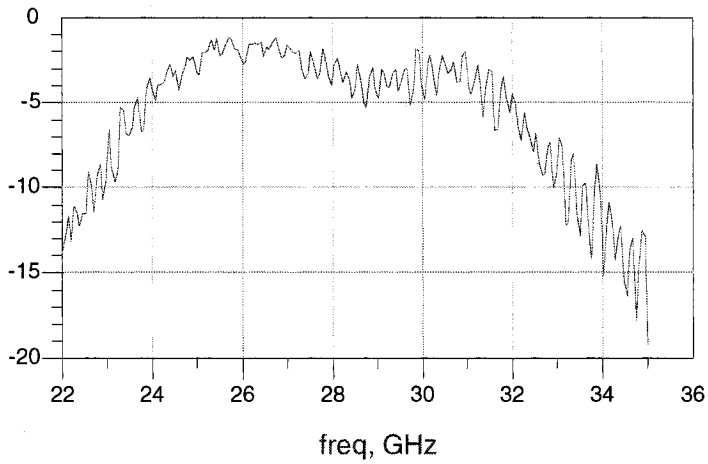


Figure 4.20: Réponse fréquentielle mesurée du filtre passe bande

Bien que l'allure de cette courbe respecte la réponse fréquentielle d'un filtre passe bande, de fortes pertes sont remarquées. La bande passante, quant à elle, s'avère difficile à délimiter mais on peut facilement remarquer qu'elle se situe bien autour de la fréquence centrale visée. Par contre, une résonance est visible à la fréquence de 29 GHz, indiquant la présence d'un signal parasite.

Ses résultats laissent à désirer et illustrent une incidence de pertes lors de la prise des mesures. Celles-ci peuvent être attribuées aux pertes métalliques et diélectriques, notamment les pertes ohmiques de chaque couche de la SSF, le facteur de dissipation diélectrique, tan δ, du polyimide, dont la simulation n'a pas tenu compte, ainsi que l'effet de la conductivité finie du métal. Par ailleurs, ces mesures se sont avérées assez difficiles à réaliser vu la forme et le dimensionnement de la structure. D'autres facteurs ayant contribué à donner des résultats non concluants sont notamment l'alignement imprécis des deux antennes cornets, l'alignement imprécis de la structure entre les deux cornets dû surtout à sa taille et aux cadres, ainsi que le mauvais isolement du montage de mesures par rapport à l'environnement ambiant.

Il est important de noter que les mesures ont été prises sans calibration. De plus, beaucoup d'oscillations sont visibles à la figure 4.20. Celles-ci marquent la présence de réflexions parasites, possiblement sur les cadres de la structure. Un meilleur montage expérimental aurait probablement donné de meilleurs résultats mais vu la courbe obtenue à l'analyseur de réseau, il n'a pas été jugé pertinent d'effectuer des mesures avec ce montage dans la chambre anéchoïde. Finalement, ces mesures auraient pu être améliorées en employant des lentilles tel que décrit dans [15].

CHAPITRE 5 AMÉLIORATIONS FUTURES AU LOGICIEL MoLArSim

Parmi les résultats découlant de ce projet de maîtrise figurent bon nombre d'améliorations pouvant être apportées au logiciel. Le design modulaire de MoLArSim offre un potentiel très grand quant aux ajouts possibles. Ceux qui par contre présentent un intérêt immédiat seraient la possibilité d'analyser des cellules non orthogonales, des structures prédéfinies pour les motifs métalliques considérés de base pour de nombreuses configurations SSF, ainsi qu'un outil d'optimisation pouvant déterminer les dimensions d'un motif métallique présentant une admittance donnée pour une cellule de simulation fixe. Par ailleurs, il faudrait inclure des pertes métalliques et diélectriques et incorporer un outil de visualisation des champs. Chacune de ses améliorations sera expliquée un peu plus en détail dans les sections qui suivent.

5.1 Cellules non orthogonales

Tout d'abord, il serait utile pour certaines applications d'incorporer l'option de cellules non orthogonales dans le logiciel. Plusieurs designs nécessitent en effet cette fonctionnalité, notamment l'exemple mentionné dans la section 2.2 d'une SSF composée de croix inclinées à 45 degrés (Figure 5.3). Pour ce cas particulier, il fut possible de contourner la lacune du programme en employant une simple astuce. En effet, en partant du motif initial d'une croix (Figure 5.1), un nouveau dessin fut créé dans la boîte à outils

PDEtool de MATLAB avec une inclinaison de 45 degrés. La cellule se retrouve donc décentrée de la manière illustrée à la figure 5.3, le motif ainsi défini équivaut parfaitement au pattern pouvant être obtenu avec la définition par cellules non orthogonales. Cette manipulation n'était possible qu'en raison de la symétrie des motifs métalliques de la SSF non orthogonale qui de plus avaient l'inclinaison appropriée de 45 degrés (Figure 5.2).

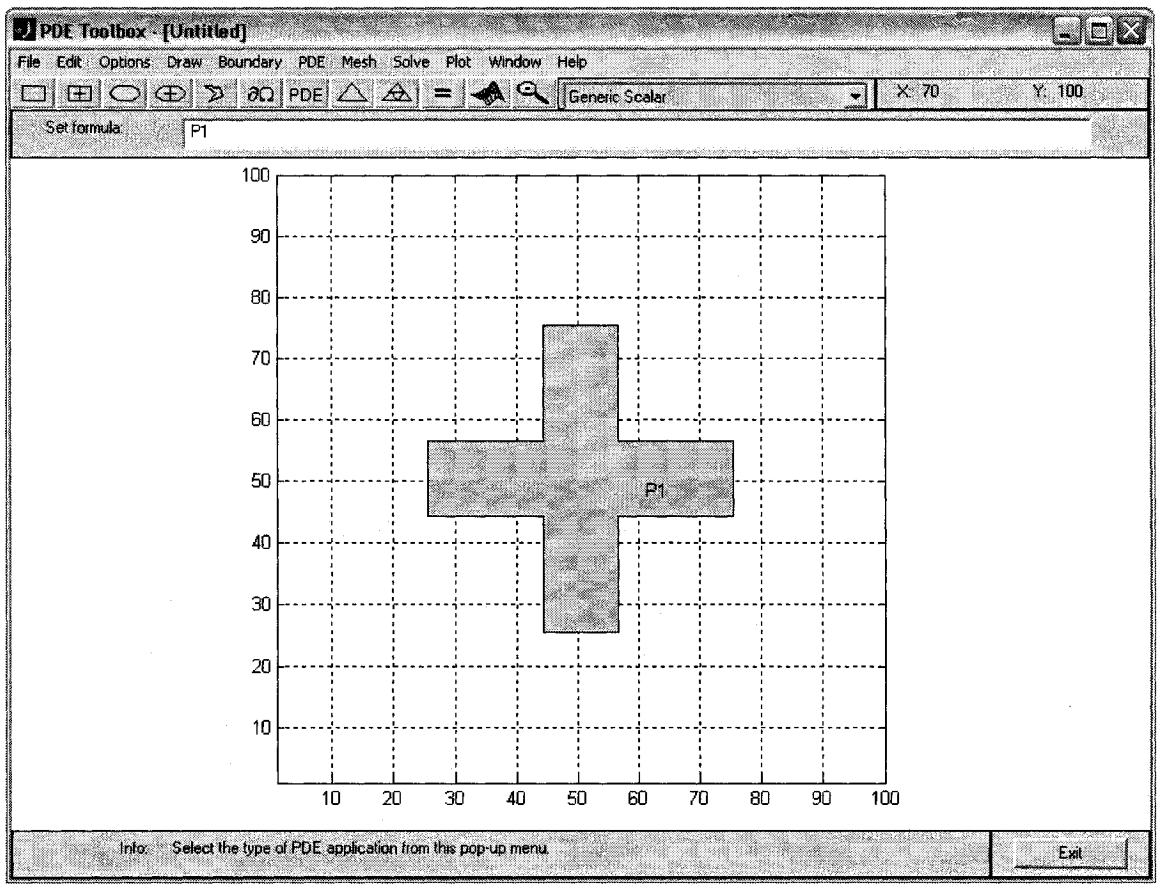


Figure 5.1: Dessin de la SSF sans inclinaison dans cellule orthogonale

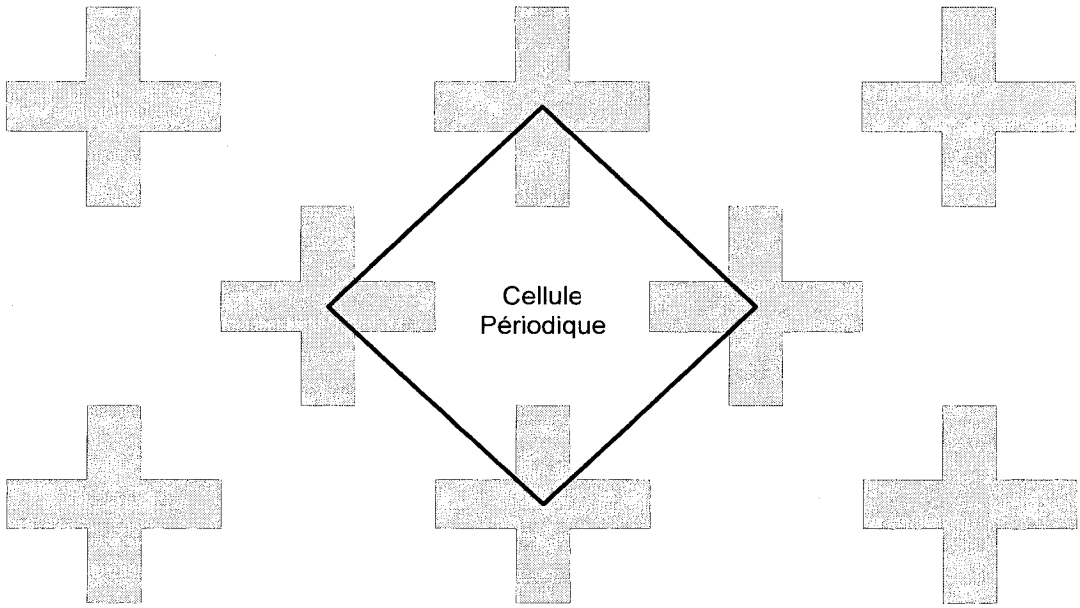


Figure 5.2: SSF inclinée à 45 degrés

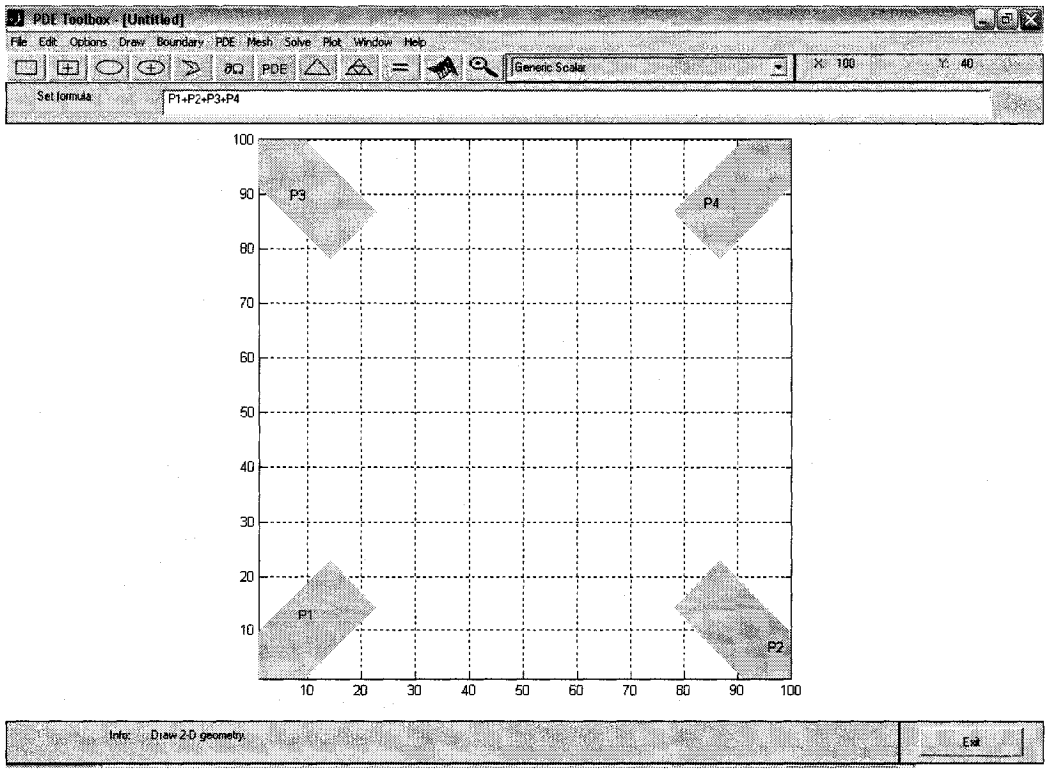


Figure 5.3: Dessin de la cellule orthogonale pour la modélisation de la SSF inclinée

Par contre, ceci requiert plusieurs étapes, notamment de dessin, de traitement de données, de création et d'exportation de fichiers contenant les schémas de métallisation. Ces étapes requièrent évidemment davantage de temps et d'effort que la simple définition d'une cellule rectangulaire, à laquelle on ajouterait une inclinaison (*skew*) quelconque, cette dernière étant précisée directement dans la commande du terminal.

Afin de permettre la définition de configurations non orthogonales à l'aide d'une simple entrée à l'écran, il suffirait de reformuler les équations se rapportant à la méthode des lignes pour inclure des situations avec inclinaison pouvant être différentes de 45°. Ceci nécessite non seulement un travail dans le programme mais aussi une adaptation de la solution théorique de la MoL.

5.2 Motifs métalliques prédéfinis

Par ailleurs, il serait pertinent de définir des motifs métalliques utilisés communément dans les configurations de SSF. Effectivement, les éléments typiques sont divisés en quatre groupes (Figure 5.2) tels que définis dans [29].

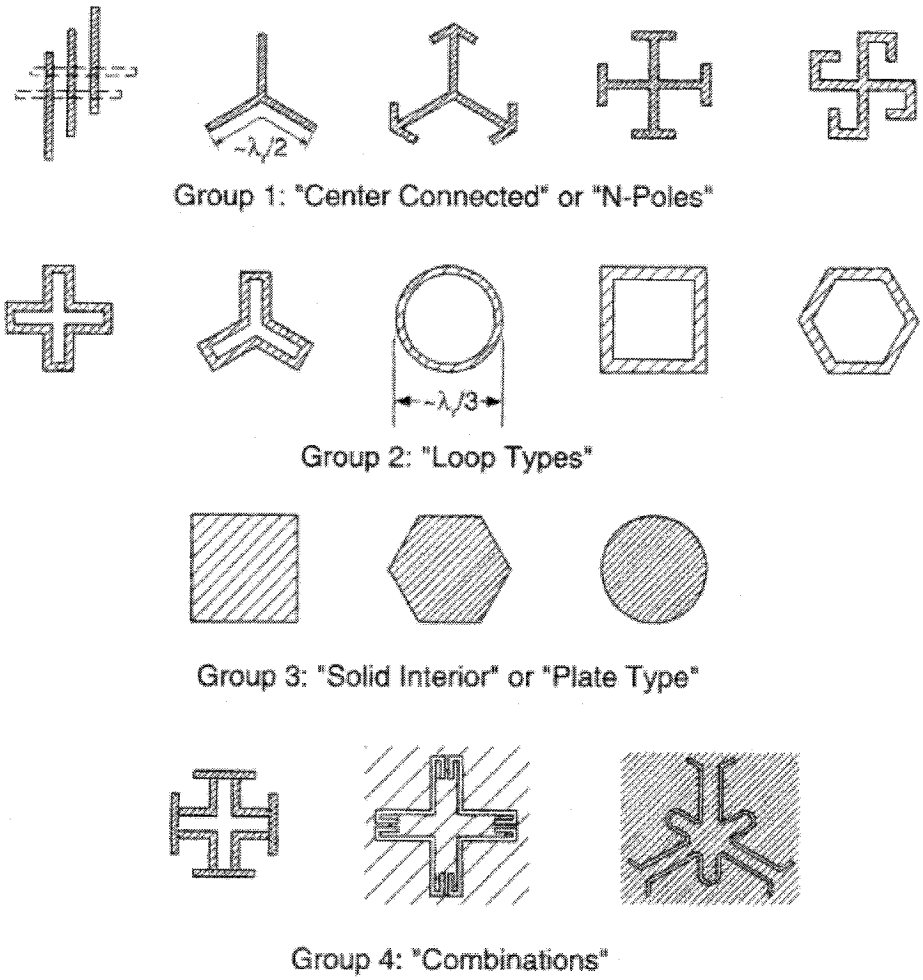


Figure 5.4: Groupes de classification des SSF[54]

Le premier groupe est composé des éléments dits 'reliés au centre' ou 'à N pôles'. Dans la figure ci haut, on peut voir des éléments typiques du 1er groupe, parmi lesquels figurent la surface 'Gangbuster', le réseau tripôle sans charge, l'élément d'ancre, la croix de Jérusalem et l'élément spiral carré. Ces éléments peuvent être densément disposés, résultant ainsi en des distances inter éléments plus basses et en une plus grande largeur

[54] tiré de [29], P.28, Figure 2.2.

de bande. Ils peuvent être employés pour la conception de radômes hybrides mais les éléments du groupe 2 sont nettement supérieurs pour cette fin. En effet, leur principal désavantage survient de l'excitation de la deuxième harmonique pour la polarisation parallèle. L'élément spiral carré, quant à lui, peut être agencé de façon à former une SSF réflectrice aussi bien qu'une SSF transparente. Chose impossible par exemple pour une seule surface 'Gangbuster'; en effet, il faut employer deux de ces surfaces si l'on veut obtenir une SSF réflectrice.

Le deuxième groupe est composé des éléments de type boucle parmi lesquels figurent les éléments chargés à quatre pattes, les éléments chargés à trois pattes, ainsi que les éléments hexagonaux. Les éléments chargés à quatre pattes sont également capables d'interagir avec des champs polarisés verticaux aussi bien qu'horizontaux; en d'autres mots, ils peuvent être dotés d'une polarisation arbitraire. Cet élément est l'un des mieux adaptés pour la conception des radomes passe bande à largeur de bande modérée. Il faut noter que rendre l'élément le plus petit possible permet de distribuer les éléments plus proche les uns des autres, ce qui résulte en un comportement fréquentiel plus stable à angle d'incidence variable et possiblement en une largeur de bande supérieure. Une particularité des éléments chargés est leur habileté de contrôler la largeur de bande par la modification de l'impédance de charge $Z_L = j*1/2*Z0*\tan(\beta l)$. À impédances variables, les lobes discordants surviennent tout de même à la même fréquence. Il est donc possible de varier la largeur de bande sans avoir à s'inquiéter de l'apparition de lobes discordants. L'élément chargé à trois pattes, quant à lui, peut être employé pour la conception de radômes hybrides. Il détient les mêmes propriétés et

avantages que l'élément chargé à quatre pattes mais offre aussi une plus grande largeur de bande puisque la distance inter élément se trouve réduite par rapport à ce dernier. Finalement, les éléments hexagonaux ont la propriété unique d'exhiber une deuxième résonance approximativement à trois fois la fréquence fondamentale.

Le troisième groupe contient des éléments à intérieur solide et le quatrième groupe comporte toutes les formes résultant de combinaisons d'éléments des trois groupes précédents. Lorsque les surfaces comprennent les éléments métalliques de ce groupe illustrés à la figure 5.1, il s'agit de SSF réflectrices, alors qu'à l'inverse, si les trous dans la surface ont la forme de ces éléments, il s'agit de SSF transparentes. Malheureusement, l'espace entre ces éléments doit être suffisamment grand, avec des dimensions proches de $\lambda/2$, ce qui mène à une sensibilité quant à l'angle d'incidence, ainsi qu'une apparition prématurée de lobes discordants. Dans certains cas pour les SSF transparentes, les faiblesses de ces formes d'éléments peuvent être compensées par l'utilisation d'un diélectrique à permittivité élevée. Bien que ceci puisse mener à des designs acceptables d'un point de vue théorique, l'emploi de diélectriques à haute permittivité n'est pas recommandé puisque à chaque fois qu'un tel matériel est placé à côté d'une surface périodique, un changement significatif de la fréquence de résonance survient qui est très sensible à la tolérance.

Des drivers prédéfinis pour plusieurs de ces types d'éléments éviteraient à l'utilisateur de consacrer du temps au dessin de chaque motif à l'aide de la boîte à outils PDEtool de Matlab et sauveraient aussi du temps à l'exécution en évitant un recours à la lecture de fichiers pour la définition des schémas de métallisation. Par ailleurs, ils

offriraient aussi plus de flexibilité en ce qui a trait aux simulations en tant que telles, en n'ayant pas recours à une redéfinition dans PDEtool pour chaque combinaison de nombre de lignes à simuler.

5.3 Outil d'optimisation pour calcul d'admittances

Par ailleurs, il serait fort utile de formuler un outil d'optimisation permettant de déterminer l'admittance ou l'inductance d'un motif métallique quelconque en variant ses dimensions pour une taille de cellule donnée. Ceci faciliterait la recherche des dimensions pouvant résulter en une admittance ou une inductance nécessaire à la conception des couches périodiques, notamment dans la conception des filtres.

Au cours du projet, il a fallu procéder par essai et erreur afin de trouver les admittances et les inductances voulues pour la conception des filtres passe-bas, passe-haut et passe-bande dont il fut question au chapitre 4, et ce processus s'est avéré assez long et routinier. Une automatisation de la caractérisation des couches métalliques sauverait énormément de temps et d'effort à l'usager.

5.4 Milieu avec pertes

La plupart du temps, les SSF sont conçues pour être employées dans les bandes S, X, Ku et Ka, où la conductivité des couches métalliques est assez grande pour supposer que ces structures sont parfaitement conductrices. Le milieu diélectrique quant à lui peut

contenir plusieurs couches de matériaux avec pertes. Le logiciel MoLArSim considère actuellement ni l'une ni l'autre de ces formes de pertes. Les pertes diélectriques ne sont pas incorporées dans l'outil de calcul et les pertes conductrices dans les métaux sont considérées comme étant négligeables. À certaines fréquences, cette supposition n'est plus valable mais l'application de la SSF dicte la nécessité d'en tenir compte ou non dans les calculs.

Afin d'incorporer les cas non idéaux occasionnant des pertes métalliques et diélectriques dans les SSF, il faut tenir compte de la profondeur de pénétration[55], dénotée par δ. Cette dernière représente la distance qu'une onde doit voyager dans un milieu avec pertes afin de réduire sa valeur à e^-1=0.368=36.8% [3]. La constante de propagation γ est égale à :

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \sqrt{-\omega^2\mu\varepsilon + j\omega\mu\sigma} \quad , \tag{5.1}$$

où α et β représentent la constante d'atténuation et la constante de phase, respectivement. La profondeur de pénétration peut être déterminée à l'aide de l'équation suivante :

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\omega\sqrt{\mu\varepsilon\left\{\sqrt{1+\left(\sigma/\omega\varepsilon\right)^2}-1\right\}^{1/2}}}, \tag{5.2}$$

cette dernière retournant une quantité en mètres.

La table qui suit fournit les équations permettant de calculer les valeurs de la constante d'atténuation α, la constante de phase β, l'impédance d'onde Z_w et l'impédance intrinsèque η_c, la longueur d'onde λ, la vitesse de propagation v, ainsi que

[55] de l'anglais, 'skin depth'

la profondeur de pénétration δ d'une onde plane uniforme se propageant dans un milieu avec pertes. Ces expressions sont valides pour des ondes planes aussi bien que des ondes TEM. En les intégrants au logiciel MoLArSim, il serait donc possible de tenir compte des pertes pouvant être occasionnées dans un design de SSF donné.

	Exact	Good dielectric $\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2 \ll 1$	Good conductor $\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2 \gg 1$
Attenuation constant α	$= \omega\sqrt{\mu\varepsilon}\left\{\frac{1}{2}\left[\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2}-1\right]\right\}^{1/2}$	$\simeq \frac{\sigma}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$	$\simeq \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$
Phase constant β	$= \omega\sqrt{\mu\varepsilon}\left\{\frac{1}{2}\left[\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2}+1\right]\right\}^{1/2}$	$\simeq \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$	$\simeq \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$
Wave intrinsic impedances $Z_w = \eta_c$	$= \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma+j\omega\varepsilon}}$	$\simeq \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$	$\simeq \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}(1+j)$
Wavelength λ	$= \frac{2\pi}{\beta}$	$\simeq \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\mu\varepsilon}}$	$\simeq 2\pi\sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$
Velocity v	$= \frac{\omega}{\beta}$	$\simeq \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$	$\simeq \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}}$
Skin depth δ	$= \frac{1}{\alpha}$	$\simeq \frac{2}{\sigma}\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}$	$\simeq \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$

Tableau 5.1: Constante de propagation, impédance d'onde, longueur d'onde, vitesse de propagation et profondeur de pénétration d'une onde TEM dans un milieu avec pertes[56]

[56] tiré de [3], p.150.

5.5 Outil de visualisation

Finalement, il serait utile d'incorporer un outil de visualisation des champs et des courants à un niveau vertical arbitraire dans la cellule périodique. L'application devrait permettre d'illustrer, selon le choix de l'utilisateur, une des composantes suivantes : Ex, Ey, Ez, Hx, Hy, Hz. Aussi, il faudrait inclure diverses façons de visualiser les données. Notamment, offrir l'option de visualiser le module de la quantité, en échelles linéaire et logarithmique, ainsi que la phase de la composante, en degrés et en radians.

CHAPITRE 6 CONCLUSION

En guise de conclusion, les principales contributions apportées, tant du point de vue du logiciel MoLArSim que du point de vue de la modélisation des SSF, seront énumérées.

6.1 Principales Contributions

Au cours de ce projet, de nombreux ajouts et améliorations ont été apportés au logiciel MoLArSim.

Tout d'abord, il y a eu l'incorporation des structures multicouches avec l'ajout des *drivers* permettant de définir des SSF allant de 1 à 10 couches diélectriques et un nombre équivalent d'interfaces métalliques possibles, tel que décrit au chapitre 2. Cet ajout a permis d'envisager des constructions de filtres plus élaborés avec le logiciel MoLArSim. En plus des simples passes haut et passes bas pouvant être conçus avec la version initiale du logiciel, il est dorénavant possible de modéliser des structures plus complexes, telle le passe bande illustré au chapitre 4.

Par ailleurs, l'excitation par une source de courant idéale fut ajoutée en vue d'inclure l'incidence oblique. Ceci a effectivement doublé le nombre de *drivers* SSF du logiciel puisque l'option comportant la source de champ électrique idéal fut conservée. Celle-ci permet de valider le deuxième ensemble de fichiers en fournissant une valeur de comparaison pour l'incidence normale.

D'autre part, l'ajout d'un plan de masse, la possibilité d'un désalignement entre les couches, le développement d'une interface usager, etc., furent autant de contributions apportées qui facilitent la modélisation de SSF avec cet outil.

En ce qui a trait à la conception des SSF en tant que telle, une procédure fut validée à l'aide d'un modèle équivalent basé sur les lignes de transmission, nommé modèle TL dans ce mémoire. Cette technique permet d'employer une approche circuit au design d'une SSF multicouche en caractérisant chaque couche séparément et en déduisant par la suite le résultat d'une combinaison de plusieurs motifs métalliques, posés sur des diélectriques variés. Ce modèle fut ensuite employé afin de concevoir des filtres passe-bas, passe-haut et passe bande.

Les simulations effectuées pour valider ce modèle ont démontré que le désalignement entre les couches des SSF multicouches n'a pas beaucoup d'influence et donc il ne faut pas s'inquiéter que tout défaut de fabrication, si petit soit-il, va compromettre le comportement fréquentiel de la structure.

Par ailleurs, suite à la série de simulations décrites au chapitre 3, il est fortement conseillé de déterminer Ys en tenant compte du motif métallique et du substrat sur lequel celui-ci sera posé, surtout si le substrat est épais ou possède une grande permittivité relative. En effet, cet ajustement dans la procédure rendrait la conception des SSF multicouches beaucoup plus précise puisque les résultats obtenus par l'entremise du modèle TL seraient d'autant plus justes.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ABBASPOUR-TAMIJANI, A., SARRABANDI, K. et REBEIZ, G. M. (Août 2004) "Antenna-Filter-Antenna Arrays as a Class or Bandpass FSS," *IEEE Transaction on Microwave Theories and Techniques*, Vol. 52, No. 8, pp. 1781-1789.

[2] APLETALIN, V. N., KAZANTSEV, Y. N., et SOLOSIN V. S. (Juillet 8-13 2001) "Frequency-Selective Surfaces with Dumbbell Shaped Elements," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.4, pp. 406-409.

[3] BALANIS, C. A. (1989) *Advanced Engineering Electromagnetics.* John Wiley and Sons.

[4] CAHILL, R., GAMBLE, H. S., FUSCO, V. F., VARDAXOGLOU, J. C., et JAYAWARDENE, M. (Avril 17-20 2001). "High Performance Micromachined mm-Wave FSS," *IEE 11th International Conference on Antennas and Propagation, Conference Publication No. 480*, Vol.1, pp. 331-335.

[5] CHAKRAVARTY, S., et MITTRA R. (Juillet 2003). "Design of a Frequency Selective Surface (FSS) With Very Low Cross-Polarization Discrimination Via the Parallel Micro-Genetic Algorithm (PMGA)," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 7, pp. 1664-1668.

[6] CHAN, C. H., HWANG J. N., et DAVIS D. T. (Juillet 1992) "Multilayered Frequency Selective Surface Design Using Artificial Neural Networks," presented at *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Chicago.

[7] CHEN, C. C. (Septembre 1970). "Scattering by a Two-Dimensional Periodic Array of Conducting Plates," *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, AP-18, pp. 660-665.

[8] CHOINIÈRE, E. (1999). *Modélisation de réseaux périodiques multicouches par la méthode des lignes, mémoire de maîtrise,* École Polytechnique de Montréal.

[9] CHOINIÈRE, É. et LAURIN, J.-J. (Juillet 2002) *Modeling of Planar Multilayered Periodic Arrays Using the Method of Lines.* ACES Journal, Vol. 17, No. 2, pp. 145-157.

[10] COLLIN, R., et ZUCKER, F. J. (1969). *Antenna Theory, Part I.* McGraw-Hill, ch.14, pp. 602-619.

[11] CONTOPANAGOS, H., ZHANG L., et ALEXOPOULOS N. G. (Novembre 1998) "Thin Frequency-Selective Lattices Integrated in Novel Compact MIC, MMIC, and PCA architectures," *IEEE Transactions Antennas and Propagation,* Vol. 46, no.11, pp. 1936-1948.

[12] DAVIS, D. T., CHAN C. H., et HWANG J. N. (Juin 24-28 1991) "Frequency Selective Surface Design using Neural Networks Inversion based on Parametrized Representations," *Proceedings of the IEEE 1991 Symposium Digest of Antennas and Propagation Society*,Vol.1, pp. 200-203.

[13] DICKIE, R., CAHILL R., GAMBLE H. S., FUSCO V. F., GRANT N., et PHILPOT, C. (Mars 31-Avril 3 2003) "Multilayer Mesh Filters for Quasi-Optical Beamsplitting Applications in Meteorological and Science Space Instrumentation,"

IEE 12th International Conference on Antennas and Propagation, Conference Publication No. 491, Vol.2, pp. 530-533.

[14] ERDEMLI, Y. E., SERTEL K., GILBERT R. A., WRIGHT, D. E., et VOLAKIS J. L. (Décembre 2002). "Frequency-Selective Surfaces to Enhance Performance of Broad-Band Reconfigurable Arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* Vol. 50, No. 12, pp. 1716-1724.

[15] GAGNON, N. et SHAKER J. (Avril 2005). "Accurate Phase Measurement of Passive Non-Reciprocal Quasi-Optical Components," *IEE Proceedings in Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 152, Issue 2, pp. 111-116.

[16] GARDIOL, F. (1996). *Traité d'électricité Volume III – Électromagnétisme.* École Polytechnique Fédérale de Lausanne. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes.

[17] GIANVITTORIO, J. P. et RAHMAT-SAMII Y. (Août 17-19 2002) "Fractal Geometry in Antenna System Design: Miniaturized – Multiband Element, Phased Array and Frequency Selective Surface Design," *IEEE 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings*, pp. 508-511.

[18] GONZALEZ, G. (1997). *Microwave Transistor Amplifiers, 2nd ed.* Prentice Hall, ch.1, 45-60. Section 1.7: *Power waves and generalized scattering parameters.*

[19] HIRAI, J. et YOKOTA I. (Mai 17-21 1999) "Electromagnetic Shielding Glass of Frequency Selective Surfaces," *IEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 314-316.

[20] HUANG, J. et LEE S. W. (Juin 24-28 1991) "Tri-Band Frequency Selective Surface with Circular Ring Elements," *IEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Vol.1, pp. 204-207.

[21] LAMBEA, M., GONZALEZ, M. A., ENCINAR, J. A., et ZAPATA, J. (Juin 18-23 1995). "Analysis of Frequency Selective Services with Arbitrarily Shaped Apertures by Finite Element Method and Generalized Scattering Matrix," *IEE International Symposium on Antennas and Propagation*, AP-S, Vol.3, pp.1644-1647.

[22] LI, R. C. M. et OLINER, A. A. (Novembre 1965). "Scattering Resonances on a Fast Wave Structure," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-15, pp. 948-959.

[23] LI, Z., VOLAKIS, J. L., et PAPALAMBROS, P. Y. (Juillet 16-21 2000). "Antenna Design on Periodic and Aperiodic Structures," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Vol.2, pp. 1050-1053.

[24] LUO, X. F., QING A., et LEE C. K. (Décembre 15-18 2003). "The design of Frequency Selective Surfaces (FSS) using Real-coded Genetic Algorithm (RGA),"*Proceedings of the 2003 Joint Conference of the 4th International Conference on Information, Communications and Signal Processing and the 4th Pacific Rim Conference on Multimedia*, Vol.1, pp. 391-395.

[25] MAKAROV, S. N. (2002). *Antenna and EM Modeling with Matlab®,* John Wiley & Sons.

[26] MATTHAEI, G., YOUNG, L., et JONES E. M. T. (1980). *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures.* Artech House Publishers.

[27] MICHIELSSEN, E., SAJER J. M., et MITTRA R. (Juin 28-Juillet 2 1993). "Design of Multilayered FSS and Waveguide Filters Using Genetic Algorithms," *Proceedings of the IEEE 1993 International Symposium Digest of Antennas and Propagation Society*, AP-S, Vol. 3, pp. 1936-1939.

[28] MONTGOMERY, J. P. (Janvier 1975). "Scattering by an Infinite Periodic Array of Thin Conductors on a Dielectric Sheet," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-23, pp. 70-75.

[29] MUNK, B. *Frequency Selective Surfaces Theory and Design*. John Wiley and Sons, Inc., (2000).

[30] MUNK, B. *et al.* (Juin 22-27 2003). "A Low-Profile Broadband Phased Array Antenna," *IEEE International Symposium of Antennas and Propagation Society*, Vol. 2, pp. 448-451.

[31] POZAR, D. M. et SCHAUBERT, D. H. (Octobre 1984). "Analysis of an Infinite Array of Rectangular Microstrip Patches with Idealized Probe Feeds". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-32, pp. 1101-1107.

[32] PREGLA, R. et PASCHER, W. *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*. John Wiley-Interscience publication, (1989), Ch. 6 – The Method of Lines, pp. 381-446.

[33] SADIKU, M. N. O. (2001). *Numerical Techniques in Electromagnetics, 2nd ed.* CRC Press, Chapter 9: *Method of Lines*.

[34] STUTZMAN, W. L., et THIELE, G. A. (1981). *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons.

[35] SZE, K. Y. et SHAFAI, L. (Juin 1998) "Analysis of Phase Variation due to Varying Patch Length in a Microstrip Reflectarray," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, AP-S, pp. 1134-1137.

[36] TARGONSKI, S. D. et POZAR, D. M. (Juin 1994). "Analysis and Design of a Microstrip Reflectarray Using Patches of Variable Size," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, AP-S, pp. 1820-1823.

[37] WERNER, D. H. et LEE D. (Juillet 16-21 2000) "A Design Approach for Dual-Polarized Multiband Frequency Selective Surfaces Using Fractal Elements," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.3, pp. 1692-1695.

[38] WU, T. K., WOO K., et LEE S. W. (Juillet 18-25 1992). "Multi-Ring Element FSS for Multi-Band Applications," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, AP-S, Vol.4, pp. 1775-1778.

[39] ZINK, K., WUNSCH, G. J., et SCHAUBERT, D. H. (Juillet 11-16 1999). "Scattering by Resistively Loaded, Multilayer Frequency Selective Surfaces over Two-Octave Bandwidth," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.3, pp. 1738-1741.

ANNEXE A FICHIERS MATLAB

Dans cette annexe, certains codes Matlab sont inclus afin de montrer les procédures employées afin de modéliser des SSF à l'aide de la combinaison lignes de transmission – admittances, ainsi que la méthode de dessin des configurations métalliques non rectangulaires.

A.1 FICHIER PDETOOL_1.M

```
function pdemodel_1
[pde_fig,ax]=pdeinit;
pdetool('appl_cb',1);
setuprop(pde_fig,'currparam',st2mat('1.0','0.0','10.0','1.0'));
pdetool('snapon','on');
set(ax,'DataAspectRatio',[1 1 1]);
set(ax,'PlotBoxAspectRatio',[1 1 1]);

% définition des axes correspondant aux nombres de lignes choisies pour la simulation
set(ax,'XLim',[1 100]);
set(ax,'YLim',[1 100]);
set(ax,'XTickMode','auto');
set(ax,'YTickMode','auto');
```

```
pdetool('gridon','on');
% dimensions de la croix
D=0.544915296;
W=0.068090751;
L=0.274048106;

centre=D/2;
x1=centre-L/2;
x2=centre-W/2;
x3=centre+W/2;
x4=centre+L/2;
z1=centre+L/2;
z2=centre+W/2;
z3=centre-W/2;
z4=centre-L/2;

x(1)=x2;
x(2)=x2;
x(3)=x3;
x(4)=x3;
x(5)=x4;
x(6)=x4;
```

```
x(7)=x3;

x(8)=x3;

x(9)=x2;

x(10)=x2;

x(11)=x1;

x(12)=x1;


z(1)=z3;

z(2)=z4;

z(3)=z4;

z(4)=z3;

z(5)=z3;

z(6)=z2;

z(7)=z2;

z(8)=z1;

z(9)=z1;

z(10)=z2;

z(11)=z2;

z(12)=z3;


% transformation matricielle afin de pencher la croix de 45 degrés

% et la centrer sur un des coins de la cellule
```

```
XZ=[x;z];

rotateXZ= [cos(pi/4) sin(pi/4); -sin(pi/4) cos(pi/4)];

rotation=rotateXZ*XZ;

translateXZ=rotation;

translateXZ(1,:)=translateXZ(1,:)-D/sqrt(2);

x1=translateXZ(1,:)

z1=translateXZ(2,:)


x_GB(1)=0;

z_GB(1)=W*sin(pi/4);

x_GB(2)=x1(9);

z_GB(2)=z1(9);

x_GB(3)=x1(8);

z_GB(3)=z1(8);

x_GB(4)=W*sin(pi/4);

z_GB(4)=0;

x_GB(5)=0;

z_GB(5)=0;


x_DB=D-x_GB;

z_DB=z_GB;

x_GH=x_GB;
```

```
z_GH=D-z_GB;

x_DH=x_DB;

z_DH=z_GH;


x_GB_100=x_GB*99/D + 1;

z_GB_100=z_GB*99/D + 1;

x_GH_100=x_GH*99/D + 1;

z_GH_100=z_GH*99/D + 1;

x_DB_100=x_DB*99/D + 1;

z_DB_100=z_DB*99/D + 1;

x_DH_100=x_DH*99/D + 1;

z_DH_100=z_DH*99/D + 1;


pdepoly(x_GB_100,z_GB_100)

pdepoly(x_DB_100,z_DB_100)

pdepoly(x_GH_100,z_GH_100)

pdepoly(x_DH_100,z_DH_100)
```

A.2 FICHIER MAP_METALS.M

```
function [map_metalE,map_metalH] = map_metals(P)
```

```
global map_metalE;
global map_metalH;


% instantiation des schémas de métallisation
map_metalE = zeros(1000,1000);
map_metalH = zeros(1000,1000);
points_P = size(P,2);


% transfert des coordonnées contenant du métal dans le dessin
% aux matrices map_metalE et map_metalH
for lexz=1:points_P
   xe=P(1,lexz);
   ze=P(2,lexz);
   map_metalE(xe,ze)=1;
   xh=xe;
   zh=ze;
   if(xe<=1000 & xe~=1)
      xh=xh-1;
   end
   if(ze<1000 & ze~=1)
      zh=zh+1;
   end
```

```
   map_metalH(xh,zh)=1
end


% création d'un fichier pour données du schéma de métallisation des lignes de champ E
fid = fopen('mapE.out','w');
for x=1:1000
   for z=1:1000
         fprintf(fid,'%-1d',map_metalE(x,z));
         fprintf(fid,'\n');
   end
end
status = fclose(fid);


% création d'un fichier pour données du schéma de métallisation des lignes de champ H
fid2 = fopen('mapH.out','w');
for x=1:1000
   for z=1:1000
         fprintf(fid2,'%-1d',map_metalH(x,z));
         fprintf(fid2,'\n');
   end
end
status2 = fclose(fid2);
```

A.3 TCHEBY_FILTER.M

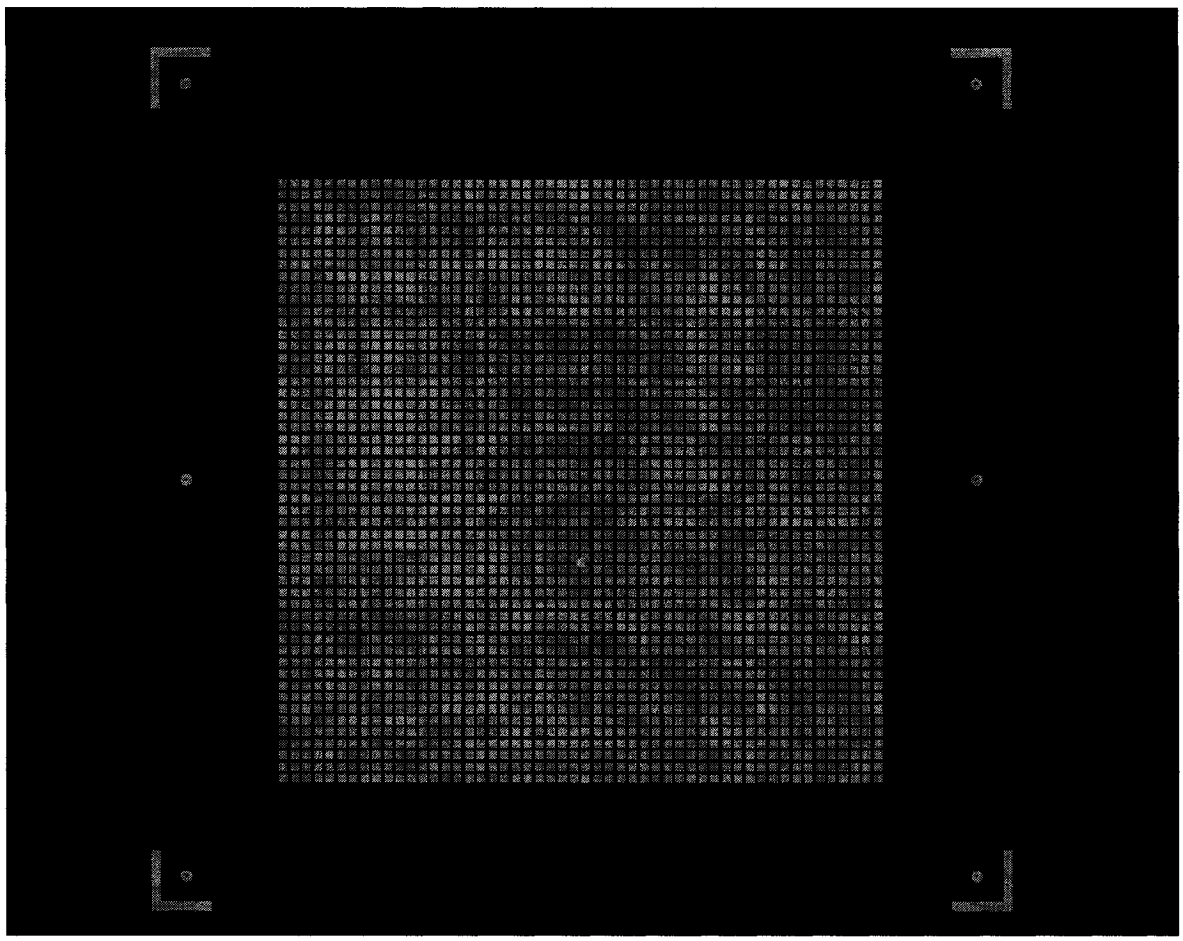
```
% Modelisation de filtre Tchebyschev 2e ordre avec 2 lignes  de transmission agissant
comme résonateurs
% Lar=0.01 dB edge ripple


% Valeurs d'éléments
g0=1;
g1=0.4488;
g2=0.4077;
g3=1.1007;


x=pi/2;                 % paramètre de la pente de réactance pi*Z0/2 normalisé p/r à Z0
Z0=376.991;             % impédance caractéristique du vide
w=0.1;                % largeur de bande fractionnaire (10% largeur de bande)
omega=2*pi*30*10^9;     % fréquence centrale
lambda=3e8*2*pi/omega;  % longueur d'onde


% quantités normalisées p/r à Z0
Ra=1;
Rb=1;
```

```
K_01_Z0=sqrt((Ra*x*w/sqrt(1.0))/(g0*g1));

K_12_Z0=w*sqrt((x^2/1.0)/(g1*g2));

K_23_Z0=sqrt((Rb*x*w/sqrt(1.0))/(g2*g3));


X_01_Z0=K_01_Z0/(1-(K_01_Z0)^2);

X_12_Z0=K_12_Z0/(1-(K_12_Z0)^2);

X_23_Z0=K_23_Z0/(1-(K_23_Z0)^2);


% quantités dénormalisées

X_01=X_01_Z0*Z0;

X_12=X_12_Z0*Z0;

X_23=X_23_Z0*Z0;


% valeurs des capacités pour chaque couche

C_01=1/(omega*X_01)

C_12=1/(omega*X_12)

C_23=1/(omega*X_23)


% valeurs des angles

phi_01=2*atan(K_01_Z0)*(180/pi);

phi_12=2*atan(K_12_Z0)*(180/pi);

phi_23=2*atan(K_23_Z0)*(180/pi);
```

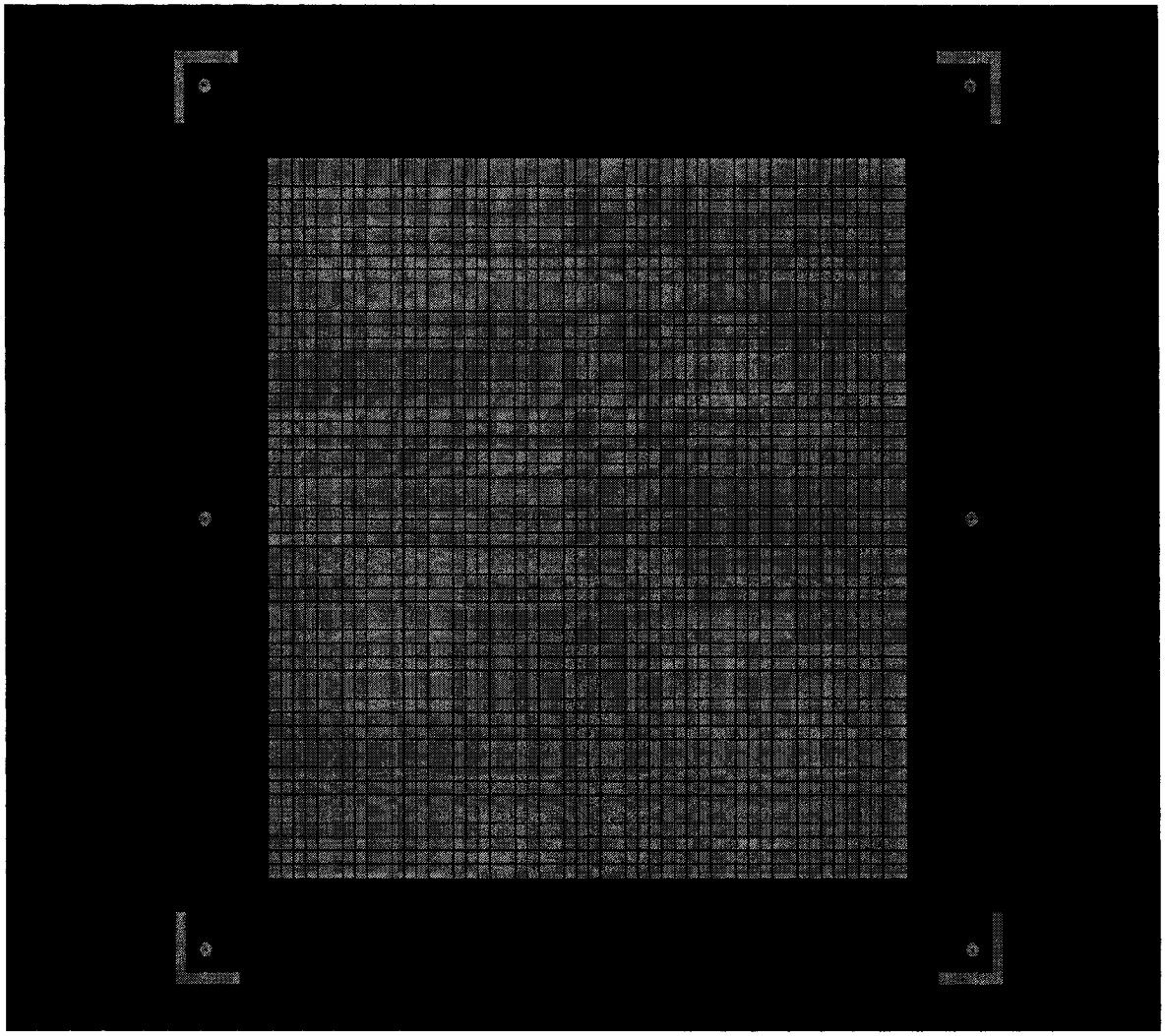
```
% longueurs électriques des lignes de transmission

E_01_a_12=180+(phi_01/2)+(phi_12/2)

E_12_a_23=180+(phi_12/2)+(phi_23/2)


% longueurs en mil des lignes de transmission

ligne1=(E_01_a_12*lambda/360)*1000/0.0254

ligne2=(E_12_a_23*lambda/360)*1000/0.0254


% valeurs des admittances pour chaque couche

Yc_01=i*omega*C_01

Yc_12=i*omega*C_12

Yc_23=i*omega*C_23
```

ANNEXE B SCHÉMAS DE FABRICATION DU FILTRE PASSE BANDE

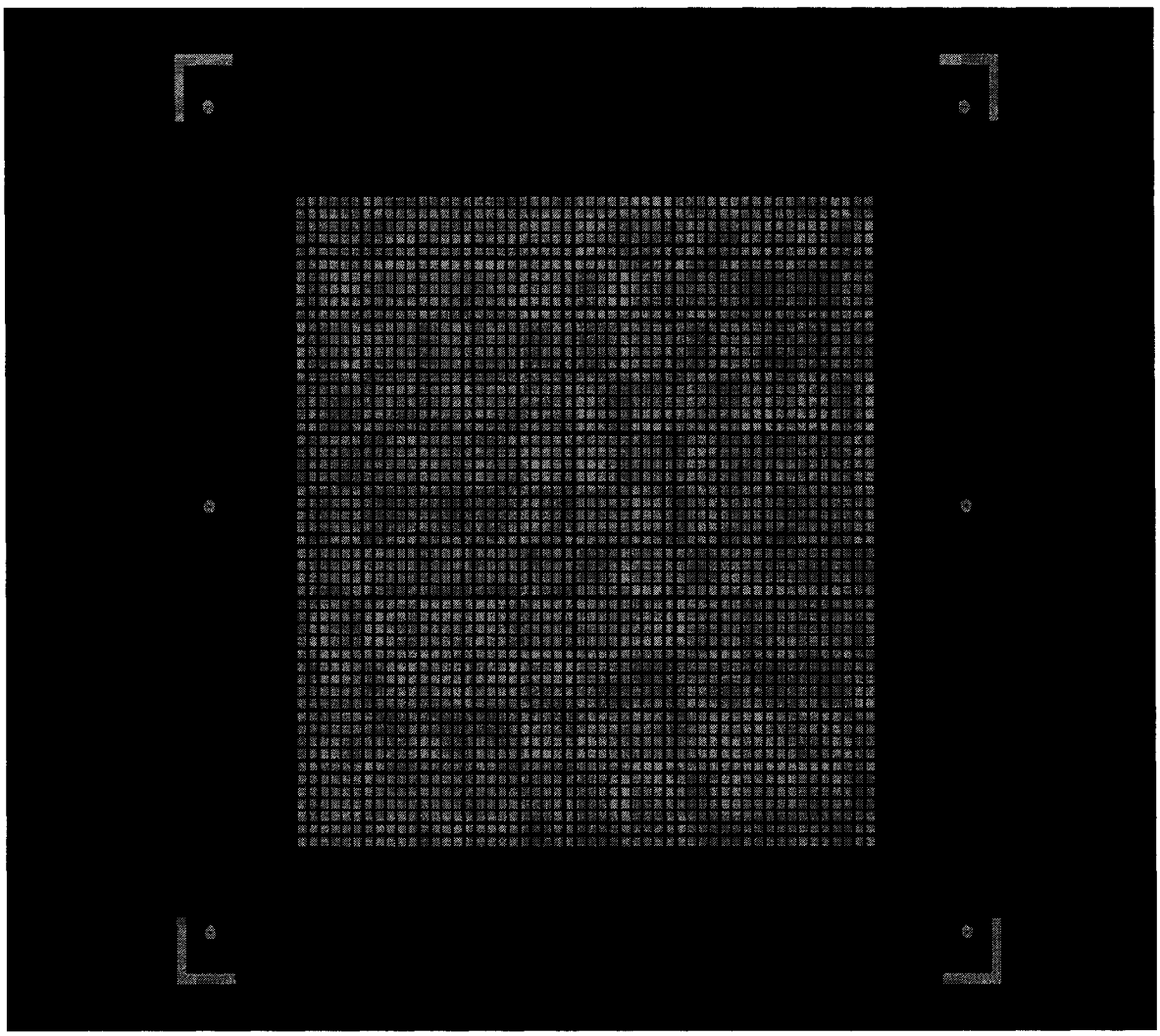
B.1 COUCHE SUPÉRIEURE



B.2 COUCHE CENTRALE



B.3 COUCHE INFÉRIEURE



ANNEXE C GUIDE USAGER POUR INTERFACE MATLAB DE MoLArSim

C.1 Lancement de MoLArSim à partir d'une fenêtre Linux

Afin de lancer des simulations à partir d'une fenêtre Linux, il faut effectuer un appel au driver FORTRAN correspondant le mieux à la structure que l'on aimerait modéliser. Ceci est accompli par l'entremise d'une commande comportant un certain nombre de paramètres qui seront définis dans les sections qui suivent.

Chaque commande de simulation peut comporter des paramètres différents, aussi bien en quantité qu'en type. Bien qu'il y ait un grand nombre de commandes possibles, deux types de simulations principales peuvent être distinguées pour des surfaces à sélection de fréquences.

Premièrement, il y a le cas du balayage en fréquence qui s'effectue pour un certain intervalle donné autour d'une fréquence centrale. Cette fréquence n'est pas donnée en termes de Hertz mais en fonction de la longueur d'onde dans l'air, dénotée par λ. Deuxièmement, il y a le cas du balayage de l'angle d'incidence alpha qui s'effectue pour un nombre donné d'angles compris entre 0 et 90 degrés.

C.1.1 Simulations à Balayage d'Angle d'Incidence

En ce qui concerne le balayage à angle d'incidence, une commande typique a la forme suivante :

```
echo '&IN nlx1=50 nlz1=50 epaisseur=0.2 10 epsilonr=(1.0,0.0) (3.5,0.0) (1.0,0.0)
(1.0,0.0) lcellx=0.5 lcellz=0.5 lpatchx=0.25 lpatchz=0.25 psi=0 nbpts=19 isTE=1
nomfichier ="cmdresFSS_exemple.out" OUTFILE="cmdresFSS_exemple.err"/'
| ../src/cmdresFSS
```

Les paramètres nlx1 et nlz1 précisent le nombre de lignes utilisées pour la discrétisation des axes x et z, étape nécessaire pour l'analyse basée sur la Méthode des Lignes.

Tel que son nom l'indique, le paramètre épaisseur spécifie l'épaisseur du diélectrique sur lequel le patch métallique est posé, suivie de l'épaisseur entre la couche métallisée et la source de champ électrique constant. L'épaisseur est toujours donnée en fonction de λ, la longueur d'onde dans le vide.

Le epsilonr, quant à lui, défini les permittivités relatives des quatre couches qui interviennent dans le module cmdresFSS : la première valeur indique le epsilon relatif de la couche d'air sous le substrat, suivi de la permittivité relative du substrat, puis d'un substrat d'air fictif épais, d'au minimum 10 λ, et finalement, le dernier epsilon r se rapporte à la couche d'air au dessus de la source de champ.

Les quantités lcellx, lcellz, lpatchx et lpatchz se réfèrent aux dimensions selon les axes x et z de la cellule et du patch métallique. Ces dimensions sont aussi données en fonction de λ.

Le paramètre psi défini l'angle entre le plan de balayage et l'axe des x. Lorsqu'il n'est pas spécifié dans la ligne de commandes, sa valeur par défaut est 0°.

Le paramètre nbpts, quant à lui, précise le pas de simulation dans le balayage d'angle. Dans ce cas ci, nbpts vaut 19 ce qui veut dire que la simulation a lieu pour 19 valeurs d'angles dans l'intervalle de 0 à 90 degrés, incluant bien sûr les angles aux bornes du dit intervalle. L'exemple de commande ci haut illustre donc le cas d'une simulation qui débute avec unalpha=0 et se rend à unalpha=90 par pas de 5 degrés.

À ce stade ci, il est utile de noter l'absence du paramètre unalpha de la ligne de commande. Unalpha ne doit pas figurer dans cette dernière lorsqu'on désire spécifier un certain balayage à angle d'incidence. Ce paramètre peut toutefois être inclus dans la commande avec sa valeur par défaut, unalpha=-1, bien qu'il s'agirait d'une redondance. Cette valeur par défaut d'unalpha impose un balayage à angle d'incidence de l'intervalle 0 à 90 mais uniquement par pas de 1 degré. Si telle est la simulation désirée, il n'est pas nécessaire d'inclure l'entrée nbpts=19 dans la ligne de commande. Veuillez noter qu'il est possible de n'inclure aucun des deux paramètres, ni le unalpha, ni le nbpts, ce qui résulterait par défaut au balayage d'angles allant de 0 à 90 degrés par pas de 1 degré détaillé ci haut, celle-ci étant la simulation par défaut du driver cmdresFSS.

Le isTE se réfère au mode de simulation, qui est le mode TE dans ce cas-ci. Si isTE n'est pas explicitement inscrit dans la ligne de code, il est égal à 1 par défaut. Le mode TE, est donc le mode par défaut du driver cmdresFSS. En effet, deux modes d'excitation sont possibles dans le plan d'incidence : le mode TE (Transverse Electric) et le mode TM (Transverse Magnetic). Le premier représente le cas où le champ électrique

est tangent au plan d'incidence de l'onde, soit le cas de polarisation parallèle. Le second, quant à lui, représente le cas où le champ magnétique est tangent au plan de l'onde, soit le cas de polarisation perpendiculaire.

Les paramètres nomfichier et OUTFILE offrent à l'utilisateur la possibilité de donner des noms spécifiques aux fichiers de résultats et d'erreur. Il ne faut pas oublier d'inscrire ces noms entre des guillemets, comme suit : "nom_fichier.out". Sinon, par défaut, le fichier de résultat et le fichier de sortie, servant à la détection des erreurs, seront nommés out.dat et sys.out respectivement.

Tous les paramètres énumérés précédemment peuvent être donnés dans n'importe quel ordre, tant qu'ils soient compris entre echo '&IN et /'.

La dernière indication de cette commande, séparée d'un pipe (|) du reste de la ligne, sert à spécifier le driver auquel on fait appel pour cette simulation. Dans ce cas-ci, nous avons choisi le driver cmdresFSS, contenu dans le répertoire src à partir duquel on exécute cette commande.

C.1.2 Simulations à Balayage en Fréquence

En ce qui a trait au balayage en fréquence, une commande typique a la forme suivante :

```
echo '&IN nlx1=50 nlz1=50 epaisseur=0.1 10 epsilonr=(1.0,0.0) (2.0,0.0) (1.0,0.0)
(1.0,0.0) lcellx=0.5 lcellz=0.5 lpatchx=0.3 lpatchz=0.3 psi=45 nbf0=10 f0a=0.8 f0b=1.2
unalpha=60 isTE=1 nomfichier="cmdresFSS_exemple.out"
OUTFILE="cmdresFSS_exemple.err"/' | ../src/cmdresFSS
```

Les paramètres nlx1 et nlz1 précisent le nombre de lignes utilisées pour la discrétisation des axes x et z, étape nécessaire pour l'analyse basée sur la Méthode des Lignes.

Tel que son nom l'indique, le paramètre épaisseur spécifie l'épaisseur du diélectrique sur lequel le patch métallique est posé, suivie de l'épaisseur entre la couche métallisée et la source de champ électrique constant. L'épaisseur est toujours donnée en fonction de λ, la longueur d'onde dans le vide.

Le epsilonr, quant à lui, défini les permittivités relatives des quatre couches qui interviennent dans le module cmdresFSS : la première valeur indique le epsilon relatif de la couche d'air sous le substrat, suivi de la permittivité relative du substrat, puis d'un substrat d'air fictif épais, d'au minimum 10 λ, et finalement, le dernier epsilon r se rapporte à la couche d'air au dessus de la source de champ.

Les quantités lcellx, lcellz, lpatchx et lpatchz se réfèrent aux dimensions selon les axes x et z de la cellule et du patch métallique. Ces dimensions sont aussi données en fonction de λ.

Le paramètre psi défini l'angle entre le plan de balayage et l'axe des x. Lorsqu'il n'est pas spécifié dans la ligne de commandes, sa valeur par défaut est 0°.

Les entrées f0a, f0b et nbf0 se rapportent toutes trois spécifiquement au balayage en fréquences. Pour une fréquence centrale quelconque que l'on nommera f0, f0a représente la borne inférieure du balayage et f0b représente la borne inférieure. Donc, selon les valeurs dans l'exemple ci-dessus, le balayage commence à une fréquence inférieure égale à 0.8 fois la fréquence centrale f0 et il se termine à la fréquence supérieure égale à 1.2 fois le f0. La valeur associée à nbf0 indique le nombre de fréquences pour lesquelles les calculs sont effectués. Dans ce cas ci, il y aura des simulations pour 10 fréquences dans l'intervalle de fréquences 0.8*f0 à 1.2*f0, par pas de 0.04*f0 et incluant les deux fréquences aux extrémités.

Le unalpha se rapporte à l'angle alpha, angle d'incidence auquel le balayage en fréquences est lancé, soit 60°. La valeur par défaut du paramètre est de -1, ce qui résulte en un balayage à angle d'incidence pour un nombre de 91 angles, soit de 0° à 90° par pas de 1°. Il est donc impératif de ne pas oublier d'inclure le paramètre unalpha à l'angle auquel on veut effectuer le balayage en fréquence puisque, en cas d'omission, le balayage à angle d'incidence sera simulé malgré la présence des paramètres nbf0, f0a et f0b.

Le isTE se réfère au mode de simulation, qui est le mode TE dans ce cas-ci. Si isTE n'est pas explicitement inscrit dans la ligne de code, il est égal à 1 par défaut. Le mode TE est donc le mode par défaut du driver cmdresFSS. Le isTE se réfère au mode de simulation, qui est le mode TE dans ce cas-ci. Si isTE n'est pas explicitement inscrit dans la ligne de code, il est égal à 1 par défaut. Le mode TE, est donc le mode par défaut du driver cmdresFSS. En effet, deux modes d'excitation sont possibles dans le plan

d'incidence : le mode TE (Transverse Electric) et le mode TM (Transverse Magnetic). Le premier représente le cas où le champ électrique est tangent au plan d'incidence de l'onde, soit le cas de polarisation parallèle. Le second, quant à lui, représente le cas où le champ magnétique est tangent au plan de l'onde, soit le cas de polarisation perpendiculaire.

Les paramètres nomfichier et OUTFILE offrent à l'utilisateur la possibilité de donner des noms spécifiques aux fichiers de résultats et d'erreur. Il ne faut pas oublier d'inscrire ces noms entre des guillemets, comme suit : "nom_fichier.out". Sinon, par défaut, le fichier de résultat et le fichier de sortie, servant à la détection des erreurs, seront nommés out.dat et sys.out respectivement.

Tous les paramètres énumérés précédemment peuvent être donnés dans n'importe quel ordre, tant qu'ils soient compris entre echo '&IN et /'.

La dernière indication de cette commande, séparée d'un pipe (|) du reste de la ligne, sert à spécifier le driver auquel on fait appel pour la simulation en question. Dans ce cas-ci, nous avons choisi le driver cmdresFSS, contenu dans le répertoire src à partir duquel on exécute cette commande.

C.2 Lancement de MoLArSim à l'aide de son Interface Usager Matlab

L'interface usager Matlab permet de lancer tous les drivers de l'application MoLArSim, même ceux qui n'ont pas été augmentés ou développés dans le cadre de ce projet. La fenêtre principale de l'interface comporte quatre touches qui sont associées

aux quatre types de structures pouvant être simulées à l'aide de MoLArSim. Chacune de ces touches nous mènent à une fenêtre secondaire dans laquelle l'usager effectue l'entrée des données nécessaires pour la création et le lancement du script de commande Linux.

La fenêtre principale de l'interface usager a l'allure suivante :

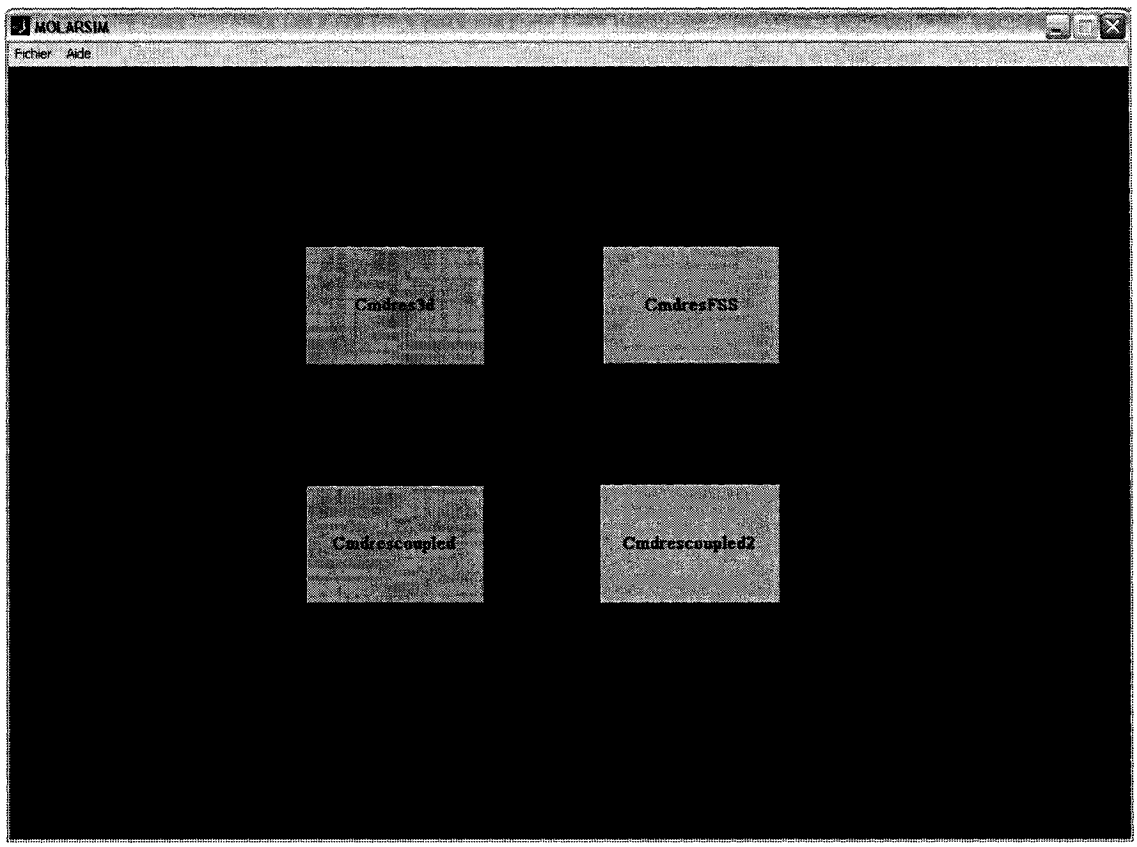


Figure A.3.1 Fenêtre principale de l'interface de MoLARSim

Ces quatre touches mènent à une fenêtre du même nom qui demande un certain nombre d'informations à l'usager. L'interface est codée de manière à valider les données entrées par l'usager et à lui annoncer les corrections qu'il faut apporter advenant le cas où il y a des erreurs. Les messages d'erreur sont fournis à l'usager par l'entremise d'un

fichier de traitement des données créé suite à l'entrée des données, s'ouvrant de façon automatique lors de l'appel de la fonction qui crée le script.

C.2.1 Interface Cmdres3d

La première touche, intitulée Cmdres3d, se réfère à l'exécutable du même nom. Cette interface permet, par l'entremise du driver, de simuler une excitation forcée idéale sur des réseaux périodiques d'antennes plaques couplées par fente.

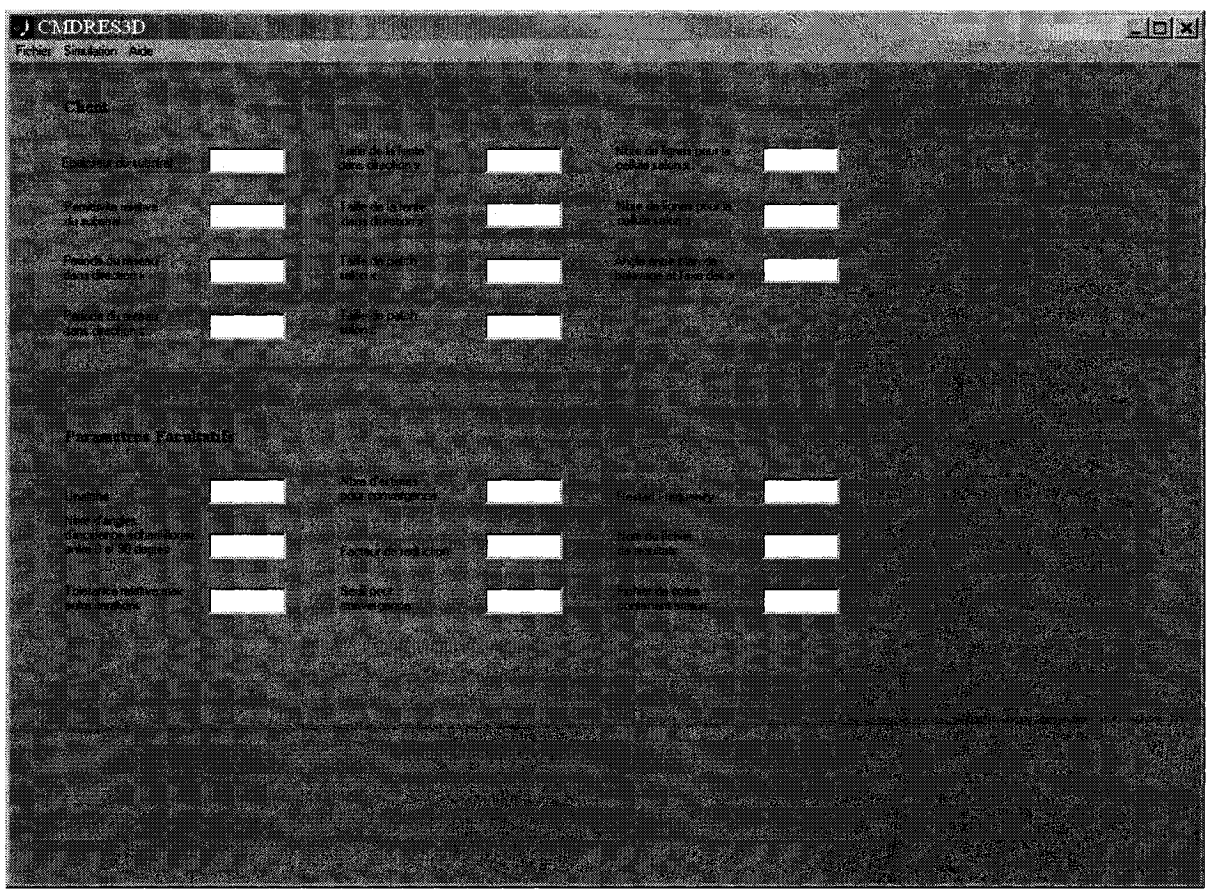


Figure A.3.2 Fenêtre du driver cmdres3D

L'excitation consiste à appliquer un champ électrique constant prédéfini dans la fente. Les réseaux d'antennes considérés sont constitués de résonateurs, dans ce cas ci les plaques, alimentés par couplage à des lignes microruban à travers des fentes pratiquées dans le plan de masse situé sous les résonateurs. Les fentes et les plaques sont parfaitement centrées dans la cellule périodique. Suite à la simulation, les résultats obtenus donnent la valeur du coefficient de réflexion de l'onde de puissance, soit Γ_P, en fonction de la direction de balayage de faisceau du réseau périodique d'antennes.

Afin de lancer une simulation à partir de l'interface cmdres3d, il faut porter une attention particulière à l'entrée des données. Tout d'abord, il y a un certain nombre de paramètres qui doivent obligatoirement être définis avant de lancer la simulation. Il est à noter que toutes les dimensions sont exprimées en multiples de la longueur d'onde dans le vide.

Les paramètres d'entrée pour cette interface sont énumérés ci bas. Les sections 3.2.1.1 à 3.2.1.11 décrivent des quantités obligatoires pour lancer une simulation de l'interface cmdres3d.

Par la suite, les sections 3.2.1.12 à 3.2.1.20 décrivent une série de paramètres facultatifs qui ne sont pas nécessaires pour le lancement de chaque simulation. Certains sont compris dans tous les scripts avec des valeurs par défaut, alors que d'autres ne s'appliquent que dans des cas spécifiques et d'autres encore ne sont utiles que lorsqu'un certain autre paramètre facultatif est appelé.

C.2.1.1 Épaisseur du substrat

Il s'agit ici de l'épaisseur du substrat diélectrique situé entre le plan de masse et la couche de résonateurs. Cette quantité doit être un nombre réel positif non nul.

C.2.1.2 Permittivité relative du substrat

Il faut fournir la permittivité relative du substrat diélectrique situé entre le plan de masse et la couche de résonateurs. Il s'agit d'un nombre réel positif non nul.

C.2.1.3 Période du réseau dans direction x

Cette quantité représente la taille de la cellule périodique dans la direction de l'axe des x. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif non nuls, en multiples de λ.

C.2.1.4 Période du réseau dans direction z

Cette quantité représente la taille de la cellule périodique dans la direction de l'axe des z. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif non nuls, en multiples de λ.

C.2.1.5 Taille de patch selon x

Cette entrée se réfère à la taille de la plaque métallique selon la direction x. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur ou égal à la taille de la cellule dans la direction x, en multiples de λ.

C.2.1.6 Taille de patch selon z

Cette entrée se réfère à la taille de la plaque métallique selon la direction z. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur ou égal à la taille de la cellule dans la direction x, en multiples de λ.

C.2.1.7 Taille de la fente dans direction x

Cette entrée se réfère à la taille de la fente métallique selon la direction x, servant d'excitation au réseau périodique d'antennes couplées par fentes. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur ou égal à la taille de la fente dans la direction x, en multiples de λ.

C.2.1.8 Taille de la fente dans direction z

Cette entrée se réfère à la taille de la fente métallique selon la direction z, servant d'excitation au réseau périodique d'antennes couplées par fentes. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur ou égal à la taille de la fente dans la direction x, en multiples de λ.

C.2.1.9 Nombre de lignes pour la cellule selon x

Il s'agit du nombre de lignes selon la direction de l'axe des x servant à déterminer le nombre de points d'échantillonnage pour la méthode des lignes. Il faut entrer un nombre entier positif non nul pour cette quantité.

C.2.1.10 Nombre de lignes pour la cellule selon z

Il s'agit du nombre de lignes selon la direction de l'axe des z servant à déterminer le nombre de points d'échantillonnage pour la méthode des lignes. Il faut entrer un nombre entier positif non nul pour cette quantité.

C.2.1.11 Angle entre le plan de balayage et l'axe des x

L'angle entre le plan de balayage et l'axe des x est bien sûr l'angle psi. Sa valeur doit avoir la forme d'un nombre réel ou d'un entier positif, compris entre 0 et 90 degrés.

C.2.1.12 Unalpha

Unalpha est le nom du paramètre qui détermine si la simulation lancée se fait pour un seul angle d'incidence ou s'il s'agit d'un balayage d'angles d'incidence. Si le nombre entier associé à cette quantité est supérieur ou égal à 0, les calculs sont effectués pour un seul angle d'incidence alpha ayant la valeur de Unalpha en degrés. Il n'y a donc aucun balayage d'angles dans ce cas. Lorsque l'usager n'entre aucune valeur pour le paramètre ou lorsqu'il entre la valeur de -1, le balayage d'angles d'incidence est sélectionné. En effet, par l'entremise du paramètre 'nbpts', défini à la section suivante, le programme peut effectuer un balayage pour le nombre d'angles spécifié, répartis à intervalles égaux entre 0 et 90 degrés.

C.2.1.13 Nombre d'angles échantillonnés entre 0 et 90 degrés

Comme il fut mentionné plus tôt, l'application nous permet d'effectuer un balayage d'angles. Pour ce faire, il faut entrer un nombre entier positif non nul qui correspond au nombre d'angles échantillonnés. Le programme effectue ainsi un balayage pour le nombre d'angles spécifié, répartis à intervalles égaux entre 0 et 90 degrés. Si aucune valeur n'est spécifiée par l'usager et que la valeur de 'unalpha' est de -1, le programme effectue un balayage à tous les degrés par défaut, pour un total de 91 points entre 0 et 90 degrés.

C.2.1.14 Tolérance relative maximale entre itérations

À l'aide de cette quantité, il est possible de définir la tolérance relative maximale entre les itérations successives du processus d'inversion itératif. Par défaut, cette valeur est de 1e-3, mais il peut s'agir de n'importe quel nombre réel compris entre 0 et 1.

C.2.1.15 Nombre d'estimés pour convergence

Il est aussi possible de définir le nombre d'estimés successifs rencontrant la tolérance "epsilon" à partir duquel la convergence est présumée. Ce nombre d'estimés doit être un nombre entier compris entre 1 et une certaine valeur de borne supérieure nommée UPPER LIMIT, inclusivement.

Par défaut, 3 estimés successifs qui rencontrent la tolérance "epsilon" sont nécessaires pour assurer la convergence. Ceci est quand même assez conservateur et amplement suffisant pour confirmer la convergence dans la vaste majorité des cas.

C.2.1.16 Facteur de réduction

Cette sélection défini le facteur de réduction entre les tolérances successives qui peut être tout nombre réel positif non nul compris entre 0 et 1. Par défaut, le facteur de réduction employé est de 0.5.

C.2.1.17 Seuil pour convergence

Il s'agit ici du seuil du ratio de compression du résidu sous lequel la convergence est présumée. Par défaut, le programme n'utilise pas ce paramètre qui est donc assigné une valeur de 0. Advenant le cas où l'utilisateur aimerait définir ce seuil, celui-ci doit choisir un valeur réelle positive, comprise entre 0 et 1 inclusivement.

C.2.1.18 Restart frequency

La 'restart frequency' est la fréquence de redémarrage employée par les fonctions GMRH et GMRS. Par défaut, celle ci est nulle. Lorsque définie, sa quantité doit être assignée une valeur réelle positive.

C.2.1.19 Fichier de résultats

Le nom du fichier dans lequel les résultats seront donnés peut comporter les caractères spéciaux suivants: le caractère '_', ainsi que tout nombre entier. L'extension '.out' est absolument nécessaire. Tout fichier de résultats est nommé out.dat à moins d'être redéfini ici par l'utilisateur. Les noms de fichiers de résultat pouvant être assignés à partir de l'interface usager sont obligatoirement de la forme Nom_Fichier_Resultat.out.

C.2.1.20 Fichier de sortie contenant erreurs:

Le nom du fichier dans lequel les démarches effectuées par le programme seront inscrites en vue de déceler des erreurs éventuelles peuvent comporter les caractères spéciaux suivants: le caractère '_', ainsi que tout nombre entier. L'extension '.err' est absolument nécessaire. Tout fichier d'erreur généré automatiquement par le programme est nommé sys.out. Les noms de fichiers d'erreur pouvant être assignés à partir de l'interface usager sont obligatoirement de la forme Nom_Fichier_Sortie.err.

C.2.2 Interface CmdresFSS

La seconde touche de l'interface principale, nommée CmdresFSS, se réfère à l'exécutable servant à lancer des simulations de SSF à couche unique. Cette interface permet donc d'exciter une surface à sélection de fréquences à l'aide d'une onde incidente. Il est à noter que ce module est défini pour le cas idéal où aucun lobe de Grating ne serait présent.

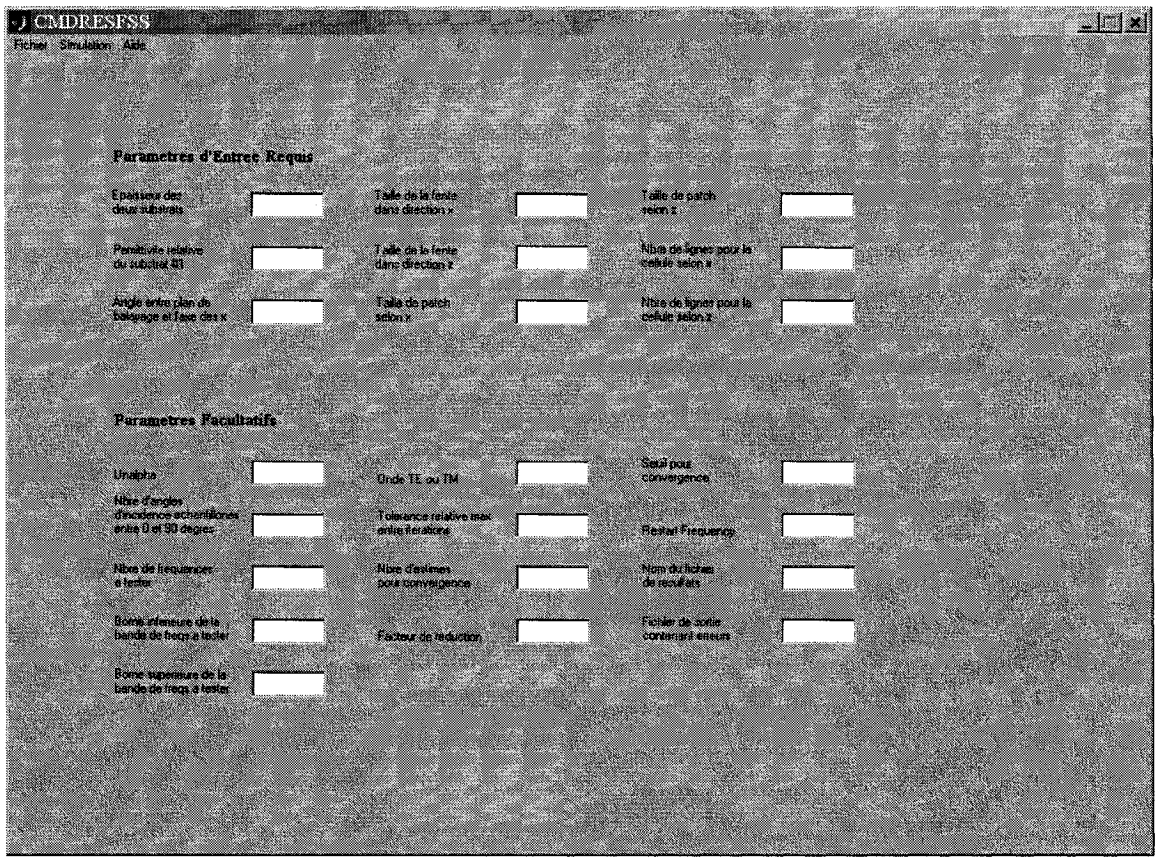


Figure A.3.3 Fenêtre du driver de cmdresFSS

L'excitation consiste à forcer le champ tangentiel *total*, comprenant l'onde incidente et l'onde réfléchie, au-dessus d'un substrat d'air (donc non physique) d'une épaisseur suffisamment grande pour que tous les modes réactifs soient atténués, et que seules les 2 ondes planes (incidente et réfléchie) soient présentes au-dessus de ce substrat fictif. Suite à la simulation, la mesure du champ magnétique tangentiel dans le même plan permet d'obtenir une impédance, qui est ensuite convertie en coefficient de réflexion.

Afin de lancer une simulation à partir de l'interface cmdresFSS, il faut faire attention à certains détails. Tout d'abord, il y a un certain nombre de paramètres qui doivent obligatoirement être définis avant de lancer la simulation. Encore une fois, il faut mentionner que toutes les dimensions sont exprimées en multiples de la longueur d'onde dans le vide.

Les paramètres d'entrée pour cette interface sont énumérés ci bas. Les sections 3.2.2.1 à 3.2.2.9 décrivent des quantités obligatoires pour lancer une simulation de l'interface cmdresFSS.

Par la suite, les sections 3.2.2.10 à 3.2.2.22 décrivent une série de paramètres facultatifs qui ne sont pas nécessaires au lancement d'une simulation. Certains sont compris dans tous les scripts avec des valeurs par défaut, alors que d'autres ne s'appliquent que dans des cas spécifiques et d'autres encore ne sont utiles que lorsqu'un certain paramètre facultatif est appelé.

C.2.2.1 Épaisseurs des deux substrats

Les épaisseurs des deux substrats doivent être données par des nombres réels ou des entiers positifs non nuls, séparés d'un espace. Il s'agit ici d'entrer l'épaisseur du substrat diélectrique suivi de l'épaisseur du substrat fictif d'air qui doit dépasser d'au moins 10 fois la valeur de la longueur d'onde dans le vide. Ceci évidemment pour assurer que tous les modes, autres que le mode fondamental, soient évanescents.

C.2.2.2 Permittivité relative du substrat # 1

La simulation nécessite les permittivités relatives de quatre milieux. La permittivité de l'air sous le substrat, qui est de (1.0, 0.0), la permittivité du substrat # 1, la permittivité du substrat # 2 qui est en fait un substrat d'air fictif très épais, de permittivité (1.0, 0.0) et d'au moins 10 λ d'épaisseur, et finalement la permittivité dans l'air au-dessus du substrat # 2, qui est elle aussi de (1.0, 0.0). Il suffit donc d'entrer au clavier la permittivité du substrat diélectrique qui est un nombre complexe. Pour ce faire, il suffit d'écrire un nombre réel ou entier pour la partie réelle et aussi un nombre réel ou entier pour la partie imaginaire, ces deux parties étant séparées d'une virgule. Par exemple, si le substrat # 1 était aussi de l'air, l'entrée au clavier serait 1.0,0.0.

C.2.2.3 Angle entre le plan de balayage et l'axe des x

L'angle entre le plan de balayage et l'axe des x est bien sûr l'angle psi. Sa valeur doit avoir la forme d'un nombre réel ou d'un entier positif, compris entre 0 et 90 degrés.

C.2.2.4 Taille de la cellule dans la direction x

Cette taille représente la période du réseau dans la direction de l'axe des x. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif non nuls, en multiples de λ.

C.2.2.5 Taille de la cellule dans la direction z

Cette taille représente la période du réseau dans la direction de l'axe des z. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif non nuls, en multiples de λ.

C.2.2.6 Taille de patch dans la direction x

Cette entrée se réfère à la taille de la plaque métallique selon la direction x. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur ou égal à la taille de la cellule dans la direction x, en multiples de λ.

C.2.2.7 Taille de patch dans la direction z

Cette entrée se réfère à la taille de la plaque métallique selon la direction z. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur ou égal à la taille de la cellule dans la direction z, en multiples de λ.

C.2.2.8 Nombre de lignes pour la cellule selon x

Il s'agit du nombre de lignes selon la direction de l'axe des x servant à déterminer le nombre de points d'échantillonnage pour la méthode des lignes. Il faut entrer un nombre entier positif non nul pour cette quantité.

C.2.2.9 Nombre de lignes pour la cellule selon z

Il s'agit du nombre de lignes selon la direction de l'axe des x servant à déterminer le nombre de points d'échantillonnage pour la méthode des lignes. Il faut entrer un nombre entier positif non nul pour cette quantité.

C.2.2.10 Unalpha

Unalpha est le nom du paramètre qui détermine si la simulation lancée se fait pour un seul angle d'incidence ou s'il s'agit d'un balayage d'angles d'incidence. Si le nombre entier associé à cette quantité est supérieur ou égal à 0, les calculs sont effectués pour un seul angle d'incidence alpha ayant la valeur de Unalpha en degrés. Il n'y a donc aucun balayage d'angles dans ce cas. Lorsque l'usager n'entre aucune valeur pour le paramètre ou lorsqu'il entre la valeur de -1, le balayage d'angles d'incidence est sélectionné. En effet, par l'entremise du paramètre 'nbpts', défini à la section suivante, le programme peut effectuer un balayage pour le nombre d'angles spécifié, répartis à intervalles égaux entre 0 et 90 degrés.

C.2.2.11 Nombre d'angles échantillonnés entre 0 et 90 degrés

Comme il fut mentionné plus tôt, l'application nous permet d'effectuer un balayage d'angles. Pour ce faire, il faut entrer un nombre entier positif non nul qui correspond au nombre d'angles échantillonnés. Le programme effectue ainsi un balayage pour le nombre d'angles spécifié, répartis à intervalles égaux entre 0 et 90 degrés. Si aucune valeur n'est spécifiée par l'usager et que la valeur de 'unalpha' est de -1, le programme effectue un balayage à tous les degrés par défaut, pour un total de 91 points entre 0 et 90 degrés.

C.2.2.12 Nombre de fréquences à tester

En ce qui a trait au balayage en fréquence, il est applicable uniquement dans le cas où la quantité unalpha est spécifiée à un angle donné entre 0 et 90 degrés et donc que le nombre d'angles échantillonnés entre 0 et 90 degrés est égal à 1. Ce qui évidemment revient à dire qu'un balayage en fréquence doit se faire à angle d'incidence constant. En tout moment au cours d'une simulation, il n'est possible de balayer que l'angle ou que la fréquence, mais jamais les deux. Le nombre de fréquences à tester doit bien sûr être un nombre entier positif non nul.

C.2.2.13 Borne inférieure de la bande de fréquences à tester

Puisque toutes les dimensions dans la cellule périodique sont données en fonction de λ, il s'ensuit que la fréquence d'opération doit être donnée en fonction de cette même variable. La borne inférieure de la bande de fréquences à tester lors d'un balayage en fréquences doit être un nombre réel non nul compris entre 0 et 1, représentant ainsi un multiple fractionnaire de la fréquence centrale.

À titre d'exemple, une borne inférieure de 0.9 signifie que le balayage débute à une fréquence qui est inférieure de 10% de la fréquence "nominale".

C.2.2.14 Borne supérieure de la bande de fréquences à tester

Dans le cas de la borne supérieure de la bande de fréquences testée lors d'un balayage, le nombre doit être réel et supérieur ou égal à 1. Ceci permet à l'utilisateur de balayer des fréquences supérieures à la fréquence "nominale".

C.2.2.15 Onde TE ou TM

Cette entrée permet à l'utilisateur de sélectionner le mode de l'onde incidente. Lorsque l'entrée est le chiffre 1, l'onde incidente est de mode TE (Transverse Electric), alors que dans le cas où le chiffre vaut 0, l'onde incidente est de mode TM (Transverse Magnetic). Il s'ensuit donc que ce paramètre doit être un nombre entier de valeur 0 ou 1. Par défaut, le programme suppose que l'onde incidente est de mode TE.

C.2.2.16 Tolérance relative maximale entre itérations

À l'aide de cette quantité, il est possible de définir la tolérance relative maximale entre les itérations successives du processus d'inversion itératif. Par défaut, cette valeur est de 1e-3, mais il peut s'agir de n'importe quel nombre réel compris entre 0 et 1.

C.2.2.17 Nombre d'estimés pour convergence

Il est aussi possible de définir le nombre d'estimés successifs rencontrant la tolérance "epsilon" à partir duquel la convergence est présumée. Ce nombre d'estimés doit être un nombre entier compris entre 1 et une certaine valeur de borne supérieure nommée UPPER LIMIT, inclusivement.

Par défaut, 3 estimés successifs qui rencontrent la tolérance "epsilon" sont nécessaires pour assurer la convergence. Ceci est quand même assez conservateur et amplement suffisant pour confirmer la convergence dans la vaste majorité des cas.

C.2.2.18 Facteur de réduction

Cette sélection défini le facteur de réduction entre les tolérances successives, qui peut être tout nombre réel positif non nul compris entre 0 et 1. Par défaut, le facteur de réduction employé est de 0.5.

C.2.2.19 Seuil pour convergence

Il s'agit ici du seuil du ratio de compression du résidu sous lequel la convergence est présumée. Par défaut, le programme n'utilise pas ce paramètre qui est donc assigné une valeur de 0. Advenant le cas où l'utilisateur aimerait définir ce seuil, celui-ci doit choisir un valeur réelle positive, comprise entre 0 et 1 inclusivement.

C.2.2.20 Restart frequency

La 'restart frequency' est la fréquence de redémarrage employée par les fonctions GMRH et GMRS. Par défaut, celle ci est nulle. Lorsque définie, sa quantité doit être assignée une valeur réelle positive.

C.2.2.21 Fichier de résultats

Le nom du fichier dans lequel les résultats seront donnés peut comporter les caractères spéciaux suivants: le caractère '_', ainsi que tout nombre entier. L'extension '.out' est absolument nécessaire. Tout fichier de résultats est nommé out.dat à moins d'être redéfini ici par l'utilisateur. Les noms de fichiers de résultat pouvant être assignés à partir de l'interface usager sont obligatoirement de la forme Nom_Fichier_Resultat.out.

C.2.2.22 Fichier de sortie contenant erreurs:

Le nom du fichier dans lequel les démarches effectuées par le programme seront inscrites en vue de déceler des erreurs éventuelles peuvent comporter les caractères spéciaux suivants: le caractère '_', ainsi que tout nombre entier. L'extension '.err' est absolument nécessaire. Tout fichier d'erreur généré automatiquement par le programme est nommé sys.out. Les noms de fichiers d'erreur pouvant être assignés à partir de l'interface usager sont obligatoirement de la forme Nom_Fichier_Sortie.err.

C.2.3 Interface Cmdrescoupled

La troisième touche de l'interface principale, soit Cmdrescoupled, se rapporte à la fenêtre du même nom. L'exécutable qui lui est associé permet de simuler un couplage par ligne micro ruban. Ceci consiste en fait à exciter un réseau d'antennes à l'aide d'une onde incidente sur une ligne micro ruban, cette dernière étant couplée par fente aux plaques imprimées sur des couches diélectriques supérieures. Cmdrescoupled représente le cas spécifique où nous sommes en présence que d'un seul niveau de résonateur.

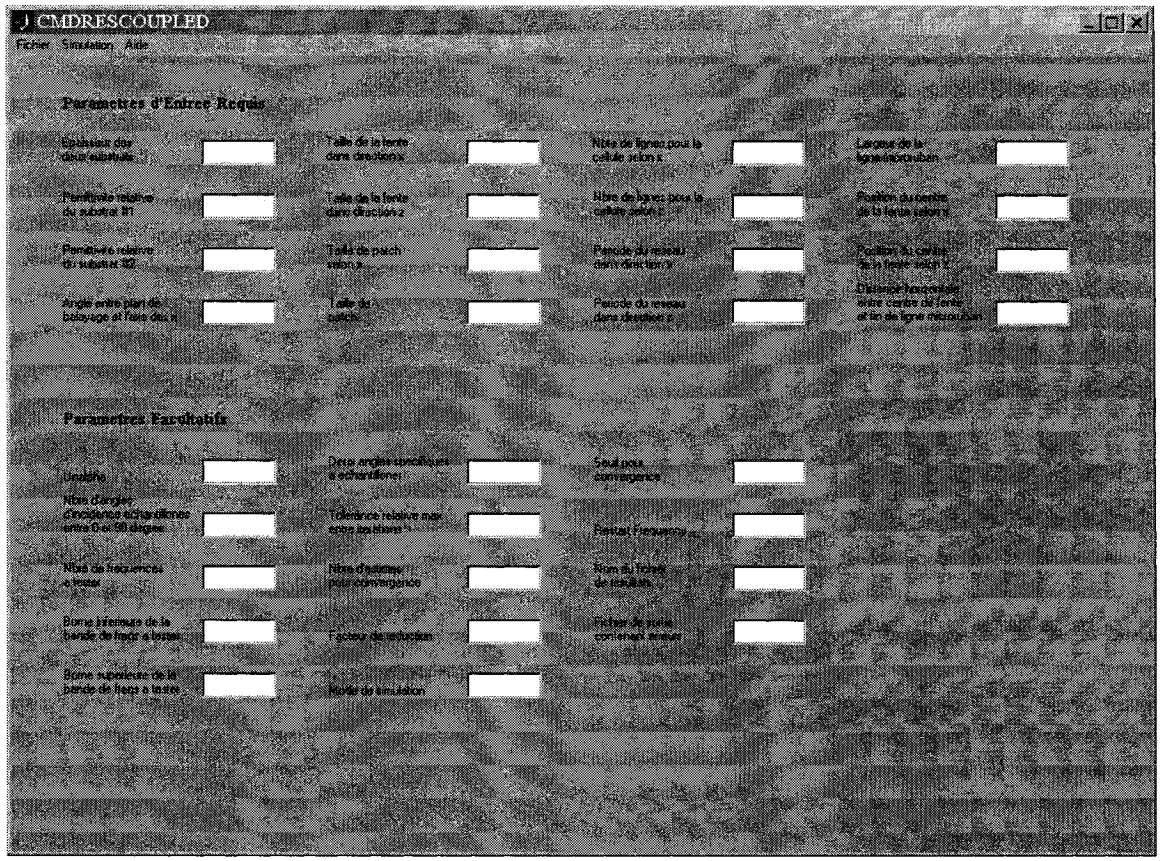


Figure A.3.4 Fenêtre du driver cmdrescoupled

Afin de lancer une simulation à partir de l'interface cmdrescoupled, il faut faire attention à certains détails. Tout d'abord, il y a un certain nombre de paramètres qui doivent obligatoirement être définis avant de lancer la simulation. Encore une fois, il faut mentionner que toutes les dimensions sont exprimées en multiples de la longueur d'onde dans le vide.

Les paramètres d'entrée pour cette interface sont énumérés ci bas. Les sections 3.2.3.1 à 3.2.3.16 décrivent des quantités obligatoires pour lancer une simulation de l'interface cmdrescoupled.

Par la suite, les sections 3.2.3.17 à 3.2.3.30 décrivent une série de paramètres facultatifs qui ne sont pas nécessaires au lancement d'une simulation. Certains sont compris dans tous les scripts avec des valeurs par défaut, alors que d'autres ne s'appliquent que dans des cas spécifiques et d'autres encore ne sont utiles que lorsqu'un certain paramètre facultatif est appelé.

C.2.3.1 Épaisseur des deux substrats

Les épaisseurs des deux substrats doivent être données par des nombres réels ou des entiers positifs non nuls, séparés d'un espace. Il s'agit ici d'entrer l'épaisseur du substrat diélectrique #1 supportant la ligne microruban suivi de l'épaisseur du substrat #2, substrat qui lui supporte les éléments rayonnants imprimés.

C.2.3.2 Permittivité relative du substrat #1

La simulation nécessite les permittivités relatives de cinq milieux. La permittivité de l'air sous le substrat, qui est de (1.0, 0.0), la permittivité du substrat # 1, la permittivité du substrat # 2 qui supporte les éléments rayonnants, le substrat #3 qui est en fait un substrat d'air fictif très épais, de permittivité (1.0, 0.0) et d'au moins 10 λ d'épaisseur, et finalement la permittivité dans l'air au-dessus du substrat # 3, qui est elle aussi de (1.0, 0.0).

Il suffit donc d'entrer au clavier la permittivité du substrat diélectrique qui est un nombre complexe. Pour ce faire, il suffit d'écrire un nombre réel ou entier pour la partie réelle et aussi un nombre réel ou entier pour la partie imaginaire, ces deux parties étant

séparées d'une virgule. Par exemple, si le substrat # 1 était aussi de l'air, l'entrée au clavier serait 1.0,0.0.

Dans cette entrée, il s'agit de fournir la permittivité relative du substrat #1, le substrat supportant la ligne microruban, encore une fois en termes de λ, la longueur d'onde dans le vide.

C.2.3.3 Permittivité relative du substrat #2

Ce paramètre qui a la même forme que le précédent, consiste à donner la permittivité du substrat #2, celui supportant les éléments rayonnants imprimés.

C.2.3.4 Angle entre le plan de balayage et l'axe des x

L'angle entre le plan de balayage et l'axe des x est bien sûr l'angle psi. Sa valeur doit avoir la forme d'un nombre réel ou d'un entier positif, compris entre 0 et 90 degrés.

C.2.3.5 Taille de la fente dans direction x

Cette entrée se réfère à la taille de la fente employée en vue d'exciter la structure selon la direction x. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur à la taille de la cellule dans la direction x, en multiples de λ.

C.2.3.6 Taille de la fente dans direction z

Cette entrée se réfère à la taille de la fente employée en vue d'exciter la structure selon la direction z. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur à la taille de la cellule dans la direction z, en multiples de λ.

C.2.3.7 Taille de patch selon x

Cette entrée se réfère à la taille de la plaque métallique selon la direction x. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur ou égal à la taille de la cellule dans la direction x, en multiples de λ.

C.2.3.8 Taille de patch selon z

Cette entrée se réfère à la taille de la plaque métallique selon la direction z. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur ou égal à la taille de la cellule dans la direction z, en multiples de λ.

C.2.3.9 Nombre de lignes pour la cellule selon x

Il s'agit du nombre de lignes selon la direction de l'axe des x servant à déterminer le nombre de points d'échantillonnage pour la méthode des lignes. Il faut entrer un nombre entier positif non nul pour cette quantité.

C.2.3.10 Nombre de lignes pour la cellule selon z

Il s'agit du nombre de lignes selon la direction de l'axe des z servant à déterminer le nombre de points d'échantillonnage pour la méthode des lignes. Il faut entrer un nombre entier positif non nul pour cette quantité.

C.2.3.11 Période du réseau dans direction x

Cette quantité représente la période du réseau dans la direction de l'axe des x. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif non nuls, en multiples de λ.

C.2.3.12 Période du réseau dans direction z

Cette quantité représente la période du réseau dans la direction de l'axe des z. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif non nuls, en multiples de λ.

C.2.3.13 Largeur de la ligne microruban

Ce paramètre, qui doit être un nombre réel ou entier positif, permet de spécifier la largeur de la ligne microruban, elle aussi en terme de λ.

C.2.3.14 Position du centre de la fente selon x

La position du centre de la fente selon l'axe des x, qui permet de déterminer la position exacte de la fente sous la couche du résonateur, doit être définie à l'aide d'un nombre réel ou entier positif, inférieur à la taille de la cellule selon x.

C.2.3.15 Position du centre de la fente selon z

La position du centre de la fente selon l'axe des z, qui permet de déterminer la position exacte de la fente sous la couche du résonateur, doit être définie à l'aide d'un nombre réel ou entier positif, inférieur à la taille de la cellule selon z.

C.2.3.16 Distance horizontale entre centre de fente et fin de ligne microruban

Il est question ici de la distance horizontale entre le centre de la fente et la fin de la ligne microruban. Lorsque ce paramètre n'est pas égal à -1, la distance doit être spécifiée à l'aide d'un nombre réel ou entier positif non nul, inférieur à la taille de la cellule selon x. Ce bout de ligne microruban sert de "stub" placé en série. Il ajoute une impédance capacitive à l'impédance réelle de la fente.

Une valeur de -1 engendre le calcul automatique de la longueur du tronçon de ligne 'stub' nécessaire pour annuler la partie réactive de l'impédance de la fente lorsque les éléments du réseau sont excités en phase.

C.2.3.17 Unalpha

Unalpha est le nom du paramètre qui détermine si la simulation lancée se fait pour un seul angle d'incidence ou s'il s'agit d'un balayage d'angles d'incidence. Si le nombre entier associé à cette quantité est supérieur ou égal à 0, les calculs sont effectués pour un seul angle d'incidence alpha ayant la valeur de Unalpha en degrés. Il n'y a donc aucun balayage d'angles dans ce cas. Lorsque l'usager n'entre aucune valeur pour le paramètre ou lorsqu'il entre la valeur de -1, le balayage d'angles d'incidence est

sélectionné. En effet, par l'entremise du paramètre 'nbpts', défini à la section suivante, le programme peut effectuer un balayage pour le nombre d'angles spécifié, répartis à intervalles égaux entre 0 et 90 degrés.

C.2.3.18 Nombre d'angles d'incidence échantillonnés entre 0 et 90 degrés

Comme il fut mentionné plus tôt, l'application nous permet d'effectuer un balayage d'angles. Pour ce faire, il faut entrer un nombre entier positif non nul qui correspond au nombre d'angles échantillonnés. Le programme effectue ainsi un balayage pour le nombre d'angles spécifié, répartis à intervalles égaux entre 0 et 90 degrés. Si aucune valeur n'est spécifiée par l'usager et que la valeur de 'unalpha' est de -1, le programme effectue un balayage à tous les degrés par défaut, pour un total de 91 points entre 0 et 90 degrés.

C.2.3.19 Nombre de fréquences à tester

En ce qui a trait au balayage en fréquence, il est applicable uniquement dans le cas où la quantité unalpha est spécifiée à un angle donné entre 0 et 90 degrés et donc que le nombre d'angles échantillonnés entre 0 et 90 degrés est égal à 1. Ce qui évidemment revient à dire qu'un balayage en fréquence doit se faire à angle d'incidence constant. En tout moment au cours d'une simulation, il n'est possible de balayer que l'angle ou que la fréquence, mais jamais les deux. Le nombre de fréquences à tester doit bien sûr être un nombre entier positif non nul.

C.2.3.20 Borne inférieure de la bande de fréquences à tester

Puisque toutes les dimensions dans la cellule périodique sont données en fonction de λ, il s'ensuit que la fréquence d'opération doit être donné en fonction de cette même variable. La borne inférieure de la bande de fréquences à tester lors d'un balayage en fréquences doit être un nombre réel non nul compris entre 0 et 1, représentant ainsi un multiple fractionnaire de la fréquence centrale.

À titre d'exemple, une borne inférieure de 0.9 signifie que le balayage débute à une fréquence qui est inférieure de 10% de la fréquence "nominale".

C.2.3.21 Borne supérieure de la bande de fréquences à tester

Dans le cas de la borne supérieure de la bande de fréquences testée lors d'un balayage, le nombre doit être réel et supérieur ou égal à 1. Ceci permet à l'utilisateur de balayer des fréquences supérieures à la fréquence "nominale".

C.2.3.22 Deux angles spécifiques à échantillonner

Il s'agit ici de deux angles spécifiques devant être échantillonnés, en plus des angles balayés par les 'nbpts' échantillons. Leurs valeurs doivent être des nombres réels ou entiers positifs non nuls, compris entre 0 et 90.

Typiquement, ces paramètres sont utilisés pour spécifier des angles correspondant à l'aveuglement total du réseau. Les valeurs de ces angles peuvent être calculées analytiquement au préalable et s'avèrent utiles pour la validation des résultats de MoLArSim.

C.2.3.23 Tolérance relative maximale entre itérations

À l'aide de cette quantité, il est possible de définir la tolérance relative maximale entre les itérations successives du processus d'inversion itératif. Par défaut, cette valeur est de 1e-3, mais il peut s'agir de n'importe quel nombre réel compris entre 0 et 1.

C.2.3.24 Nombre d'estimés pour convergence

Il est aussi possible de définir le nombre d'estimés successifs rencontrant la tolérance "epsilon" à partir duquel la convergence est présumée. Ce nombre d'estimés doit être un nombre entier compris entre 1 et une certaine valeur de borne supérieure nommée UPPER LIMIT, inclusivement.

Par défaut, 3 estimés successifs qui rencontrent la tolérance "epsilon" sont nécessaires pour assurer la convergence. Ceci est quand même assez conservateur et amplement suffisant pour confirmer la convergence dans la vaste majorité des cas.

C.2.3.25 Facteur de réduction

Cette sélection défini le facteur de réduction entre les tolérances successives, qui peut être tout nombre réel positif non nul compris entre 0 et 1. Par défaut, le facteur de réduction employé est de 0.5.

C.2.3.26 Mode de Simulation

Le 'driver' cmdrescoupled offre deux modes de simulations distincts qui sont spécifiés à l'aide des chiffres 0 ou 1. Le premier, soit celui du réseau d'antennes,

considéré comme étant le mode de simulation par défaut, peut aussi être explicité à l'aide du chiffre 0.

Quant au second mode de simulation, nommé 'waveguide simulator', il procède à la modélisation d'un seul élément placé dans un guide d'ondes. Les trois paramètres spécifiques au balayage de fréquences, soit nbf0, f0a et f0b, sont surtout utilisés dans ce mode, puisque le balayage du faisceau dans un simulateur guide d'onde est lié au balayage de la fréquence. Afin de lancer la simulation dans ce mode, le paramètre doit avoir la valeur 1.

C.2.3.27 Seuil pour convergence

Il s'agit ici du seuil du ratio de compression du résidu sous lequel la convergence est présumée. Par défaut, le programme n'utilise pas ce paramètre qui est donc assigné une valeur de 0. Advenant le cas où l'utilisateur aimerait définir ce seuil, celui-ci doit choisir un valeur réelle positive, comprise entre 0 et 1 inclusivement.

C.2.3.28 Restart frequency

La 'restart frequency' est la fréquence de redémarrage employée par les fonctions GMRH et GMRS. Par défaut, celle ci est nulle. Lorsque définie, sa quantité doit être assignée une valeur réelle positive.

C.2.3.29 Fichier de résultats

Le nom du fichier dans lequel les résultats seront donnés peut comporter les caractères spéciaux suivants: le caractère '_', ainsi que tout nombre entier. L'extension '.out' est absolument nécessaire. Tout fichier de résultats est nommé out.dat à moins d'être redéfini ici par l'utilisateur. Les noms de fichiers de résultat pouvant être assignés à partir de l'interface usager sont obligatoirement de la forme Nom_Fichier_Resultat.out.

C.2.3.30 Fichier de sortie contenant erreurs:

Le nom du fichier dans lequel les démarches effectuées par le programme seront inscrites en vue de déceler des erreurs éventuelles peuvent comporter les caractères spéciaux suivants: le caractère '_', ainsi que tout nombre entier. L'extension '.err' est absolument nécessaire. Tout fichier d'erreur généré automatiquement par le programme est nommé sys.out. Les noms de fichiers d'erreur pouvant être assignés à partir de l'interface usager sont obligatoirement de la forme Nom_Fichier_Sortie.err.

C.2.4 Interface Cmdrescoupled2

La quatrième et dernière touche de l'interface principale, soit Cmdrescoupled2, se rapporte à la fenêtre du même nom. L'exécutable qui lui est associé permet aussi de simuler un couplage par ligne micro ruban, de la même manière que l'interface précédente, soit cmdrescoupled. Encore une fois, il s'agit d'exciter un réseau d'antennes à l'aide d'une onde incidente sur une ligne micro ruban, cette dernière étant couplée par fente aux plaques imprimées sur des couches diélectriques supérieures. Par contre,

cmdrescoupled2 représente le cas où nous sommes en présence de deux niveaux de résonateurs superposés.

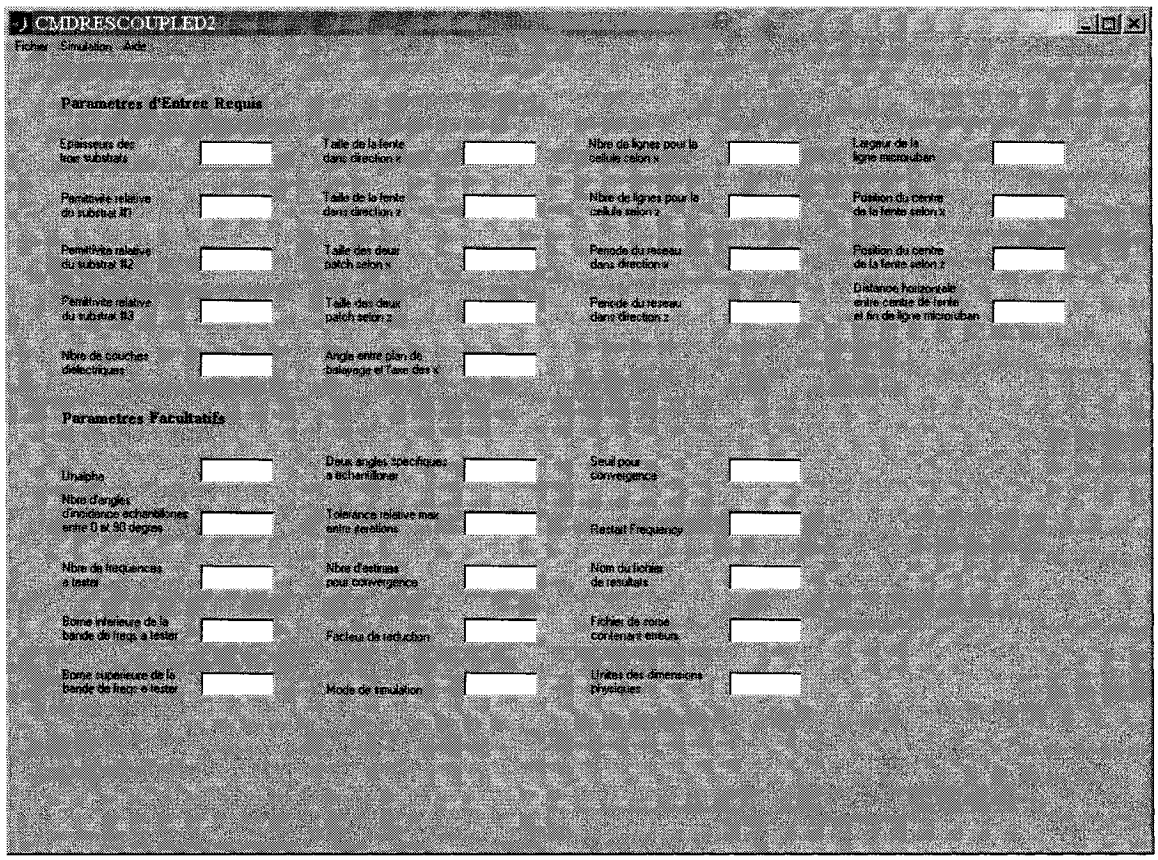


Figure A.3.5 Fenêtre du driver cmdrescoupled2

Afin de lancer une simulation à partir de l'interface cmdrescoupled2, il faut faire attention à certains détails. Tout d'abord, il y a un certain nombre de paramètres qui doivent obligatoirement être définis avant de lancer la simulation. Ici, par opposition aux autres interfaces, les dimensions ne sont pas nécessairement exprimées uniquement en fonction de la longueur dans le vide. Effectivement, en raison des simulateurs guide

d'ondes pouvant être modélisés à l'aide de cette interface, le choix est offert à l'usager d'exprimer les dimensions soit en multiples de la longueur d'onde dans le vide, soit en unités métriques.

Les paramètres d'entrée pour cette interface sont énumérés ci bas. Les sections 3.2.4.1 à 3.2.4.18 décrivent des quantités obligatoires pour lancer une simulation de l'interface cmdrescoupled2.

Par la suite, les sections 3.2.4.19 à 3.2.4.33 décrivent une série de paramètres facultatifs qui ne sont pas nécessaires au lancement d'une simulation. Certains sont compris dans tous les scripts avec des valeurs par défaut, alors que d'autres ne s'appliquent que dans des cas spécifiques et d'autres encore ne sont utiles que lorsqu'un certain paramètre facultatif est appelé.

C.2.4.1 Épaisseur des trois substrats

Les épaisseurs des trois substrats doivent être données par des nombres réels ou des entiers positifs non nuls, séparés d'un espace. Il s'agit ici d'entrer l'épaisseur du substrat diélectrique #1 supportant la ligne microruban suivi de l'épaisseur des substrats #2 et #3, substrats qui eux supportent la première et la deuxième couche d'éléments rayonnants imprimés, respectivement.

C.2.4.2 Permittivité relative du substrat #1

La simulation nécessite les permittivités relatives de six milieux. La permittivité de l'air sous le substrat, qui est de (1.0, 0.0), la permittivité du substrat # 1, la

permittivité du substrat # 2 qui supporte la première couche d'éléments rayonnants, le substrat #3 qui supporte la seconde couche d'éléments rayonnants, le substrat #4 qui est en fait un substrat d'air fictif très épais, de permittivité (1.0, 0.0) et d'au moins 10 λ d'épaisseur, et finalement la permittivité dans l'air au-dessus du substrat # 4, qui est elle aussi de (1.0, 0.0).

Il suffit donc d'entrer au clavier la permittivité du substrat diélectrique qui est un nombre complexe. Pour ce faire, il suffit d'écrire un nombre réel ou entier pour la partie réelle et aussi un nombre réel ou entier pour la partie imaginaire, ces deux parties étant séparées d'une virgule. Par exemple, si le substrat # 1 était aussi de l'air, l'entrée au clavier serait la suivante: 1.0, 0.0.

Dans cette entrée, il s'agit de fournir la permittivité relative du substrat #1 qui est le substrat supportant la ligne microruban.

C.2.4.3 Permittivité relative du substrat #2

Ce paramètre qui a la même forme que le précédent, consiste à donner la permittivité du substrat #2, celui supportant la première couche d'éléments rayonnants imprimés.

C.2.4.4 Permittivité relative du substrat #3

À cette entrée, il faut fournir la permittivité du substrat #3, le substrat supportant la seconde couche d'éléments rayonnants imprimés.

C.2.4.5 Nombre de couches diélectriques

Ce nombre de couches diélectriques, évidemment un nombre entier positif, prend la valeur du nombre de niveaux de résonateurs superposés additionnée de 1, ce qui est dans le cas de cmdrescoupled2 égal à 3

.

C.2.4.6 Taille de la fente dans direction x

Cette entrée se réfère à la taille de la fente employée en vue d'exciter la structure selon la direction x. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur à la taille de la cellule dans la direction x.

C.2.4.7 Taille de la fente dans direction z

Cette entrée se réfère à la taille de la fente employée en vue d'exciter la structure selon la direction z. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif, inférieur à la taille de la cellule dans la direction z.

C.2.4.8 Taille des deux patchs selon x

Cette entrée se réfère à la taille des deux plaques métalliques, une pour chaque couche résonnante, selon la direction x. Il s'agit de deux nombres réels ou de deux entiers positifs, inférieurs ou égaux à la taille de la cellule dans la direction x. Ces deux valeurs doivent être entrées à l'écran une à la suite de l'autre, séparées d'un espace.

C.2.4.9 Taille des deux patchs selon z

Cette entrée se réfère à la taille des deux plaques métalliques, une pour chaque couche résonnante, selon la direction x. Il s'agit de deux nombres réels ou de deux entiers positifs, inférieurs ou égaux à la taille de la cellule dans la direction z. Ces deux valeurs doivent être entrées à l'écran une à la suite de l'autre, séparées d'un espace.

C.2.4.10 Angle entre le plan de balayage et l'axe des x

L'angle entre le plan de balayage et l'axe des x est bien sûr l'angle psi. Sa valeur doit avoir la forme d'un nombre réel ou d'un entier positif, compris entre 0 et 90 degrés.

C.2.4.11 Nombre de lignes pour la cellule selon x

Il s'agit du nombre de lignes selon la direction de l'axe des x servant à déterminer le nombre de points d'échantillonnage pour la méthode des lignes. Il faut entrer un nombre entier positif non nul pour cette quantité.

C.2.4.12 Nombre de lignes pour la cellule selon z

Il s'agit du nombre de lignes selon la direction de l'axe des z servant à déterminer le nombre de points d'échantillonnage pour la méthode des lignes. Il faut entrer un nombre entier positif non nul pour cette quantité.

C.2.4.13 Période du réseau dans direction x

Cette quantité représente la période du réseau dans la direction de l'axe des x. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif non nuls, en multiples de λ.

C.2.4.14 Période du réseau dans direction z

Cette quantité représente la période du réseau dans la direction de l'axe des z. Il s'agit d'un nombre réel ou d'un entier positif non nuls, en multiples de λ.

C.2.4.15 Largeur de la ligne microruban

Ce paramètre, qui doit être un nombre réel ou entier positif, permet de spécifier la largeur de la ligne microruban, elle aussi en terme de λ.

C.2.4.16 Position du centre de la fente selon x

La position du centre de la fente selon l'axe des x, qui permet de déterminer la position exacte de la fente sous la couche du résonateur, doit être définie à l'aide d'un nombre réel ou entier positif, inférieur à la taille de la cellule selon x.

C.2.4.17 Position du centre de la fente selon z

La position du centre de la fente selon l'axe des z, qui permet de déterminer la position exacte de la fente sous la couche du résonateur, doit être définie à l'aide d'un nombre réel ou entier positif, inférieur à la taille de la cellule selon z.

C.2.4.18 Distance horizontale entre centre de fente et fin de ligne microruban

Il est question ici de la distance horizontale entre le centre de la fente et la fin de la ligne microruban. Lorsque ce paramètre n'est pas égal à -1, la distance doit être spécifiée à l'aide d'un nombre réel ou entier positif non nul, inférieur à la taille de la cellule selon x. Ce bout de ligne microruban sert de "stub" placé en série. Il ajoute une impédance capacitive à l'impédance réelle de la fente.

Une valeur de -1 engendre le calcul automatique de la longueur du tronçon de ligne 'stub' nécessaire pour annuler la partie réactive de l'impédance de la fente lorsque les éléments du réseau sont excités en phase.

C.2.4.19 Unalpha

Unalpha est le nom du paramètre qui détermine si la simulation lancée se fait pour un seul angle d'incidence ou s'il s'agit d'un balayage d'angles d'incidence. Si le nombre entier associé à cette quantité est supérieur ou égal à 0, les calculs sont effectués pour un seul angle d'incidence alpha ayant la valeur de Unalpha en degrés. Il n'y a donc aucun balayage d'angles dans ce cas. Lorsque l'usager n'entre aucune valeur pour le paramètre ou lorsqu'il entre la valeur de -1, le balayage d'angles d'incidence est sélectionné. En effet, par l'entremise du paramètre 'nbpts', défini à la section suivante, le programme peut effectuer un balayage pour le nombre d'angles spécifié, répartis à intervalles égaux entre 0 et 90 degrés.

C.2.4.20 Nombre d'angles d'incidence échantillonnés entre 0 et 90 degrés

Comme il fut mentionné plus tôt, l'application nous permet d'effectuer un balayage d'angles. Pour ce faire, il faut entrer un nombre entier positif non nul qui correspond au nombre d'angles échantillonnés. Le programme effectue ainsi un balayage pour le nombre d'angles spécifié, répartis à intervalles égaux entre 0 et 90 degrés. Si aucune valeur n'est spécifiée par l'usager et que la valeur de 'unalpha' est de -1, le programme effectue un balayage à tous les degrés par défaut, pour un total de 91 points entre 0 et 90 degrés.

C.2.4.21 Nombre de fréquences à tester

En ce qui a trait au balayage en fréquence, il est applicable uniquement dans le cas où la quantité unalpha est spécifiée à un angle donné entre 0 et 90 degrés et donc que le nombre d'angles échantillonnés entre 0 et 90 degrés est égal à 1. Ce qui évidemment revient à dire qu'un balayage en fréquence doit se faire à angle d'incidence constant. En tout moment au cours d'une simulation, il n'est possible de balayer que l'angle ou que la fréquence, mais jamais les deux. Le nombre de fréquences à tester doit bien sûr être un nombre entier positif non nul.

C.2.4.22 Borne inférieure de la bande de fréquences à tester

Puisque toutes les dimensions dans la cellule périodique sont données en fonction de λ, il s'ensuit que la fréquence d'opération doit être donnée en fonction de cette même variable. La borne inférieure de la bande de fréquences à tester lors d'un balayage en fréquences doit être un nombre réel non nul compris entre 0 et 1,

représentant ainsi un multiple fractionnaire de la fréquence centrale. À titre d'exemple, une borne inférieure de 0.9 signifie que le balayage débute à une fréquence qui est inférieure de 10% de la fréquence "nominale".

C.2.4.23 Borne supérieure de la bande de fréquences à tester

Dans le cas de la borne supérieure de la bande de fréquences testée lors d'un balayage, le nombre doit être réel et supérieur ou égal à 1. Ceci permet à l'utilisateur de balayer des fréquences supérieures à la fréquence "nominale".

C.2.4.24 Deux angles spécifiques à échantillonner

Il s'agit ici de deux angles spécifiques devant être échantillonnés, en plus des angles balayés par les 'nbpts' échantillons. Leurs valeurs doivent être des nombres réels ou entiers positifs non nuls, compris entre 0 et 90.

Typiquement, ces paramètres sont utilisés pour spécifier des angles correspondant à l'aveuglement total du réseau. Les valeurs de ces angles peuvent être calculées analytiquement au préalable et s'avèrent utiles pour la validation des résultats de MoLArSim.

C.2.4.25 Tolérance relative maximale entre itérations

À l'aide de cette quantité, il est possible de définir la tolérance relative maximale entre les itérations successives du processus d'inversion itératif. Par défaut, cette valeur est de 1e-3, mais il peut s'agir de n'importe quel nombre réel compris entre 0 et 1.

C.2.4.26 Nombre d'estimés pour convergence

Il est aussi possible de définir le nombre d'estimés successifs rencontrant la tolérance "epsilon" à partir duquel la convergence est présumée. Ce nombre d'estimés doit être un nombre entier compris entre 1 et une certaine valeur de borne supérieure nommée UPPER LIMIT, inclusivement.

Par défaut, 3 estimés successifs qui rencontrent la tolérance "epsilon" sont nécessaires pour assurer la convergence. Ceci est quand même assez conservateur et amplement suffisant pour confirmer la convergence dans la vaste majorité des cas.

C.2.4.27 Facteur de réduction

Cette sélection défini le facteur de réduction entre les tolérances successives, qui peut être tout nombre réel positif non nul compris entre 0 et 1. Par défaut, le facteur de réduction employé est de 0.5.

C.2.4.28 Mode de Simulation

Le 'driver' cmdrescoupled offre deux modes de simulations distincts qui sont spécifiés à l'aide des chiffres 0 ou 1. Le premier, soit celui du réseau d'antennes, considéré comme étant le mode de simulation par défaut, peut aussi être explicité à l'aide du chiffre 0.

Quant au second mode de simulation, nommé 'waveguide simulator', il procède à la modélisation d'un seul élément placé dans un guide d'ondes. Les paramètres spécifiques au balayage de fréquences, soit nbf0, f0a et f0b, sont surtout utilisés dans ce

mode, puisque le balayage du faisceau dans un simulateur guide d'onde est lié au balayage de la fréquence. Afin de lancer la simulation dans ce mode, le paramètre doit avoir la valeur 1.

C.2.4.29 Seuil pour convergence

Il s'agit ici du seuil du ratio de compression du résidu sous lequel la convergence est présumée. Par défaut, le programme n'utilise pas ce paramètre qui est donc assigné une valeur de 0. Advenant le cas où l'utilisateur aimerait définir ce seuil, celui-ci doit choisir un valeur réelle positive, comprise entre 0 et 1 inclusivement.

C.2.4.30 Restart frequency

La 'restart frequency' est la fréquence de redémarrage employée par les fonctions GMRH et GMRS. Par défaut, celle ci est nulle. Lorsque définie, sa quantité doit être assignée une valeur réelle positive.

C.2.4.31 Fichier de résultats

Le nom du fichier dans lequel les résultats seront donnés peut comporter les caractères spéciaux suivants: le caractère '_', ainsi que tout nombre entier. L'extension '.out' est absolument nécessaire. Tout fichier de résultats est nommé out.dat à moins d'être redéfini ici par l'utilisateur. Les noms de fichiers de résultat pouvant être assignés à partir de l'interface usager sont obligatoirement de la forme Nom_Fichier_Resultat.out.

C.2.4.32 Fichier de sortie contenant erreurs:

Le nom du fichier dans lequel les démarches effectuées par le programme seront inscrites en vue de déceler des erreurs éventuelles peuvent comporter les caractères spéciaux suivants: le caractère '_', ainsi que tout nombre entier. L'extension '.err' est absolument nécessaire. Tout fichier d'erreur généré automatiquement par le programme est nommé 'sys.out'. Les noms de fichiers d'erreur pouvant être assignés à partir de l'interface usager sont obligatoirement de la forme Nom_Fichier_Sortie.err.

C.2.4.33 Unités des dimensions physiques

Dans l'interface cmdrescoupled2, le choix des unités des dimensions physiques est offert. Le chiffre 0 indique que les dimensions physiques de la structure sont données en termes de λ, la longueur d'onde dans le vide. Cette forme est employée par défaut et il n'est donc pas nécessaire de fournir une valeur au paramètre.

Par contre, lorsqu'on désire spécifier les dimensions physiques en terme de mètres, cette entrée doit prendre une valeur de 1.

ANNEXE D MANUEL D'UTILISATION DU LOGICIEL MoLArSim

Contrairement au Guide Usager de l'Interface MATLAB du logiciel MoLARSim, présenté à l'Annexe 3, ce manuel d'utilisation se veut un guide simplifié. Il se limite aux exécutables permettant de simuler diverses configurations de SSF et donne des indications quant au lancement des programmes directement à partir du terminal Linux. Ceci offre une plus grande flexibilité à l'utilisateur, lui donnant des indications claires pour permettre la simulation de SSF diverses, dont les motifs ne sont pas inclus par défaut dans le programme.

En ce moment, chaque configuration peut être simulée à l'aide de deux ensembles de driver distincts qui permettent d'exciter une surface à sélection de fréquences à l'aide d'une onde incidente. Le premier set de drivers permet de simuler des structures planaires périodiques de une à dix couches excitées par une source de champ E située à 10 λ au dessus de la structure. L'excitation consiste à forcer le champ tangentiel *total*, comprenant l'onde incidente et l'onde réfléchie, au-dessus d'un substrat d'air (donc non physique) d'une épaisseur suffisamment grande pour que tous les modes réactifs soient atténués et que seules les 2 ondes planes (incidente et réfléchie) soient présentes au-dessus de ce substrat fictif. Suite à la simulation, la mesure du champ magnétique tangentiel dans le même plan permet d'obtenir une impédance, qui elle est convertie en coefficient de réflexion.

Il est à noter que cet ensemble de modules est défini pour le cas idéal où aucun lobe de Grating ne serait présent et n'est donc valide que pour des cellules périodiques ayant des dimensions inférieures à 0.5 λ. Par ailleurs, ces drivers ne permettent pas de déterminer la phase du coefficient de réflexion pour les incidences obliques. Le premier set de drivers limite donc notre étude aux incidences normales et fournit comme résultats les coefficients de réflexion et de transmission de la structure.

Le deuxième ensemble de drivers, quant à lui, permet de simuler les mêmes structures mais en employant une excitation par source de courant J située à 10 λ au dessus de la structure. Ceci permet de déterminer l'amplitude et la phase des coefficients de réflexion des structures étudiées à n'importe quel angle d'incidence. Tous les drivers de MoLARSim traitant de structures multicouches permettent aussi l'ajout d'un plan de masse à une certaine hauteur en dessous de la structure.

En vue de lancer des simulations qui correspondent exactement aux structures voulues, il serait utile de débuter par une définition des paramètres d'entrée pour les commandes dans le terminal Linux, ainsi que le driver correspondant qu'il faudra employer selon le cas.

Afin de permettre au driver de saisir les paramètres entrés à l'écran par l'utilisateur, un groupe NAMELIST est employé.[57] Ce dernier est déclaré à l'aide de l'identificateur NAMELIST qui permet le transfert de données de format et d'ordre non spécifié au préalable. Ce groupe associe à une liste de variables un nom de groupe unique. Cette définition utilise le nom de groupe afin de déterminer quelles variables

[57] HP FORTRAN Manual P. 10-126

doivent être lues et quelles doivent être écrites. La syntaxe de la commande est la suivante :

```
NAMELIST/nom de groupe/liste de variables [ [,]/nom de groupe 2/ liste de variables 2/nom de groupe 3/ liste de variables 3/...
```

La liste de variables peut aussi bien contenir des vecteurs de données que des quantités simples, toutes ces variables étant séparées d'une virgule.

Tous les driver permettent l'entrée des paramètres suivants, tel qu'illustré par le groupe NAMELIST suivant :

```
NAMELIST/IN/nlx1,nlz1,epaisseur,epsilonr,lcellx,lcellz,lpatchx,lpatchz, &
    &   nomfichier,psi,epsilon,nconv,&
    &   fac_eps,seuilconv,unalpha,rfreq,nbpts,OUTFILE,&
    &   f0a,f0b,nbf0,isTE,MapEFile,MapHFile,dx,dz
```

C'est à l'aide de ce groupe NAMELIST que les données sont associées au nom des variables. Il est important de noter que tous les paramètres qui se rapportent à des dimensions sont exprimés en multiples de la longueur d'onde dans le vide.

D.1 Paramètres d'Entrée

Les paramètres énumérés dans la NAMELIST ne doivent pas être nécessairement définis à chaque appel de simulation puisque bon nombre d'entre eux

ont des valeurs par défaut préalablement spécifiées dans les drivers du logiciel. Certains doivent par contre être définis à tout coup. C'est sur ces paramètres que l'on va se pencher en premier lieu.

D.1.1 Paramètres Obligatoires

Tout d'abord, les paramètres 'nlx1' et 'nlz1' se rapportent aux nombres de linges, selon les axes x et z respectivement, et servent à déterminer le nombre de points d'échantillonnage pour l'analyse par méthode des lignes. Il faut donc entrer un nombre entier positif non nul pour ces quantités.

L'entrée 'épaisseur' est suivie des épaisseurs de chaque substrat qui doivent être des nombres réels positifs non nuls, séparés d'un espace. Dans le cas de cmdresFSS, il s'agit d'entrer l'épaisseur du substrat diélectrique sur lequel est posé la première couche de métallisation suivi de l'épaisseur du substrat fictif d'air qui doit dépasser d'au moins 10 fois la valeur de la longueur d'onde dans le vide. Ceci évidemment a pour but d'assurer que tout mode autre que le mode fondamental soit évanescent.

Les entrées 'lcellx' et 'lcellz' représentent la période du réseau dans les directions x et z, respectivement et 'lpatchx' et 'lpatchz' se réfèrent à la taille des plaques métalliques selon les directions x et z, respectivement. Chacune de ces entrées doit être un nombre réel positif non nul, avec 'lpatchx' et 'lpatchz' inférieurs ou égaux à la dimension 'lcellx' et 'lcellz' correspondante.

Le dernier paramètre obligatoire, soit 'epsr', se rapporte aux permittivités relatives des quatre milieux nécessaires à la simulation d'une SSF à une couche. La

permittivité de l'air sous le substrat, qui est de (1.0, 0.0), la permittivité du substrat # 1, la permittivité du substrat # 2 qui est en fait un substrat d'air fictif très épais, de permittivité (1.0, 0.0) et d'au moins 10 λ d'épaisseur, et finalement la permittivité dans l'air au-dessus du substrat # 2, qui est elle aussi de (1.0, 0.0). Il suffit donc d'entrer au clavier la permittivité du substrat diélectrique qui est en notation complexe. Donc, pour un substrat diélectrique de permittivité X quelconque, l'entrée a l'allure suivante : 'epsr = (1.0,0.0) (X,0.0) (1.0,0.0) (1.0,0.0)'.

D.1.2 Paramètres Facultatifs

Il faut maintenant expliquer la série de paramètres facultatifs au lancement d'une simulation. Certains sont incus dans tous les scripts avec des valeurs par défaut, d'autres ne s'appliquent que dans des cas spécifiques et quelques uns ne sont utiles que lorsqu'un autre paramètre facultatif est défini.

L'entrée 'psi', nombre réel positif définissant l'angle entre le plan de balayage et l'axe des x, détient une valeur par défaut de 0 degrés lorsque l'utilisateur ne la spécifie pas. Il peut prendre toute valeur réelle entre 0 et 90 degrés.

'Unalpha' est le paramètre qui détermine si la simulation lancée se fait pour un seul angle d'incidence ou s'il s'agit d'un balayage d'angles d'incidence. Si le nombre entier associé à cette quantité est supérieur ou égal à 0, les calculs sont effectués pour un seul angle d'incidence ayant la valeur de 'unalpha' en degrés. Lorsque l'usager n'entre aucune valeur pour le paramètre ou lorsqu'il entre la valeur de -1, le balayage d'angles d'incidence est sélectionné. En effet, par l'entremise du paramètre 'nbpts', nombre

entier positif non nul qui correspond au nombre d'angles échantillonnés, le programme peut effectuer un balayage pour le nombre d'angles spécifié, répartis à intervalles égaux entre 0 et 90 degrés. Si 'nbpts' n'est pas spécifiée par l'usager et que la valeur de 'unalpha' est de -1, le programme effectuera un balayage d'angles à tous les degrés, pour un total de 91 points.

En ce qui a trait au balayage en fréquence, il est applicable uniquement dans le cas où la quantité unalpha est égale à une valeur donnée entre 0 et 90 degrés, ce qui revient à dire que 'nbpts', le nombre d'angles échantillonnés entre 0 et 90 degrés, est égal à 1. Un balayage en fréquence doit donc se faire à angle d'incidence constant. En tout moment au cours d'une simulation, il est possible d'effectuer un balayage soit d'angle, soit en fréquence, mais jamais les deux simultanément. Le nombre de fréquences à tester, 'nbf0', doit bien sûr être un nombre entier positif non nul.

Puisque toutes les dimensions dans la cellule périodique sont données en fonction de la longueur d'onde dans le vide λ, il s'ensuit que la fréquence d'opération doit être donné en fonction de cette même variable. La borne inférieure de la bande de fréquences à tester, 'f0a', lors d'un balayage en fréquences doit être un nombre réel non nul compris entre 0 et 1, représentant ainsi un multiple fractionnaire de la fréquence centrale. À titre d'exemple, une borne inférieure de 0.9 signifie que le balayage débute à une fréquence inférieure de 10% de la fréquence "nominale". Dans le cas de la borne supérieure de la bande de fréquences testée lors d'un balayage, 'f0b', le nombre doit être réel et supérieur ou égal à 1. Ce paramètre permet à l'utilisateur de balayer des fréquences supérieures à la fréquence "nominale".

Deux modes d'excitation sont possibles dans le plan d'incidence : le mode TE (Transverse Electric) et le mode TM (Transverse Magnetic). Le premier représente le cas où le champ électrique est tangent au plan d'incidence de l'onde, soit le cas de polarisation parallèle. Le second, quant à lui, représente le cas où le champ magnétique est tangent au plan de l'onde, soit le cas de polarisation perpendiculaire. L'entrée 'isTE' permet à l'utilisateur de sélectionner le mode de l'onde incidente. Lorsque l'entrée est égale à 1, l'onde incidente est de mode TE, alors que dans le cas où elle vaut 0, l'onde incidente est de mode TM. Il s'ensuit donc que ce paramètre doit être un nombre entier de valeur 0 ou 1. Par défaut, le programme suppose que l'onde incidente est de mode TE.

À l'aide de la quantité 'epsilon', il est possible de définir la tolérance relative maximale entre les itérations successives du processus d'inversion itératif. Par défaut, cette valeur est de 1e-3, mais il peut s'agir de n'importe quel nombre réel compris entre 0 et 1.

Il est aussi possible de définir le nombre d'estimés successifs, 'nconv', rencontrant la tolérance "epsilon" à partir de laquelle la convergence est présumée. Ce nombre d'estimés doit être un nombre entier compris entre 1 et une certaine valeur de borne supérieure nommée UPPER LIMIT, inclusivement. Par défaut, 'nconv' est égal à 3, ce qui veut dire que 3 estimés successifs doivent rencontrés la tolérance "epsilon" pour assurer la convergence. Ceci est quand même assez conservateur et amplement suffisant pour confirmer la convergence dans la vaste majorité des cas.

Aussi, 'fac_eps' défini le facteur de réduction entre les tolérances successives, qui peut être tout nombre réel positif non nul compris entre 0 et 1. Par défaut, le facteur de réduction employé est de 0.5.

L'entrée 'seuil_conv' se rapporte au seuil du ratio de compression du résidu sous lequel la convergence est présumée. Par défaut, le programme n'utilise pas ce paramètre auquel est donc assigné une valeur de 0. Advenant le cas où l'utilisateur aimerait définir un tel seuil, celui-ci doit choisir un valeur réelle positive, comprise entre 0 et 1 inclusivement.

La 'rfreq' est la fréquence de redémarrage employée par les fonctions GMRH et GMRS. Par défaut, celle ci est nulle. Lorsque celle-ci est explicitée, sa quantité doit être assignée une valeur réelle positive.

Le paramètre 'nomfichier' permet d'entrer à l'écran le nom du fichier dans lequel les résultats seront sauvegardés. Tout fichier de résultats est nommé out.dat à moins d'être redéfini par l'utilisateur. Les noms de fichiers de résultat doivent être assignés à 'nomfichier' de la façon suivante : nomfichier= "Nom_Fichier_Resultat.out". Il ne faut pas oublier les guillemets.

Le nom du fichier dans lequel les démarches effectuées par le programme seront inscrites en vue de déceler des erreurs éventuelles est entré à l'écran à l'aide de la variable 'OUTFILE'. Le fichier d'erreur généré automatiquement par le programme est nommé sys.out.

Les entrées 'dx' et 'dz' sont employées dans le cas où l'on veut décentrer un patch métallique rectangulaire. 'dx' assure le déplacement selon l'axe des x, alors que

'dz' effectue un déplacement selon l'axe des z. Les entrées 'MapEFile' et 'MapHFile' sont employées dans le cas où on voudrait simuler une couche métallique non rectangulaire, en envoyant son schéma particulier des lignes E contenant du métal à partir d'un fichier texte associé au premier paramètre et le schéma des lignes H à l'aide d'un fichier texte associé au second paramètre. Ces quatre derniers paramètres seront expliqués plus en détail dans les sections qui suivent puisqu'il s'agit de cas particulier nécessitant parfois une modification des drivers ainsi qu'une recompilation du code.

D.2 Définition d'un Plan de Masse

Afin de simuler un plan de masse, il suffit de définir une couche pleine comme première couche, soit celle du bas, de la structure. Ceci peut être accompli en assignant la même valeur aux entrées lcellx et lpatchx, ainsi que pour les entrées lcellz et lpatchz. Par exemple, pour une SSF composée d'un plan de masse au dessus duquel on retrouve une structure planaire périodique ayant des cellules de 0.5 λ x 0.5 λ composée de patchs métalliques rectangulaires de dimensions 0.25 λ x 0.2 λ centrées dans la cellule, les entrées pour lcellx, lcellz, lpatchx et lpatchz seraient comme suit :

```
lcellx= 0.5 0.5   lcellz = 0.5 0.5   lpatchx = 0.5 0.25   lpatchz = 0.5 0.2
```

D.3 Couche métallique définie à l'aide de PDE TOOLBOX

L'entrée des paramètres par l'entremise d'une commande fonctionne uniquement pour la définition des patchs métalliques rectangulaires. Lorsque les formes métalliques pour une couche spécifique diffèrent des carrés et des rectangles habituels, il est nécessaire de dessiner la forme voulue à l'aide d'une boîte à outils du logiciel Matlab nommé PDE Toolbox. Cette boîte à outils, utilisée normalement dans la résolution d'équations différentielles partielles, offre un outil graphique intéressant, permettant de retrouver à l'aide de légères manipulations les map_metalE et map_metalH nécessaires à la définition d'une couche dans le logiciel MoLARSim.

En effet, en dessinant la forme voulue dans une fenêtre de PDE Toolbox ajustée aux nombres de lignes désirées pour la cellule de simulation, il est possible de retrouver les points d'intersection des lignes E et H dans les directions x et z où nous sommes en présence de métal. Les deux schématisations de cette métallisation pour les lignes E et H, dénotées par map_metalE et map_metalH respectivement, sont donc retrouvées facilement et sauvegardées dans des fichiers textes.

Les dessins pouvant être effectués dans PDE toolbox sont basés sur quatre objets de base : des cercles, des ellipses, des rectangles et des polygones. Il est possible d'obtenir une multitude de formes en additionnant et en soustrayant des configurations de ces divers objets. Ceux-ci peuvent être dessinés dans l'interface graphique usager directement ou, pour une précision quant aux dimensions et coordonnées, les formes

peuvent être définies dans des fichiers .m et envoyées par la suite à la boîte à outils à des fins de visualisation. Une fenêtre typique de PDE toolbox a l'allure suivante :

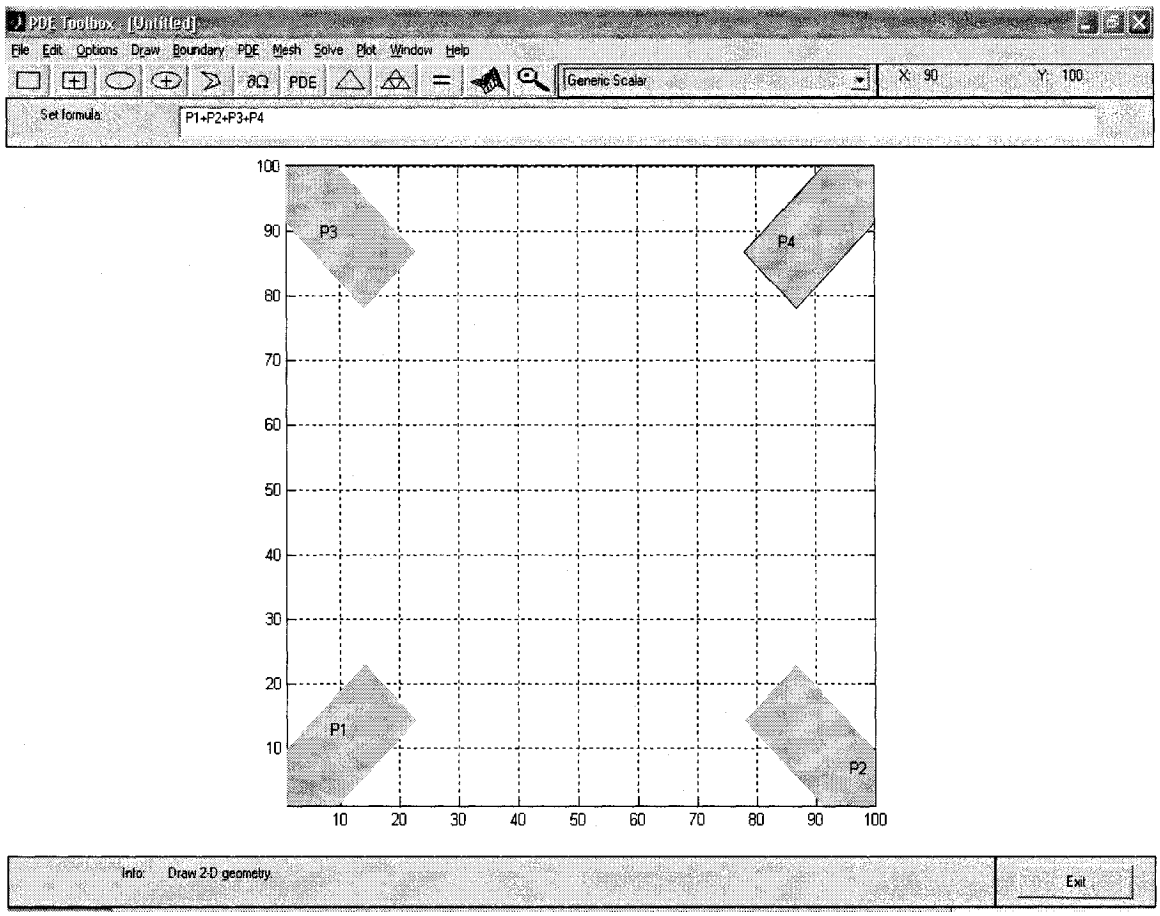


Figure A.4.1 Fenêtre de la boîte à outils PDE de MATLAB

Dans cette fenêtre, on peut voir le dessin de quatre polygones dans une cellule périodique d'une SSF composée de motifs métalliques en forme de croix inclinées à 45 degrés. La cellule a été définie pour une modélisation par MoL de 100 lignes x 100 lignes. Tous les ajustements d'axes, ainsi que le dimensionnement et le positionnement des formes du dessin ont été définis à l'aide du fichier Pdemodel_1.m disponible à

l'annexe 1. Un maillage à plusieurs degrés de raffinement retourne les coordonnées entières des points se trouvant dans les parties métallisées, ce qui permet de reconstruire les matrices nécessaires pour la définition de la forme dans le logiciel en tant que tel.

Les matrices ainsi trouvées sont sauvegardées dans des fichiers textes et doivent par la suite être envoyées au logiciel lors de l'entrée des données. Les couches définies à l'aide de fichiers font appel à une fonction particulière du réseau intitulée pattern_from_pde et le driver doit être modifié en conséquence afin de permettre l'inclusion de tels motifs. Par exemple, dans le driver cmdresFSS, si l'on veut que la couche de métallisation ait un motif non rectangulaire, il suffit de substituer l'appel à la fonction rectangular_patch_centered ou à la fonction rectangular_patch_off_center, tout dépendant de ce qui se retrouvait dans le contenu du PROGRAM cmdresFSS, par la ligne CALL pattern_from_pde(MapEFile,MapHFile,1). Les deux premiers paramètres de la fonction pattern_from_pde se réfèrent aux noms d'indicateurs donnés aux fichiers contenant les schématisations métalliques, alors que le chiffre 1 à la fin se rapporte au numéro de la couche auquel ce motif doit être appliqué. Dans le cas de cmdresFSS, il n'y a qu'une seule couche possible mais il faut tout de même spécifier son numéro.

Une fois le driver recompilé à l'aide de la commande gmake dans le terminal Linux, il suffit maintenant d'entrer correctement la commande dans le terminal. Un exemple de commande pour un angle d'incidence à 0 degrés et une forme de métallisation définie à l'aide des fichiers "mapE.out" et "mapH.out" serait la suivante :

```
echo '&IN nlx1=50 nlz1=50 epaisseur=0.2 10 epsilonr=(1.0,0.0) (1.0,0.0) (1.0,0.0)
(1.0,0.0) lcellx=0.5 lcellz=0.5 lpatchx=0 lpatchz=0 psi=0 unalpha=0 isTE=1
MapEFile="mapE.out" MapHFile="mapH.out" nomfichier="cmdresFSS_exemple.out"
OUTFILE="cmdresFSS_exemple.err"/' | ../src/cmdresFSS
```

Il faut noter que les paramètres lpatchx et lpatchz sont ici égaux à 0 puisque l'on veut une forme métallique définie à l'aide des matrices contenues dans les fichiers. Par ailleurs, il est important d'inclure les entrées MapEFile et MapHFile en leur attribuant les fichiers correspondants appropriés. Ces fichiers doivent bien sûr se retrouver dans le même répertoire que l'exécutable cmdresFSS.

Cet exercice peut être répété pour n'importe lequel des drivers de MoLARSim. Il suffit à chaque fois de s'assurer que le driver fait bel et bien un appel à la fonction pattern_from_pde à la couche voulue et sinon, il s'assurer de compiler le driver après avoir modifié correctement l'appel. L'ajout d'une couche de forme non rectangulaire peut être effectuée pour tous les drivers, qu'ils soient multicouches ou non.

Il serait même possible de créer un driver pouvant recevoir des données pour plusieurs couches non métalliques. Il suffirait d'ajouter plusieurs appels à la fonction pattern_from_pde et de rajouter d'autres paramètres d'entrées dans la NAMELIST pour saisir au clavier le nom des fichiers correspondant à chaque couche.

D.4 Déplacement d'un motif centré selon les directions x et/ou z

Afin de permettre le déplacement d'un patch rectangulaire centré selon les directions x et/ou z, une nouvelle fonction intitulée rectangular_patch_off_center fut créée. Celle-ci peut être incorporée dans tous les drivers, de la même manière que la fonction pattern_from_pde. Un appel à la fonction déplacement a la forme suivante :

```
CALL rectangular_patch_off_center(lpatchx,lpatchz,1,dx,dz,0,0.25d0)
```

Cet appel diffère légèrement de celui de rectangular_patch_centered par la présence des paramètres dx et dz qui représentent les déplacements en x et en z respectivement. Un déplacement positif correspond à un déplacement vers la droite selon l'axe des x et à un déplacement vers le haut selon l'axe des z. Le troisième paramètre de la fonction correspond à la couche sur laquelle se trouve le patch devant subir le déplacement. Dans ce cas ci, c'est la première couche qui subit un déplacement.

À titre d'exemple, voici une ligne de commande typique pour une SSF d'une seule couche ayant des patchs de 0.25 λ x 0.25 λ dans des cellules de 0.5 λ x 0.5 λ qui subissent un déplacement de 0.05 λ vers la droite et de 0.025 λ vers le bas.

```
echo '&IN nlx1=50 nlz1=50 epaisseur=0.2 10 epsilonr=(1.0,0.0) (1.0,0.0) (1.0,0.0)
(1.0,0.0) lcellx=0.5 lcellz=0.5 lpatchx=0.25 lpatchz=0.25 unalpha=0 isTE=1 dx=0.05
dz=-0.025 nomfichier="cmdresFSS.out" OUTFILE="cmdresFSS.err"/'
| ../src/cmdresFSS
```

Cette fonction n'est pas disponible pour des couches comprenant des motifs non rectangulaires tels que ceux décrits plus haut. Effectivement, tout déplacement des motifs dessinés à l'aide de la boîte à outils PDE toolbox peut être défini de manière beaucoup plus simple dans le fichier .m servant au dessin initial.

D.5 Sélection des drivers à employer

Il y a deux types de drivers parmi lesquels un utilisateur peut choisir. Tout d'abord, il y a les drivers qui excitent la SSF à l'aide d'un champ E constant situé à 10 λ au dessus de la structure. Ces drivers devraient être préférés pour les cas suivants : simulations à incidence normale et simulations où l'on veut obtenir le coefficient de transmission. Le second groupe de drivers permet d'exciter la SSF à l'aide d'une source de courant J située à 10 λ au dessus de la couche où l'on veut obtenir la valeur du coefficient de réflexion. Ceux-ci doivent être favorisés pour les simulations où l'on excite la surface à l'aide d'ondes incidentes obliques. Ces drivers ne permettent toute fois pas de déterminer le coefficient de transmission. Chacun de ses ensembles de drivers permettent de simuler des structures allant jusqu'à 10 couches de diélectriques et, par conséquent, jusqu'à 10 couches de métallisation.

Les drivers employant un champ E constant sont nommés : cmdresFSS, cmdresFSS2COUCHES, cmdresFSS3COUCHES et ainsi de suite jusqu'à cmdresFSS10COUCHES. Quant aux drivers employant une source de courant J, ces derniers sont nommés : cmdresFSS2_sourceJ, cmdresFSS3_sourceJ,

cmdresFSS4_sourceJ et ainsi de suite jusqu'à cmdresFSS11_sourceJ. La raison pour cette différence dans la numération résulte du fait que pour simuler la même structure avec le second groupe de drivers, il faut ajouter une couche qui sert de référence pour les champs utilisés dans le calcul du coefficient de réflexion.

Pour une SSF à une seule couche posée sur un seul diélectrique, les drivers pouvant être employés sont cmdresFSS parmi les drivers appliquant un champ E constant et cmdresFSS2_sourceJ parmi les drivers appliquant une source de courant J.

À titre d'exemple, voici une ligne de commande typique pour une SSF d'une seule couche ayant des patchs de 0.3 λ x 0.3 λ dans des cellules de 0.5 λ x 0.5 λ qui reposent sur un substrat de polyimide ayant une épaisseur de 0.2 λ et une permittivité relative de 3.4. La commande qui suit est celle qui appelle le driver approprié pour le cas d'une excitation générée par l'application d'un champ E constant.

```
echo '&IN nlx1=50 nlz1=50 epaisseur=0.2 10 epsilonr=(1.0,0.0) (3.4,0.0) (1.0,0.0)
(1.0,0.0) lcellx=0.5 lcellz=0.5 lpatchx=0.3 lpatchz=0.3 unalpha=0 isTE=1
nomfichier="cmdresFSS.out" OUTFILE="cmdresFSS.err"/' | ../src/cmdresFSS
```

Voici maintenant l'appel pour cette même structure avec le driver qui excite la structure à l'aide d'une source de courant J constante.

```
echo '&IN nlx1=50 nlz1=50 epaisseur=0.2 1 10 epsilonr=(1.0,0.0) (3.4,0.0) (1.0,0.0)
(1.0,0.0) (1.0,0.0) lcellx=0.5 0.5 lcellz=0.5 0.5 lpatchx=0.3 0.0 lpatchz=0.3 0.0
unalpha=0 isTE=1 nomfichier="cmdresFSS2_sourceJ.out" OUTFILE=
"cmdresFSS2_sourceJ.err"/' | ../src/cmdresFSS2_sourceJ
```

Comme on peut le constater, le deuxième ensemble de drivers nécessite la définition d'une couche additionnelle ainsi que de l'ajout d'une épaisseur de diélectrique, qui est toujours de l'air. La couche additionnelle sert uniquement de point de référence pour le calcul du coefficient de réflexion. Elle est fictive et il s'ensuit que le motif de métallisation a des dimensions nulles. Les cellules de cette couche 'artificielle' ont bien évidemment la même dimension que les cellules de la couche réelle. Dans l'exemple donné ci haut, la couche fictive se situe à 1 λ au dessus de la couche de métallisation.

ANNEXE E INSTALLATION DU LOGICIEL MoLArSim-1.0

Il y a plusieurs étapes à suivre afin de s'assurer une installation réussie du logiciel Molarsim-1.0. Le code de base a été conçu et testé par M. Éric Choinière sur un ordinateur personnel employant le système d'exploitation Linux version 2.4.7-10, soit le RedHat 7.2. Ce dernier recommande l'installation sous Linux car l'intégration des librairies est davantage difficile sur d'autres systèmes d'exploitation. Je peux aussi en témoigner suite aux essais effectués sur la plate forme Unix.

En ce qui me concerne, le système d'exploitation pour lequel cette installation fut réussie est Linux version 2.4.20-8, soit le RedHat 9.0. Avant de procéder à l'installation du logiciel, il faut avoir en sa disponibilité un compilateur Fortran 90 ou 95. Dans ce cas ci, le compilateur NAGWare F95 Compiler Release 4.2 fut utilisé. Ce même compilateur avait servi au développement et aux tests de cette application. Pour plus d'informations sur le compilateur et comment l'obtenir, il faut visiter le site www.nag.com .

Par la suite, il faut installer toutes les librairies nécessaires à la compilation du code. Sous Linux, ceci implique l'installation de sept librairies, dont deux librairies commerciales. Tout d'abord, il est nécessaire d'inclure la librairie BLAS ('Basic Linear Algebra Subprograms'), sous forme de fichier d'archive libblas.a, dans le répertoire usr/lib. Le fichier libblas.a peut être créé à partir du paquet Redhat blas-3.0-20. Il est possible de télécharger le paquet rpm et son code source en version compatible avec

RedHat 9.0 sur le site rpm.pbone.net . Il suffit alors d'exécuter ces fichiers pour compléter l'installation. De la même manière, il faut obtenir et exécuter les fichiers du paquet RedHat lapack-3.0-20 de la librairie LAPACK ('Linear Algebra PACKage') afin de créer le fichier liblapack.a. Cette archive doit aussi se retrouver dans le répertoire usr/lib.

La librairie G2C, quant à elle, est incorporée dans le paquet gcc-g77-3.2.2-5, G77 étant le compilateur GNU Fortran. L'archive nécessaire à l'exécution du programme, soit libg2c.a, doit, elle aussi, se trouver dans le répertoire usr/lib.

SLATEC ('SLATEC Common Mathematical Library') est une librairie FORTRAN dont le code source relève du domaine public. Elle comprend plus de 1400 routines écrites en Fortran 77. L'ensemble de ses routines est disponible à ftp://ftp.netlib.org/slatec/slatec_src.tgz . Dans le répertoire 'src', le fichier makefile nécessaire à la création de libslatec.a doit contenir uniquement les instructions suivantes :

```
FC = f95 –f77 –dusty –w
all:
$(FC) –c *.f
$(AR) rc libslatec.a *.o
ranlib libslatec.a
rm *.o
```

Pour ce qui est des librairies IMSL et PCG, celles ci sont toutes deux des librairies commerciales. IMSL ('International Mathematical and Statistical Library') est

disponible par l'entremise de nombreux vendeurs de logiciels ainsi que sous forme de paquet avec certains compilateurs Fortran. Elle fut développée par Visual Numerics Inc. et de l'information à son sujet est disponible sur leur site, soit le www.vni.com.

Pour créer le fichier d'archive libimslib.a, la démarche est quelque peu particulière. Il faut exécuter certaines commandes dans le répertoire IMSL qui contient les fichiers source de la bibliothèque dans les sous répertoires 'math', 'stat' et 'sfun'. Tout d'abord, il faut créer un nouveau répertoire dans IMSL intitulé 'objets' à l'aide de la commande mkdir objets. Ce répertoire va justement contenir les fichiers objets (extension '.o') créés suite à la compilation des routines. Il faut ensuite rentrer dans ce sous répertoire avec la commande cd objets. Les quatre commandes suivantes, dans l'ordre, permettent la compilation efficace de la bibliothèque :

```
find .. –name ''*.f'' –exec f95 –dcfuns –dusty –c '{}' ';'
cd ..
ar rv libimslib.a objets/*.o
ranlib libimslib.a
```

Il faut par la suite placer le fichier d'archive libimslib.a ainsi créé dans le répertoire usr/local/lib.

L'information concernant la librairie PCG, acronyme de 'Parallel Conjugate Gradient methods', ('Parallel Distributed Iterative Solver library') se trouve au lien suivant: http://www.cfdlab.ae.utexas.edu/otherresearch/pcg/imacs94/imacs94.html . Une fois le code source obtenu, l'installation de cette librairie s'effectue à l'aide du makefile

inclus dans le répertoire pcg_f77 auquel on modifie tout simplement la première instruction, FC = f77 par l'instruction suivante : FC = f95 –f77 –dusty –w. Après, il faut déplacer le fichier d'archive libpcg.a ainsi créé dans le répertoire usr/local/lib.

Finalement, afin d'avoir accès à la commande 'gmake', soit la version GNU de 'make', qui sert à l'exécution du fichier makefile de Molarsim-1.0, il faut installer le paquet make-3.80.tar.gz. Ce paquet peut être téléchargé du lien suivant : http://ftp.gnu.org/pub/gnu/make/ .

Il est possible de remarquer que la compilation des librairies créées à partir de fichiers makefile s'est effectuée uniquement avec la commande f95. Ceci n'est pas accidentel puisqu'il est fortement recommandé d'utiliser le même compilateur pour le code de Molarsim-1.0 et les librairies auxquelles il fait appel afin d'éviter qu'il y ait des conflits.

Une fois toutes ces librairies compilées et placées dans les répertoires convenables, il suffit de décompresser l'archive molarsim-1.0.tar.gz à l'aide de la commande tar xvzf molarsim-1.0.tar.gz. Il faut ensuite taper 'cd molarsim-1.0/src' pour se situer dans le répertoire qui contient le fichier makefile du programme.

Avant de faire appel à la commande 'gmake', il faut réviser légèrement le fichier makefile. Notamment, il faut avant tout dé-commenter les lignes qui se rapportent à l'exécution sous Linux. Il faut s'assurer par la suite que FC spécifie correctement le nom du compilateur à employer, dans ce cas FC = f95. Par ailleurs, la variable FFLAGS, qui spécifie les options de compilation pour ce compilateur, doit être la suivante: FFLAGS=-C=all –strict95 et LFLAGS, qui spécifie les options de liaison pour l'éditeur de lien, doit

être définie comme suit : LFLAGS=-Bstatic –unsharedf95. Finalement, LIBS= -limslib –lpcg –llapack –lslatec –lblas $(LIBG2C). Il suffit maintenant de taper la commande 'gmake' et le code devrait compiler sans problème.