

N° d'ordre : 2887

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ BORDEAUX I

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

Par **Pierre GOUGET**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : Electronique

ETUDE DE CIRCUITS HYPERFREQUENCES UTILISANT LA JONCTION
INHOMOGENE LIGNE A FENTE - LIGNE MICRORUBAN.
APPLICATION A L'INTEGRATION DE FILTRES ET DE IPLEXEURS.

Soutenue le 23 Novembre 2004

Après avis de :

M.	T. Camps	Maître de Conférences HDR	LAAS, Toulouse
Mme	V. Madrangeas	Professeur	IRCOM, Limoges

Devant la commission d'examen composée de :

M.	T. Camps	Maître de Conférences HDR	LAAS, Toulouse	Examineur
Mme	G. Duchamp	Professeur	IXL, Bordeaux	Codirectrice de thèse
Mme	V. Madrangeas	Professeur	IRCOM, Limoges	Examinatrice
M.	J. Pistré	Professeur	IXL, Bordeaux	Directeur de thèse
M.	A. Touboul	Professeur	IXL, Bordeaux	Invité
Mme	V. Vignéras	Professeur	PIOM, Bordeaux	Présidente
M.	G. Zimmer	Prof. Dr. -Ing.	Fachhochschule Frankfurt/ Main, Frankfurt, Allemagne	Invité

A ma famille...

Remerciements

Les travaux de recherche qui font l'objet de ce mémoire de thèse ont été réalisés au Laboratoire de Micro-électronique de l'Université Bordeaux 1, dirigé par Monsieur le Professeur André TOUBOUL. Ces travaux ont été encadrés conjointement par Monsieur le Professeur Jacques PISTRE et Madame le Professeur Geneviève DUCHAMP.

Je remercie très sincèrement Madame le Professeur Valérie VIGNERAS d'avoir bien voulu me faire l'honneur de participer à ce jury.

Je tiens à remercier Madame Valérie MADRANGEAS, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur Thierry CAMPS, Maître de Conférences à l'Université Paul Sabatier de TOULOUSE d'avoir accepté la lourde tâche d'être rapporteur de ce mémoire et de participer à ce jury.

Je remercie les professeurs Geneviève DUCHAMP et Jacques PISTRE pour leur encadrement exemplaire au cours de mes travaux de recherche. Ils ont su trouver le temps et les encouragements nécessaires au bon déroulement de ma thèse.

Je remercie le Professeur Docteur Ingénieur Gernot ZIMMER pour sa gentillesse et pour la qualité de la collaboration que nous avons eu au cours des présents travaux ainsi que pour sa participation à ce jury.

Mes remerciements vont également au professeur André TOUBOUL directeur du laboratoire IXL pour le bon accueil dont j'ai bénéficié au laboratoire et pour la qualité des moyens techniques et financiers mis à la disposition des doctorants au sein de l'IXL.

Je remercie également Nicole LAVIGNE et feu Guy NICOLAS pour leur dévouement, pour le soutien et la formation technologique qu'ils m'ont donnés et sans lesquels les réalisations qui font l'objet de ces travaux n'auraient pas pu être.

Un remerciement particulier va à Ursula, Tom et Hugo qui par leur compréhension m'ont permis de prendre sur mon devoir d'époux et de père le temps de mener à bien ces travaux.

Je remercie également Alexandrine, Marie Pascale et Benoît pour leur soutien moral et technique.

Enfin, je remercie toutes les personnes du laboratoire IXL qui m'ont donné un soutien technique ou moral au cours d'une conversation.

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES	1
TABLE DES ILLUSTRATIONS	7
INTRODUCTION GENERALE.....	13
CHAPITRE I.....	19
TECHNOLOGIE HYBRIDE, LIGNE MICRORUBAN, LIGNE A FENTE	19
1 Introduction.....	21
2 Technologie couche épaisse	22
3 Choix technologique.....	22
3.1 Etapes de réalisation de circuits couches épaisses	24
4 Les lignes de transmission.....	27
4.1 Les lignes de transmission imprimées.....	28
4.2 Quatre grands types de lignes de transmission	28
5 Le microruban.....	31
5.1 Hypothèse quasi-TEM.....	31
5.2 Application aux lignes microruban	33
5.3 Effet de bout de la ligne microruban	36
6 La ligne à fente.....	37
6.1 Effet de bout de la ligne à fente.....	40
7 Etude de la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente	40
7.1 Les différents types de jonctions entre la ligne microruban et la ligne à fente	41
7.2 Le modèle de Das.....	43
8 Conclusion	45
CHAPITRE II.....	47
MODELISATION DE LA JONCTION INHOMOGENE	47
1 Introduction.....	49
2 Etude quadripolaire.....	49
2.1 Représentation quadripolaire.....	50
2.2 Relation entre la matrice chaîne et les paramètres S.....	51

2.3	Décomposition quadripolaire de la jonction	52
3	Bande passante d'un stub	56
4	Bande passante d'une jonction homogène	58
5	Comparaison de la transmission d'une jonction homogène et d'un stub.....	61
6	Notion de jonction inhomogène	65
7	Approximation de la bande passante de la jonction inhomogène	67
8	Conclusion	70
CHAPITRE III		71
CONCEPTION ET OPTIMISATION DE STRUCTURES DE FILTRES.....		71
1	Introduction.....	73
2	Conception de filtre	74
2.1	Démarche classique	75
2.2	Nouvelle approche	76
3	Domaines de variation des stubs	76
4	Optimisation par la méthode des plans d'expérience	79
4.1	Définition	79
4.2	Historique.....	80
4.3	Méthode des plans d'expérience et application aux structures considérées	80
5	L'outil MS-QUAD.....	83
5.1	Présentation du logiciel.....	84
5.2	Implémentation de largeurs non uniformes de lignes dans MS QUAD.....	86
5.3	Approche dimensionnelle/ approche fréquentielle	87
5.4	Implémentation du DOE dans MS-QUAD	88
6	Autres outils logiciels	88
6.1	HF LABOR.....	89
6.2	Logiciels du commerce.....	90
7	Conclusion	90
CHAPITRE IV.....		91
REALISATIONS : ETUDE, COMPARAISON ET OPTIMISATION DE STRUCTURES UTILISANT LA JONCTION INHOMOGENE		91

1	Introduction.....	93
2	Réalisation d'un filtre passe-bande	93
2.1	Choix d'un gabarit / choix des dimensions du circuit	94
2.2	Choix d'une topologie	95
2.3	Choix du substrat et des dimensions du circuit.....	97
2.4	Optimisation DOE du circuit.....	99
2.5	Simulation du filtre	102
2.6	Réalisation.....	105
2.7	Conclusion.....	107
3	Les diplexeurs	107
3.1	Principe de base	108
3.2	Topologies de diplexeurs choisies.....	109
3.3	Dimensionnement des stubs	109
3.4	Le diplexeur T à fente.....	111
3.5	Le diplexeur anneau à fente.....	115
3.6	Le diplexeur série.....	118
3.7	Le diplexeur parallèle	123
4	Comparaison des 4 diplexeurs.....	126
5	Filtre ajustable.....	129
6	Conclusion	130
	CONCLUSION GENERALE.....	133
	ANNEXES	137
1	ANNEXE I : Méthode de la résonance transverse	139
2	ANNEXE II : Association de quadripôles	143
	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	147

TABLE DES ILLUSTRATIONS

CHAPITRE I

Figure 3-1 : procédé de sérigraphie	25
Figure 3-2 : étapes de réalisation d'un circuit couches épaisses.	27
Figure 4-1 : ligne coplanaire.....	28
Figure 4-2 : stripline	29
Figure 4-3 : microruban	30
Figure 4-4 : ligne à fente.....	30
Figure 5-1 : modèle électrique d'un tronçon de ligne quasi-TEM	31
Figure 5-2 : ligne microruban, champs électrique et magnétique	34
Figure 5-3 : transformation conforme d'une ligne microruban sans diélectrique	35
Figure 5-4 : transformation conforme d'une ligne microruban en présence d'un diélectrique	35
Figure 5-5 : représentation de l'effet de bout dans une ligne microruban	36
Figure 6-1 : ligne à fente, champs électrique et magnétique	38
Figure 6-2 : abaques permettant de caractériser une ligne à fente sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon_r=9.6$	39
Figure 6-3 : représentation de l'effet de bout d'une ligne à fente	40
Figure 7-1 : jonction de Cohn.....	41
Figure 7-2 : jonction de De Ronde	42
Figure 7-3 : jonction de Schiek et Köhler	42
Figure 7-4 : jonctions de Schüpert et de Zinieris	43
Figure 7-5 : jonction de Knorr.....	44
Figure 7-6 : modèle de la jonction de Knorr	44

CHAPITRE II

Figure 2-1 : représentation d'un quadripôle.....	50
Figure 2-2 : modèle de la jonction microruban / fente	52
Figure 2-3 : décomposition quadripolaire de la jonction.....	53
Figure 4-1 : gain de la jonction homogène en fonction du coefficient T	59
Figure 5-1 : bande passante d'une jonction homogène et d'un stub quart d'onde	62
Figure 5-2 : rapport δ en fonction de la fréquence.....	63

Figure 6-1 : stubs et jonction inhomogène.....	66
Figure 7-1 : bande passante de la jonction inhomogène.....	67
Figure 7-2 : approximation de la bande passante de la jonction inhomogène.....	69

CHAPITRE III

Figure 2-1 : gabarit d'un filtre.....	74
Figure 2-2 : méthode de synthèse d'un filtre.....	75
Figure 3-1 : stubs quart d'onde à f_0 , à $f_0/3$ et à $f_0/5$	78
Figure 4-1 : méthode des plans d'expérience.....	83
Figure 5-1 : première partie de MS-QUAD.....	85
Figure 5-2 : deuxième partie de MS-QUAD.....	86

CHAPITRE IV

Figure 2-1 : gabarit du filtre passe-bande.....	94
Figure 2-2 : topologie du filtre passe-bande.....	96
Figure 2-3 : modèle quadripolaire du filtre passe-bande.....	97
Figure 2-4 : détermination graphique de l'influence des paramètres.....	101
Figure 2-5 : détermination graphique de f_3 optimale.....	102
Figure 2-6 : simulation MS-QUAD du filtre passe-bande.....	103
Figure 2-7 : topologie du filtre optimisé.....	103
Figure 2-8 : réponse en transmission du filtre.....	104
Figure 2-9 : réponse en réflexion du filtre.....	105
Figure 2-10 : filtre passe-bande réalisé.....	106
Figure 2-11 : réponse en transmission du filtre réalisé.....	106
Figure 2-12 : réponse en réflexion du filtre réalisé.....	107
Figure 3-1 : fonctionnement d'un diplexeur.....	108
Figure 3-2 : allure du diplexeur T à fente.....	111
Figure 3-3 : modèle quadripolaire du diplexeur T à fente.....	112

Figure 3-4 : réponse simulée du diplexeur T à fente	113
Figure 3-5 : photo des deux faces du diplexeur T à fente.....	114
Figure 3-6 : comparaison des résultats de mesure et de simulation du diplexeur T à fente.....	114
Figure 3-7 : allure du diplexeur anneau à fente	115
Figure 3-8 : modèle quadripolaire du diplexeur anneau à fente.....	116
Figure 3-9 : paramètres S simulés du diplexeur circulaire	117
Figure 3-10 : photo des deux faces du diplexeur circulaire.....	117
Figure 3-11 : paramètres S mesurés et simulés du diplexeur circulaire.....	118
Figure 3-12 : allure du diplexeur série	119
Figure 3-13 : modèle quadripolaire du diplexeur série.....	119
Figure 3-14 : réponse en transmission simulée vers la voie des basses fréquences	120
Figure 3-15 : réponse en transmission simulée de la voie commune du diplexeur vers la voie des hautes fréquences.	121
Figure 3-16 : photo des deux faces du diplexeur série	122
Figure 3-17 : comparaison des résultats de simulation et de mesure des réponses du diplexeur série.....	122
Figure 3-18 : allure du diplexeur parallèle.....	123
Figure 3-19 : modèle quadripolaire du diplexeur parallèle	123
Figure 3-20 : paramètres en transmission simulés du diplexeur parallèle	124
Figure 3-21 : photo des deux faces du diplexeur parallèle.....	125
Figure 3-22 : comparaison des réponses mesurées et simulées du diplexeur parallèle	126
Figure 4-1 : paramètre S21 des quatre diplexeurs	127
Figure 4-2 : paramètre S31 des quatre diplexeurs	127
Figure 4-3 : paramètre S32 des quatre diplexeurs	128
Figure 4-4 : vue en trois dimensions du diplexeur série multicouche.....	129
Figure 5-1 : face supérieure et face inférieure du filtre ajustable.....	130
Figure 5-2 : paramètre en transmission du filtre passe bas.....	130

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Bien des enfants ont joué au téléphone au moyen de deux boîtes de cirage distantes de quelques mètres et reliées par un fil tendu. Dans notre civilisation de télécommunication, ce jeu très simple à réaliser est très riche en enseignement. Il est une des premières applications de la propagation des ondes. En effet le fil tendu sert de conducteur sur lequel se propage de l'onde créée par les vibrations sonores, les boîtes de cirages font office d'amplificateurs.

Les moyens de télécommunication les plus évolués utilisent toujours ce principe. Les boîtes de cirage ont été remplacées par des amplificateurs électroniques. L'onde mécanique qui se propageait dans le fil reliant les boîtes fait place à des ondes électromagnétiques qui se diffusent dans l'air ou dans des guides. Les premiers guides d'ondes étaient des tubes métalliques remplis d'air à l'intérieur desquels l'onde se propageait. Ces guides très performants sont encore utilisés aujourd'hui mais ils présentent un fort encombrement et un poids élevé qui ne répondent plus aux critères imposés par la portabilité et la miniaturisation incessante des systèmes de télécommunication.

Ces nouveaux besoins en télécommunication ont donné une raison d'être aux lignes de transmission imprimées. L'étude de ces lignes dans les années 60 a introduit la notion de couplage et de résonateur, ces notions ont ensuite été appliquées à la conception de fonctions électroniques telles que l'émission par l'intermédiaire des antennes imprimées ou le filtrage. L'essor des télécommunications spatiales dans les années 80 et plus récemment la téléphonie mobile ont encouragé la miniaturisation des circuits et le choix de nouvelles alternatives à cette miniaturisation. Ainsi, l'étude du couplage entre différents types de lignes a permis d'envisager la cohabitation de ces différents types de lignes sur un même circuit et de considérer une approche multicouche de la conception de circuits. Cette approche multicouche donne une nouvelle dimension à la conception de circuits et permet d'accroître la miniaturisation des systèmes en proposant une distribution en trois dimensions des éléments qui le constituent.

Dans le cadre des présents travaux, cette approche multicouche apparaît au travers de l'étude du couplage entre la ligne microruban et la ligne à fente en technologie hybride couche épaisse. Cette étude a lieu dans des fréquences allant du giga-Hertz à quelques dizaines de giga-

Hertz couvrant ainsi un spectre très large d'applications parmi lesquelles les télécommunications spatiales.

Le présent rapport traite de l'étude de fonctions utilisant la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente. Ainsi quatre chapitres présentent la technologie, la notion de jonction inhomogène, des outils permettant son exploitation et des applications de cette jonction.

Le cadre de l'étude et l'état de l'art correspondant est présenté dans le premier chapitre. Au cours de ce chapitre, la technologie, ainsi que les substrats utilisés seront abordés. Puis, les différents types de lignes imprimées existant seront exposés. Une étude et une modélisation de la ligne microruban ainsi que de la ligne à fente conduiront à la présentation de différentes jonctions entre ces deux types de lignes. Le choix d'un modèle de jonction conclura ce premier chapitre consacré à un état de l'art de la technologie.

Le deuxième chapitre est plus particulièrement dédié à l'étude de la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente. Le modèle de jonction choisi fera l'objet d'une étude quadripolaire. Au cours de cette étude, la jonction sera décomposée en éléments de base et des études énergétiques de chacun de ces éléments conduiront à une nouvelle approche pour la modélisation de la jonction. Ainsi, une étude de la bande passante de la jonction et de la bande passante d'un stub qui la compose aboutira à la notion de jonction inhomogène. Cette notion permettra d'envisager une action sur la bande passante de la jonction par le dimensionnement de chacun de ses stubs.

Au cours du troisième chapitre, la jonction inhomogène sera présentée comme une structure filtrante. Une approche originale de la conception de filtres basée sur la technologie sera introduite. Cette approche qui repose sur le dimensionnement des jonctions inhomogènes sera associée à une méthode d'optimisation en vue de la conception de circuits. C'est aussi au cours de ce chapitre que les outils logiciels permettant la conception de circuits utilisant la jonction inhomogène seront présentés. Ainsi, MS-QUAD, un outil logiciel créé au laboratoire IXL dans lequel sera implantée la nouvelle approche de conception de filtres et l'optimisation par la méthode des plans d'expériences sera présenté. Puis une brève présentation des outils informatiques classiquement utilisés dans la simulation des circuits hyperfréquences conclura ce chapitre.

Le dernier chapitre de cette étude sera consacré à l'application de la jonction inhomogène pour la conception de plusieurs circuits. Tout d'abord, une structure filtrante de type passe bande utilisant la notion de jonction inhomogène sera étudiée à l'aide des outils logiciels et des méthodes de conception et d'optimisation de filtres présentées au cours des chapitres

précédents. Des mesures sur la réalisation de cette structure permettront de valider la méthode et les outils mis en place pour cette étude. Dans une deuxième partie, quatre diplexeurs seront étudiés et réalisés. L'étude, la réalisation et la comparaison de ces quatre structures permettront de confirmer la validité de la méthode et des outils mis en place.

Enfin, le sujet de ces travaux s'ouvrira sur de nouvelles applications liées aux possibilités offertes par les nouveaux substrats.

CHAPITRE I

TECHNOLOGIE HYBRIDE, LIGNE MICRORUBAN, LIGNE A FENTE

CHAPITRE I

TECHNOLOGIE HYBRIDE, LIGNE MICRORUBAN, LIGNE A FENTE

1 INTRODUCTION

L'électronique a connu, ces dernières décennies, une évolution exceptionnelle issue en grande partie des contraintes induites par l'électronique embarquée et la téléphonie mobile. De nouveaux composants actifs et passifs de plus en plus petits ont contribué à la densification des circuits. Une des alternatives dans cette recherche d'une miniaturisation toujours plus poussée est la technologie hybride qui associe circuits passifs et éléments actifs. Cette technologie est à mi-chemin entre le circuit imprimé et le circuit intégré monolithique. Elle offre de considérables avantages en termes de dimensions, de poids, de fiabilité, de performances électriques et thermiques.

L'emploi de nouveaux substrats organiques et céramiques ont accru les performances de cette technologie ces dernières années. Par leurs propriétés physiques et leur variété, de tels substrats ont permis d'élargir le spectre des applications en technologie hybride, en permettant en particulier une montée en fréquence des circuits, ainsi qu'une meilleure résistance aux contraintes mécaniques et thermiques. En hyperfréquences, l'interconnexion entre puces utilise classiquement des rubans métalliques qui sont associés à des plans de masse constituant des microrubans ou des rubans suspendus.

Les nouveaux substrats souvent multicouches et la montée en fréquence des circuits ont cependant conduit à envisager de nouveaux types de lignes de transmission qui se sont avérés performants et ont ouvert de nouvelles perspectives pour la densification des circuits. Ainsi, la ligne à fente qui sera présentée au cours de ce chapitre et jusque là essentiellement utilisée dans la production d'antennes est particulièrement bien adaptée pour des applications comme ligne de transmission en technologie multicouche. Dès lors, la complémentarité entre la ligne microruban et la ligne à fente ainsi que les jonctions entre ces deux types de lignes s'avèrent être une nouvelle alternative dans la réalisation de circuits multicouche.

Dans ce premier chapitre, les caractéristiques de la technologie hybride couche épaisse (H.C.E.), les nouveaux types de substrats ainsi que les possibilités qu'ils offrent justifieront le choix du cadre technologique de ces travaux. Ensuite, les lignes de transmission et plus particulièrement la ligne microruban et la ligne à fente seront présentées. Enfin, différentes topologies de jonctions entre ces deux types de lignes seront exposées, une de ces topologies faisant l'objet d'une étude détaillée.

2 TECHNOLOGIE COUCHE EPAISSE

La technologie des couches épaisses est un procédé additif permettant, par sérigraphie, de transcrire sur un substrat un motif représenté par un ou plusieurs réseaux de conducteurs, diélectriques, et/ou résistifs. Ces vingt dernières années, avec l'apparition de nouveaux matériaux, des progrès substantiels en termes de fiabilité, de coût, de performances et de dimensions de circuits ont été réalisés en technologie couche épaisse [1]. C'est pourquoi de nombreux industriels de secteurs très variés tels que le militaire, le médical, l'industrie automobile, les télécommunications ou la distribution grand public utilisent cette technologie [2]. De plus par les propriétés diélectriques des matériaux et grâce à la précision du procédé de sérigraphie, cette technologie est particulièrement bien adaptée à la réalisation de circuits hyperfréquences.

Dans un premier temps, les nouveaux types de substrats ainsi que de la technologie H.C.E. disponible au laboratoire seront présentés. Ensuite, les étapes de réalisation de circuits H.C.E. compléteront cette présentation.

3 CHOIX TECHNOLOGIQUE

Les substrats utilisés en hyperfréquences appartiennent principalement à deux filières technologiques :

- La technologie LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) qui peut être définie comme une façon de produire des circuits multicouches céramiques à l'aide de simples couches conductrices, diélectriques ou résistives. Ces couches sont laminées et cuites ensemble à basse température ($\leq 850^{\circ}\text{C}$) en une seule fois [3].
- Les circuits PCB (Printed Circuit Board) : technologie très classique bas coût pour lesquels les substrats utilisés sont des substrats polymères dont l'évolution des propriétés diélectriques a permis l'utilisation en hyperfréquence.

Les matériaux céramiques utilisés en technologie LTCC permettent de réaliser des circuits multicouches avec des propriétés diélectriques bien déterminées, une épaisseur bien contrôlée [4]. Le contrôle de ces propriétés des matériaux est essentiel dans la réalisation de circuits passifs hyperfréquences. La technologie LTCC permet d'utiliser des conducteurs de faible résistivité tels que l'or ou le cuivre grâce aux basses températures de cuisson de l'ordre de 850°C. Les différentes couches de conducteurs et de diélectrique sont produites séparément et cuites assemblées ce qui réduit les temps de production, les coûts et permet un contrôle couche par couche des erreurs de process. Cette technologie est notamment compatible avec d'autres technologies (possibilité de report de composants ou de report sur un autre substrat). Les principaux inconvénients de cette technologie restent son manque de maturité et des problèmes de désalignement des couches lors de la cuisson [5]. Parallèlement à la technologie LTCC, de nouveaux substrats plastiques PCB (Printed Circuit Board) sont maintenant utilisés dans la réalisation de circuits multicouches en hyperfréquences. Cette technologie mature permet de réaliser sur de tels substrats des circuits de grande superficie. De plus, les avancées technologiques sur de nouveaux matériaux permettent de disposer de propriétés mécaniques, de constantes diélectriques et de pertes adaptées à la réalisation de fonctions hyperfréquences [6]. Le contrôle de l'épaisseur des matériaux, très important dans la réalisation de circuits hyperfréquences, reste cependant moins bon que dans le cas de la technologie LTCC. Cette technologie permet la réalisation de grandes séries de circuits pour un très faible coût. Le choix des matériaux plastiques ou céramiques est guidé par des contraintes économiques et technologiques telles que le poids, les coefficients de dilatation, la résistance à la chaleur, l'état de surface des diélectriques [1].

Les avancées dans le domaine des nouveaux substrats diélectriques ont été un argument de poids dans mon choix pour une technologie hybride dans le cadre de ces travaux de thèse. Les vastes possibilités offertes par cette technologie associées à une centrale technologique hybride couche épaisse disponible au laboratoire IXL ont conduit mes recherches dans ce cadre technologique. D'autre part, en termes de process, la technologie couche épaisse offre de nombreux avantages par rapport aux autres technologies permettant de réaliser des circuits hyperfréquences ; les points forts de cette technologie sont les suivants :

- Elle est mature et simple d'utilisation, en effet le procédé principal de la réalisation de circuits HCE est la sérigraphie, connu et maîtrisé bien avant l'apparition de l'électronique. D'autres procédés tels que les substrats pré imprimés et la photolithographie peuvent remplacer ou compléter la sérigraphie.

- Elle est facilement adaptable à de nombreux substrats et de nombreux matériaux de départ : en effet dans la mesure où les substrats supportent les températures de cuisson des encres de sérigraphie, fréquemment de l'ordre de 850°C et qu'ils présentent les propriétés mécaniques requises, il est possible de sérigraphier des matériaux conducteurs, diélectriques, résistifs...
- La technologie HCE est de faible coût par rapport aux autres technologies de dépôt de couche. En effet la sérigraphie se fait dans des conditions normales de température et de pression contrairement aux dépôts de couches minces qui mettent en œuvre du matériel basses pressions très coûteux.
- Un meilleur contrôle des procédés de fabrication et de nouvelles possibilités multicouches confèrent aux couches épaisses un regain d'intérêt. Ces nouveaux types de réalisations multicouches sont dus aux avancées technologiques dans les substrats utilisés [7].

Les arguments qui viennent d'être présentés en termes de matériaux et de process justifient largement le choix de la technologie HCE dans le cadre de ces travaux de thèse. Pour approfondir cette présentation de la technologie, les étapes de réalisation d'un circuit en technologie hybride couche épaisse sont présentés dans le paragraphe suivant.

3.1 Etapes de réalisation de circuits couches épaisses

Outre le choix des matériaux, la qualité de réalisation d'un circuit en hyperfréquences est primordiale pour ses caractéristiques de fonctionnement. Ainsi un mauvais alignement des couches de conducteur ou une épaisseur de diélectrique mal contrôlée peuvent altérer le fonctionnement du circuit. Après avoir conçu un circuit, plusieurs étapes sont nécessaires à sa fabrication : choix des encres et du substrat, sérigraphie, traitement thermique [8-11].

3.1.1 Choix des encres :

Les encres de sérigraphie sont composées de quatre éléments principaux :

- Les matériaux fonctionnels ou actifs qui déterminent la nature de l'encre (conducteur, diélectrique, résistif, magnétique, isolant).
- Les matériaux d'adhésion qui augmentent l'adhésion des matériaux actifs au substrat.
- Les véhicules organiques et les solvants qui maintiennent les grains de matériaux actifs en suspension et donnent à l'encre des propriétés mécaniques (fluidité et viscosité) indispensables à la sérigraphie.

En hyperfréquence, les encres les plus utilisées sont les encres conductrices avec une faible granulométrie afin d'obtenir des surfaces sérigraphiées les plus homogènes possibles.

3.1.2 Choix du substrat :

Le substrat est défini par des propriétés

- mécaniques : état de surface, rigidité
- diélectriques : pertes, constante diélectrique
- thermiques : dissipation, résistance à la chaleur.

En hyperfréquence, les paramètres les plus importants sont les paramètres diélectriques du circuit, ils vont déterminer les pertes et surtout le dimensionnement du circuit. L'état de surface du substrat est essentiel pour assurer un bon contrôle géométrique du dépôt afin de garantir un bon fonctionnement du circuit. Il faut en particulier que la surface du substrat soit la plus lisse et la plus homogène possible.

3.1.3 La sérigraphie

La sérigraphie est un procédé d'impression, dérivé du pochoir, qui permet, par passage d'une raclette sur un écran sur lequel est reporté un motif adéquat, de déposer de l'encre sur un substrat comme indiqué sur la figure 3-1 suivante :

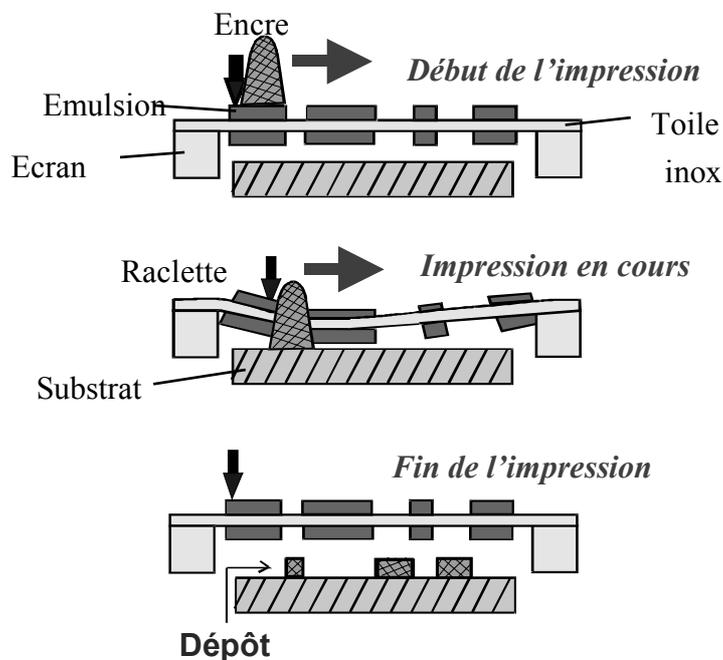


Figure 3-1 : procédé de sérigraphie

Les écrans de sérigraphie sont constitués d'une toile en inox, tendue sur un cadre en acier, sur laquelle une émulsion obstrue les parties du motif qui ne doivent pas être sérigraphiées.

Le choix de la toile inox des écrans, de l'épaisseur de l'émulsion et des réglages de la sérigraphieuse en fonction de l'encre de sérigraphie déterminent la précision et l'épaisseur des motifs sérigraphiés. Une grande précision dans la sérigraphie est recherchée en hyperfréquence avec un épaisseur de conducteurs qui peut être faible, ce qui implique le choix d'un maillage fin pour la toile inox utilisée.

3.1.4 Le traitement thermique :

Après sérigraphie, l'encre est un dépôt humide sur le substrat. Elle est séchée dans une étuve afin d'éliminer les solvants, puis cuite à haute température avec un profil de cuisson et une atmosphère spécifique au type d'encre utilisée. La cuisson permet l'élimination des solvants résiduels et la décomposition des liants organiques lors de la montée progressive en température. La cuisson permet également d'améliorer la tenue mécanique du dépôt sur le substrat en faisant fondre les verres. Ce processus appelé "frittage" permet d'assurer la cohésion entre les grains de la couche.

3.1.5 Récapitulatif

Les étapes de réalisation de circuits couches épaisses sont récapitulées dans l'organigramme 3-2 de la page suivante :

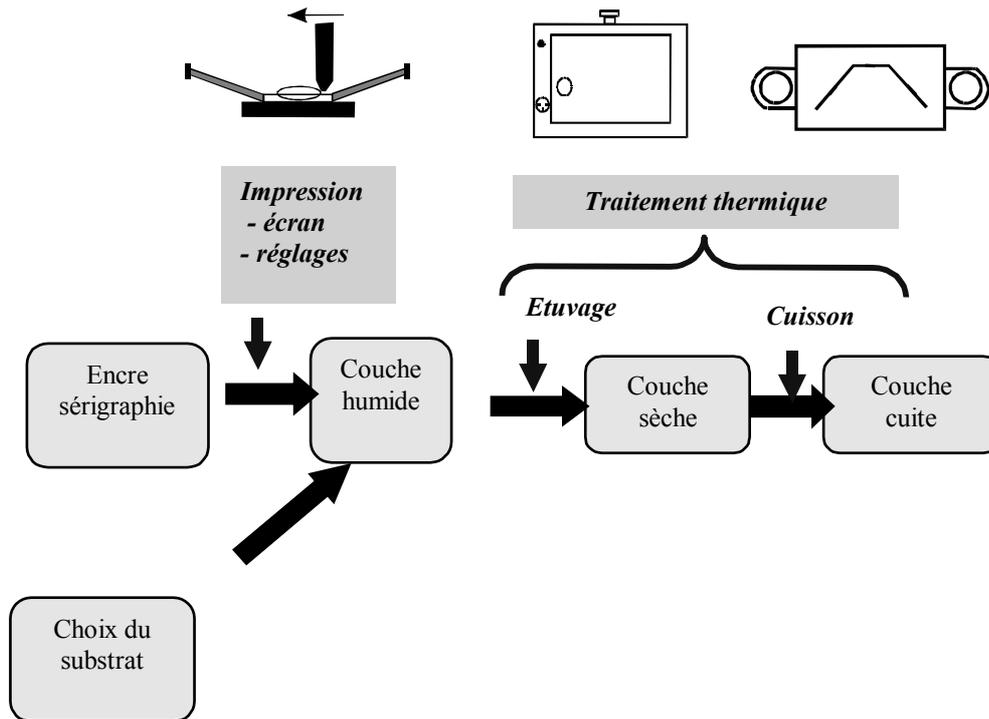


Figure 3-2: étapes de réalisation d'un circuit couches épaisses.

En technologie multicouche plusieurs approches sur la façon de procéder sont possibles. La première méthode consiste en la réalisation et la cuisson de chacune des couches sur plusieurs substrats avant que ceux-ci ne soient collés entre eux. Enfin, comme en technologie LTCC, il est possible de réaliser plusieurs couches sur plusieurs substrats et de ne les cuire qu'une fois assemblées.

Ce paragraphe vient de présenter la technologie utilisée dans le cadre de ces travaux en montrant ses avantages en termes de diversité des matériaux, de maturité, de coût et de mise en oeuvre. La technologie couche épaisse permet, comme nous venons de le constater, de réaliser des circuits multicouches. Dans cette approche multicouche, différents niveaux de conduction et différents types de lignes peuvent transmettre le signal sur un même circuit. Maintenant que le cadre technologique de ces travaux est défini, étudions les lignes de transmission planaires utilisées en technologie couche épaisse.

4 LES LIGNES DE TRANSMISSION

L'étude des lignes de transmission est nécessaire lorsque la longueur d'une ligne n'est plus négligeable par rapport à la longueur d'onde du signal qui est transmis sur cette ligne. La ligne de transmission devient alors un élément agissant sur le fonctionnement du circuit.

Hormis la simple fonctionnalité de liaison par exemple entre émetteur et antenne ou entre antenne et récepteur, les lignes de transmission, dans le domaine des microcircuits

hyperfréquences, permettent la conception de nombreuses autres fonctions telles que filtrage, couplage ou émission. Le dimensionnement des lignes servant à la réalisation de telles fonctions repose sur l'étude des résonateurs et du couplage entre différents types de lignes. Après un rappel sur les différents types de lignes planaires hyperfréquences, une étude de la ligne microruban et de la ligne à fente plus particulièrement utilisées dans le cadre de nos travaux sera proposée.

4.1 Les lignes de transmission imprimées

La transmission du signal en technologie hybride peut se faire par l'intermédiaire de plusieurs types de lignes [12,13] essentiellement planaires. Ces lignes sont les éléments primordiaux de la réalisation de circuits passifs en hyperfréquences. La réalisation de circuits fonctionnant en hyperfréquences nécessite cependant l'étude des dimensions des lignes, de leur couplage mutuel ou de leur adaptation. C'est pourquoi une bonne connaissance du comportement fréquentiel des lignes de transmission est indispensable à l'étude des circuits hyperfréquences. Quatre catégories de lignes de transmission planaires peuvent être distinguées [14] : les striplines (ou lignes triplaques), les lignes coplanaires, les lignes à fentes et les lignes microrubans . Ces quatre types de lignes sont complémentaires et la technologie multicouche permet de faire cohabiter sur un même circuit plusieurs types de lignes différentes. Après une présentation succincte des lignes coplanaires et triplaques, la ligne à fente et la ligne microruban seront étudiées dans une approche de réalisation de circuits multicouches.

4.2 Quatre grands types de lignes de transmission

Ce paragraphe présente succinctement les quatre types de lignes imprimées les plus courants en présentant pour chacun la topologie, les domaines d'application, les principales qualités et les principaux défauts.

4.2.1 La ligne coplanaire

Les lignes coplanaires sont constituées d'un conducteur séparant le plan de masse en deux.

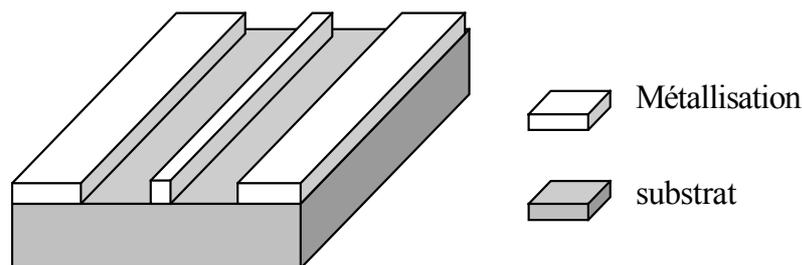


Figure 4-1 : ligne coplanaire

Les lignes coplanaires sont simple face (conducteur et plan de masse sur la même face du substrat) ; cette propriété permet de réaliser le circuit en une seule sérigraphie. L'atout majeur de ces lignes est leur comportement en fréquence ; en effet, les circuits à base de lignes coplanaires peuvent fonctionner jusqu'à 100 GHz. Cependant, ces lignes présentent un encombrement relativement important et elles sont mal adaptées aux applications multicouches.

Les guides d'onde coplanaires sont très utilisés pour des applications très hautes fréquences.

4.2.2 La ligne triplaque ou stripline

Les striplines sont constituées d'un conducteur noyé dans un diélectrique pris en sandwich entre deux plans de masse.

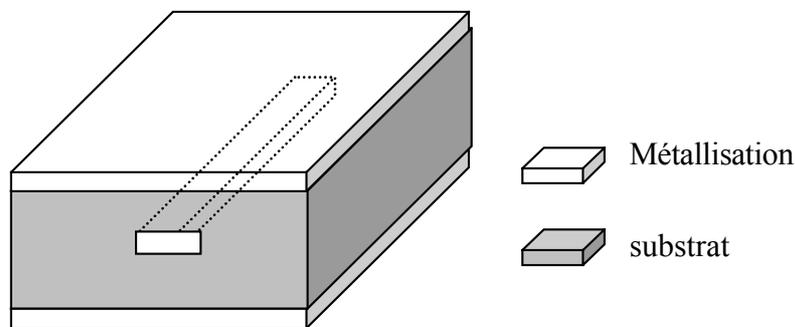


Figure 4-2: stripline

La ligne étant noyée entre deux plans de masse, la stripline est le type de ligne qui a les plus faibles pertes, de plus elle est insensible aux perturbations électromagnétiques. Ce type de lignes est bien adapté aux applications multicouches et permet une bonne densité d'intégration des circuits. Toutefois, l'accès au conducteur est difficile (conducteur noyé dans le substrat) sur ce type de lignes et un contrôle visuel du conducteur impossible. Par son aspect multicouche et multi-substrat cette technologie est plus difficile à mettre en oeuvre.

Les striplines sont utilisées dans les circuits pour lesquels les pertes et les perturbations extérieures sont à minimiser.

4.2.3 La ligne microruban

Le microruban est constitué d'un conducteur sur une face d'un substrat et d'un plan de masse sur l'autre face.

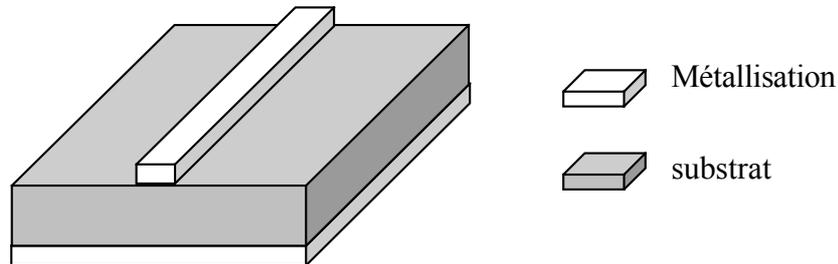


Figure 4-3 : microruban

La ligne microruban étant la ligne la plus utilisée, elle est la ligne la mieux modélisée. Cette ligne est adaptée aux applications multicouches comme aux applications simple couche. La ligne microruban induit cependant des pertes par rayonnement plus importantes que celles induites par la stripline.

La ligne microruban est utilisée dans un grand champ d'applications, dans les circuits radiofréquences comme dans les circuits hyperfréquences dans un domaine d'application allant de zéro à quelques dizaines de giga hertz.

4.2.4 La ligne à fente

La ligne à fente est constituée d'une fente dans le plan de masse

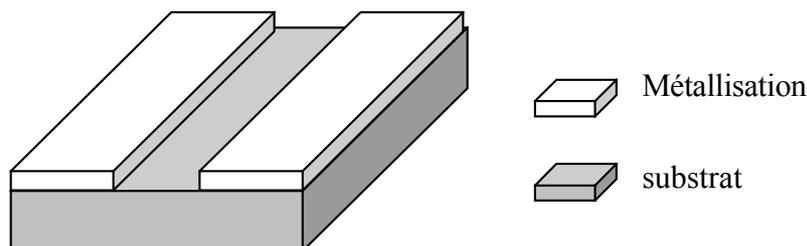


Figure 4-4 : ligne à fente

Cette ligne convient aux applications simple et multicouche, elle est facile à mettre en œuvre. De plus, elle est complémentaire de la ligne microruban dans les applications multicouches. Cependant, la ligne à fente souffre d'une faible quantité de modèles la représentant. Par ailleurs, elle présente des pertes par rayonnement importantes et en

conséquence, elle est plus souvent utilisée comme source de rayonnement que comme ligne de transmission. Les lignes à fente ne transmettent pas de signal en statique mais elles peuvent être utilisées dans une bande de fréquences allant de l'ordre du giga hertz à quelques dizaines de giga hertz.

Cette présentation des différents types de lignes suscite plusieurs commentaires :

- Dans une approche de conception multicouche il est possible de réaliser des lignes microrubans sur une face d'un substrat et des lignes à fentes sur l'autre face.
- Les guides d'onde coplanaires s'inscrivent difficilement dans une approche multicouche.
- La ligne triplaque est plus délicate à mettre en œuvre.

La complémentarité entre la ligne microruban et la ligne à fente est un atout majeur dans le cadre d'une approche multicouche. C'est pourquoi ces deux types de lignes font l'objet d'une étude dans les paragraphes suivants.

5 LE MICRORUBAN

Après une approche générale de la propagation transverse électromagnétique du signal sur les lignes, des méthodes de modélisation de la ligne microruban seront exposées.

5.1 Hypothèse quasi-TEM

Dans le cadre d'une modélisation, l'interface entre l'air et le diélectrique rend l'environnement de la ligne microruban inhomogène. Ainsi, un mode purement transverse électromagnétique (TEM) n'est pas possible sur ce type de lignes. Toutefois, à des fréquences relativement basses, il est possible de considérer la ligne comme quasi-TEM [15] et dans ce cas, le modèle électrique suivant peut être appliqué:

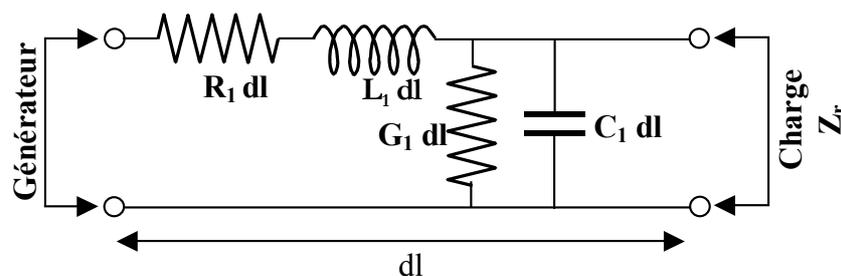


Figure 5-1 : modèle électrique d'un tronçon de ligne quasi-TEM de longueur dl

Une ligne de transmission de longueur dl alimentée par un générateur G à une de ses extrémités et chargée par une impédance Z_r à son autre extrémité présente les paramètres suivants :

- L_1 (H/m) est l'inductance linéique
- C_1 (F/m) est la capacité linéique
- La résistance linéique R_1 (Ω/m) représente les pertes métalliques
- La conductance linéique G_1 (S/m) représente les pertes diélectriques

Ce modèle nous ramène à des notions de tensions et de courant plus faciles à manipuler que les concepts de champs électriques et magnétiques.

Dans le cadre de notre étude, nous allons considérer que les conducteurs et le substrat sont sans pertes, ce qui conduit à négliger l'effet de R_1 et de G_1 devant l'effet de L_1 et de C_1 . Cette hypothèse est justifiée par les petites dimensions des circuits utilisés et par les fréquences du signal élevées (hyperfréquences).

Dans de telles conditions, les principaux résultats de l'approche quasi-TEM sont les suivantes .

Le long d'une telle ligne, les grandeurs courant et tension sont régies par les équations des télégraphistes, soit :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} - L_1 C_1 \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = 0$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} - L_1 C_1 \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} = 0$$

Les paramètres caractéristiques de l'onde sur une telle ligne peuvent être définis par :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad \text{l'impédance caractéristique de la ligne et}$$

$$V_{ph} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad \text{la vitesse de phase de l'onde.}$$

La présence d'un matériau diélectrique se manifeste par une permittivité relative ϵ_r telle que $\epsilon_r = L_1 \cdot C_1 \cdot c^2$ avec c la vitesse de la lumière.

En régime harmonique, en posant :

$$\gamma = \sqrt{(jL_1\omega)(jC_1\omega)} = j\omega\sqrt{L_1C_1} \quad , \quad \text{avec } \gamma \text{ la constante de propagation, les équations}$$

précédentes deviennent :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = \gamma^2 V \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 I}{\partial z^2} = \gamma^2 I$$

Ainsi, l'approche quasi-TEM donne des relations entre la constante diélectrique, l'impédance caractéristique, la vitesse de phase de l'onde et les dimensions des lignes. Ces relations peuvent être complétées par des relations entre fréquence, longueur électrique et longueur d'onde.

La longueur électrique d'une ligne peut être définie comme le déphasage qu'elle induit, par exemple une ligne de longueur électrique de 90° à une fréquence f est une ligne quart d'onde à cette même fréquence ; le signal de sortie est déphasé de 90° par rapport au signal d'entrée.

En résumé :

- la longueur d'onde dans une ligne de transmission et la fréquence sont liées par la

$$\text{relation } f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \lambda_g},$$

- la longueur électrique dans un tronçon de ligne est $\theta = \frac{2\pi l}{\lambda_g}$,

avec f une fréquence, λ_g la longueur de l'onde guidée à cette fréquence et θ la longueur électrique à la fréquence f du tronçon de ligne de longueur l .

5.2 Application aux lignes microruban

Plusieurs méthodes d'analyse des lignes de transmission existent [16-18], elles prennent en compte les paramètres des lignes de transmission dans un domaine de fréquence donné. Certaines méthodes d'analyse des circuits passifs sont plus rapides et s'appliquent dans des domaines de fréquences restreints comme les méthodes d'analyse quasi statiques. Ces méthodes ne prennent pas en compte la dispersion électromagnétique des lignes. D'autres méthodes permettent une approche plus précise du fonctionnement des lignes et particulièrement à des fréquences supérieures à 20 GHz, elles reposent fréquemment sur des techniques variationnelles, plus lourdes à mettre en œuvre et font souvent appel à des simulateurs numériques.

Une méthode d'analyse quasi statique appliquée à la ligne microruban est maintenant présentée succinctement. Considérons le champ électromagnétique dans une ligne microruban :

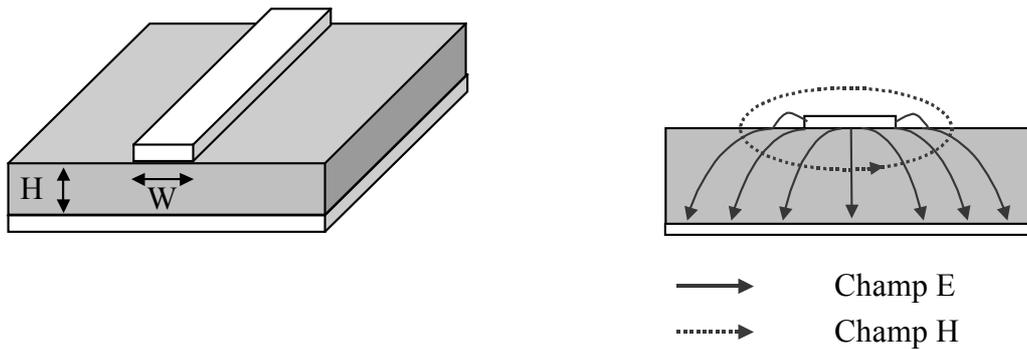


Figure 5-2 : ligne microruban, champs électrique et magnétique

Le champ électrique est perturbé par l'interface air/diélectrique, il existe un effet de bord : les champs s'étendent de part et d'autre du substrat. Les champs électriques et magnétiques sont orthogonaux dans le plan transverse.

Dans le cas de la ligne microruban, on suppose que l'inductance linéique n'est pas affectée par la présence du diélectrique : quel que soit le diélectrique choisi comme substrat, l'inductance linéique L de la ligne sera égale à l'inductance linéique L_a que la ligne aurait si le substrat était de l'air [19].

Le calcul de la capacité linéique se fait par transformation conforme pour :

- La ligne homogène (substrat d'air) de capacité C_a
- La ligne inhomogène (air et substrat diélectrique) de capacité C

Si les lignes de champ sont parallèles à l'interface air/diélectrique, le calcul sera exact, si elles ne le sont pas, le calcul de C sera corrigé numériquement.

La comparaison de C et de C_a donne une valeur équivalente ou « effective » de la constante diélectrique:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{C}{C_a} \text{ permittivité effective de la structure}$$

$$Z_{ca} = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} \text{ impédance caractéristique de la ligne en l'absence de diélectrique}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_a}{\epsilon_{\text{reff}} C_a}} = \frac{Z_{ca}}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \text{ impédance caractéristique de la ligne microruban}$$

$$V_{ph} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \text{ vitesse de phase de l'onde.}$$

Si la ligne est homogène (pas de diélectrique), la configuration microruban/plan de masse devient par la transformation conforme de Schwartz-Christoffel une capacité à plaques parallèles.

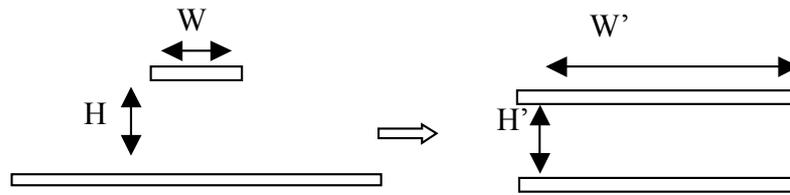


Figure 5-3 : transformation conforme d'une ligne microruban sans diélectrique

On obtient alors les capacités et les inductances suivantes pour la ligne :

$$C_a = \varepsilon_0 \frac{W'(W, H)}{H'(W, H)}$$

$$L_a = \mu_0 \frac{H'(W, H)}{W'(W, H)}$$

avec ε_0 et μ_0 respectivement la permittivité et la perméabilité du vide

En présence d'un diélectrique de constante ε_r , au cours de la transformation conforme, l'interface air/diélectrique apporte une constante diélectrique effective $\varepsilon_{\text{reff}}$

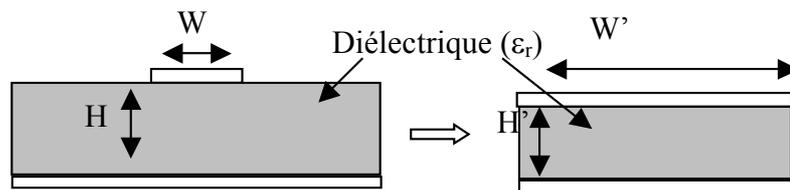


Figure 5-4 : transformation conforme d'une ligne microruban en présence d'un diélectrique

La capacité de la ligne devient alors : $C = \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{reff}} \frac{W'(W, H)}{H'(W, H)}$ avec $\varepsilon_{\text{reff}} = 1 - q + q\varepsilon_r$

Avec $q = 0.5(1 + p)$

$$p = \left(1 + \frac{12H}{W}\right)^{-0.5} \text{ pour } W/H > 1$$

$$p = \left(1 + \frac{12H}{W}\right)^{-0.5} + 0.04\left(1 - \frac{W}{H}\right)^2 \text{ pour } W/H \leq 1$$

La méthode qui vient d'être présentée montre de façon simple les relations entre les différents paramètres de la ligne microruban. Elle ne prend pas en compte l'épaisseur des conducteurs et les effets de bout des lignes. Ces effets peuvent être pris en compte par une correction des largeurs et des longueurs de lignes. Cette approche bien que plus complexe

permet de modéliser plus précisément les lignes microruban et de prendre en compte les effets de dispersion et les lignes utilisant des substrats multicouches.

5.3 Effet de bout de la ligne microruban

De nombreux éléments de circuits à base de lignes microruban tels que les stubs d'adaptation ou les résonateurs ont des terminaisons ouvertes, ces dernières induisent un effet capacitif. Cet effet peut être représenté par l'ajout d'un élément de ligne supplémentaire de longueur Δl définie par $\Delta l = C/C_1$ avec C_1 la capacité linéique de la ligne considérée, comme le montre la figure 5-5 suivante.

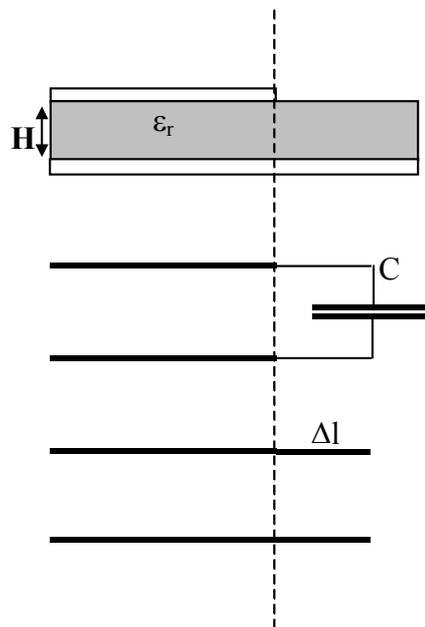


Figure 5-5 : représentation de l'effet de bout dans une ligne microruban

Le rapport $\Delta l/H$ en fonction de la permittivité effective du substrat avec H l'épaisseur du substrat peut être donné par la formule de Kirshing et Jansen [20] suivante :

$$\frac{\Delta l}{H} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4}$$

où :

$$\xi_1 = 0.434907 \frac{\varepsilon_{\text{reff}}^{0.81} + 0.26 \cdot (W/H)^{0.8544} + 0.236}{\varepsilon_{\text{reff}}^{0.81} \cdot (W/H)^{0.8544} + 0.87}$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(W/H)^{0.371}}{2.358 \cdot \varepsilon_r + 1}$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \cdot \arctan[0.084(W/H)^{1.9413/\xi_2}]}{\varepsilon_{\text{reff}}^{0.9236}}$$

$$\xi_4 = 1 + 0.0377 \cdot \arctan[0.067(W/H)^{1.456} \{6 - 5 \cdot \exp(0.036(1 - \varepsilon_r))\}]$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \cdot \exp(-7.5W/H)$$

Équation 5-1

La modélisation de la ligne microruban qui vient d'être proposée est un bon compromis entre une modélisation simple et une bonne corrélation entre les résultats de simulation et les résultats de mesure. D'autres méthodes, comme la méthode des moments utilisée dans la plupart des logiciels commerciaux, permettent d'avoir des résultats plus proches des résultats de mesure. Ces méthodes sont plus lourdes à mettre en œuvre et le temps de simulation avec de telles méthodes est très long. La méthode des moments est généralement utilisée pour valider une simulation réalisée par une méthode quasi-statique.

6 LA LIGNE A FENTE

La ligne à fente est une ligne de transmission planaire connue et étudiée depuis les années 60 [21,22]. Cependant, son intérêt en tant que ligne de transmission a été amoindri par son rayonnement électromagnétique élevé. De ce fait, la technologie à fente est plus utilisée pour la conception d'antennes. Toutefois, avec l'apparition des substrats multicouches, il est devenu possible de confiner une ligne à fente entre deux substrats diélectriques et de limiter ainsi le rayonnement électromagnétique de celle-ci. Dès lors, l'intérêt des lignes à fentes en tant que ligne de transmission augmente.

La ligne à fente étant incluse dans le plan de masse, lors de la conduction, une différence de potentiel apparaît entre les bords de celle-ci. Le champ électrique est donc transverse à la ligne à fente. Ainsi, le mode principal de transmission d'une ligne à fente est le mode transverse électrique. Ce mode de propagation n'est pas compatible avec une approche quasi-statique ; d'où l'utilisation d'un modèle dynamique en fonction de la fréquence.

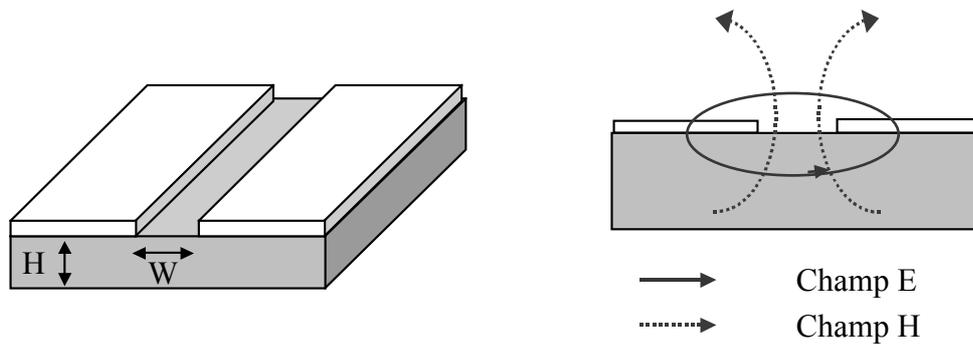


Figure 6-1 : ligne à fente, champs électrique et magnétique

Parmi les méthodes de modélisation de la ligne à fente [23-26], la méthode de la résonance transverse proposée par Cohn [27] est la plus appropriée à notre étude. Elle permet de définir la permittivité effective ϵ_{reff} du substrat et l'impédance caractéristique de la ligne à fente en fonction de l'épaisseur H du substrat, de la constante diélectrique relative ϵ_r de ce dernier et de la largeur W de la ligne à fente. Cette méthode est un bon compromis entre une modélisation simple et rapide et une prise en compte des phénomènes de rayonnement électromagnétique de la fente. La méthode de la résonance transverse est détaillée en annexe 1. Lorsqu'elle n'est pas implémentée dans un outil de calcul, comme elle prend en compte plusieurs paramètres, cette méthode peut être utilisée pour construire des abaques qui permettent facilement de déterminer la constante diélectrique effective ou le rapport de la longueur d'onde guidée sur la longueur d'onde dans le vide λ'/λ et l'impédance caractéristique Z_0 des lignes à fente en fonction du rapport W/H , de la fréquence ou du rapport H/λ et de la constante diélectrique du substrat. Voici par exemple l'abaque pour un substrat d'alumine de constante diélectrique $\epsilon_r=9.6$ en configuration simple couche et en multicouche [27] :

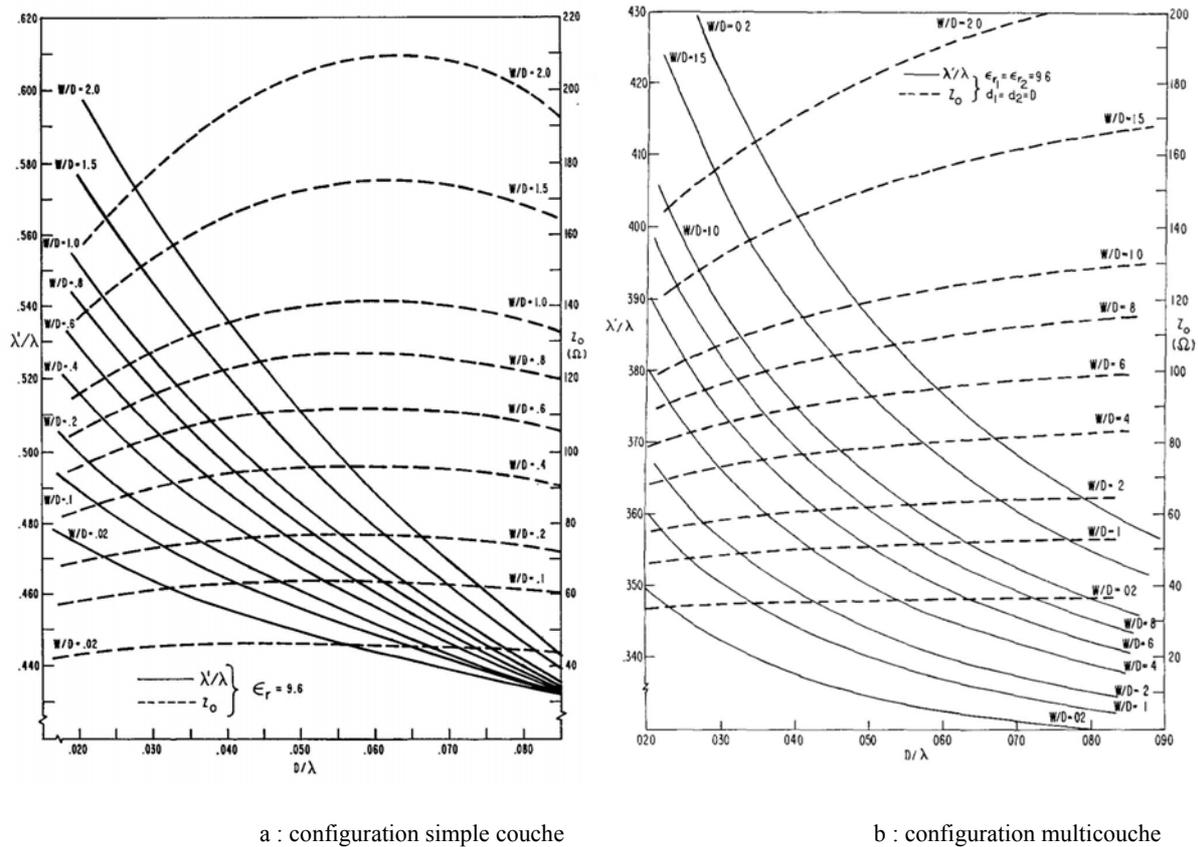


Figure 6-2 : abaques permettant de caractériser une ligne à fente sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon_r=9,6$

Ainsi, pour un substrat de constante diélectrique $\epsilon_r=9.6$, de $635 \mu\text{m}$ d'épaisseur, la largeur W d'une ligne à fente de 75Ω sera de l'ordre de $127 \mu\text{m}$. Ces abaques disponibles dans la littérature [22-28] peuvent être établies d'après des mesures effectuées sur des composants ou d'après le calcul d'après des modèles tels que celui de Cohn.

6.1 Effet de bout de la ligne à fente

La ligne à fente ayant un comportement transverse électrique, son extrémité peut être considérée comme un court circuit. Cependant avec l'augmentation de la fréquence ou/et l'élargissement de la ligne, un effet inductif apparaît en bout de ligne. Cet effet est dû à une boucle de courant induit qui apparaît en bout de ligne [29].

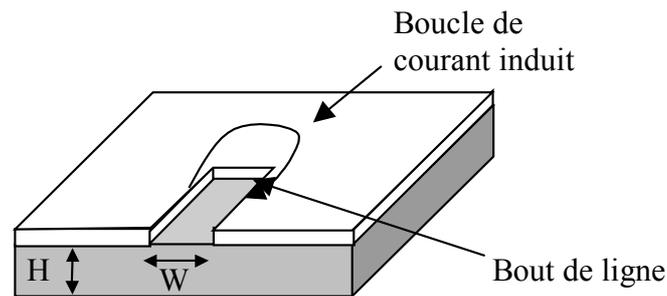


Figure 6-3 : représentation de l'effet de bout d'une ligne à fente

L'effet de bout de la ligne à fente peut être représenté par l'ajout d'un élément de longueur δl en bout de ligne. Cet effet est dépendant de la fréquence et de la largeur de la ligne. Il a été modélisé par L. Casadebaig [30] et consiste à ajouter une inductance en parallèle dans le modèle de la ligne à fente.

7 ETUDE DE LA JONCTION ENTRE LA LIGNE MICRORUBAN ET LA LIGNE A FENTE

La technologie multicouche permet de réaliser des circuits de plus en plus denses, ceci est entre autre rendu possible grâce aux interconnexions entre les niveaux de conduction. En hyperfréquences, les vias couramment utilisés dans des circuits basses fréquences (< 1 GHz) ne permettent plus une bonne interconnexion entre deux niveaux de conduction. En effet, ils apportent des effets pervers tels que des fréquences de coupure ou des rayonnements mal maîtrisés. De plus avec certains substrats adaptés aux hyperfréquences tels que les céramiques, les vias posent des contraintes technologiques de perçage[31]. C'est pourquoi, il est préférable de remplacer les vias par des jonctions plus adaptées aux hyperfréquences. La jonction entre la ligne à fente et la ligne microruban, apparue vers la fin des années 60, avec les études de Cohn et de Knorr [32,21], permet de transmettre une onde électromagnétique entre une ligne à fente et une ligne microruban dans le domaine des hyperfréquences. Depuis, d'autres topologies

de jonctions adaptés à des applications variées sont apparus ; on peut noter dans ce domaine les travaux de Schuppert 1988 [31], Schiek et Köhler [33], Zinieris 1998[34]. Dans un premier temps, une brève présentation des différentes jonctions entre la ligne microruban et la ligne à fente ainsi que leur comparaison permettra de choisir un modèle de jonction. Dans un deuxième temps le modèle de jonction choisi sera étudié et appliqué à de nouvelles réalisations.

7.1 Les différents types de jonctions entre la ligne microruban et la ligne à fente

Depuis les années soixante avec l'apparition des lignes à fentes, plusieurs types de jonctions entre la ligne microruban et la ligne à fente sont apparues. Elles diffèrent entre elles par leur complexité de réalisation, leur encombrement et leur bande passante en transmission. Les premiers travaux remarquables dans ce domaine sont ceux de Cohn. Dans son étude des lignes à fentes [21], il a proposé une jonction entre la ligne à fente et la ligne microruban permettant de transmettre le signal dans une bande passante d'environ 1 fois la fréquence centrale de la jonction. La plus grande bande passante est obtenue lorsque les stubs microruban et à fente qui constituent la jonction mesurent le quart de la longueur d'onde guidée ($\lambda_m/4$ et $\lambda_s/4$). Ainsi, l'allure de la jonction considérée par Cohn est la suivante :

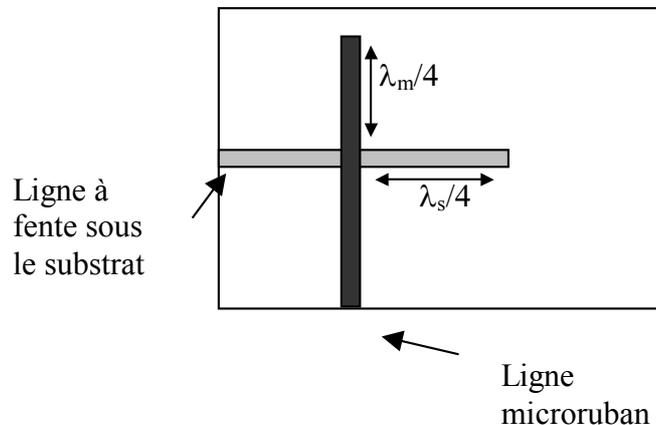


Figure 7-1 : jonction de Cohn

La ligne à fente et la ligne microruban se croisent orthogonalement de part et d'autre d'un même substrat .

En 1970, FC de Ronde utilise un nouveau type de jonction pour la réalisation de coupleurs directionnels [35].

Cette jonction a l'allure suivante :

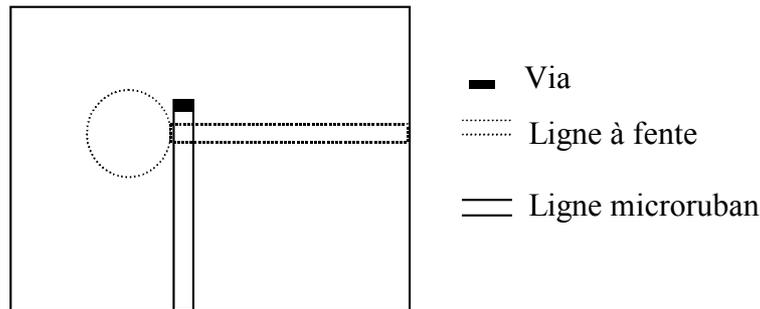


Figure 7-2 : jonction de De Ronde

Cette nouvelle transition est moins encombrante que la précédente et a une bande passante plus grande. Le défaut majeur de cette jonction est la présence d'un via métallisé à travers le substrat. Cet élément est technologiquement dur à réaliser sur des substrats céramiques.

En 1976, Schiek et Köhler proposent une double jonction microruban/ligne à fente [33]. L'intérêt de cette transition est d'offrir une très large bande passante relative avec très peu de pertes. L'allure de cette jonction est la suivante :

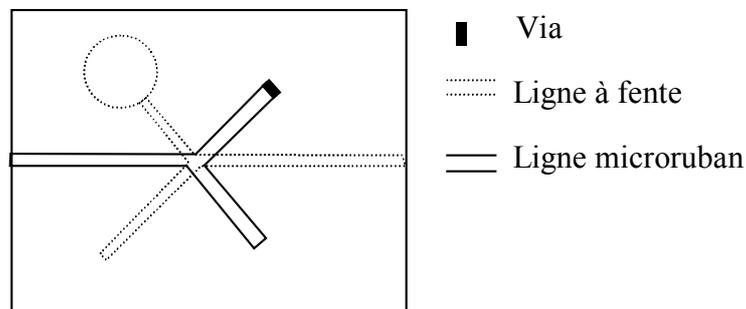


Figure 7-3 : jonction de Schiek et Köhler

Du point de vue de l'encombrement et de la difficulté de réalisation, cette structure est peu intéressante. En effet, elle est plus encombrante que la jonction proposée par Cohn et comporte un via comme la jonction utilisée par de Ronde, elle cumule donc les défauts majeurs des deux jonctions précédentes.

Plus récemment, des transitions dites non uniformes ont été étudiées (Schüpert, Weib [36]) ; les stubs qui constituaient la jonction utilisée par Cohn sont remplacés par des éléments circulaires ou des stubs radiaux (Zinieris) comme le montre la figure de la page suivante :

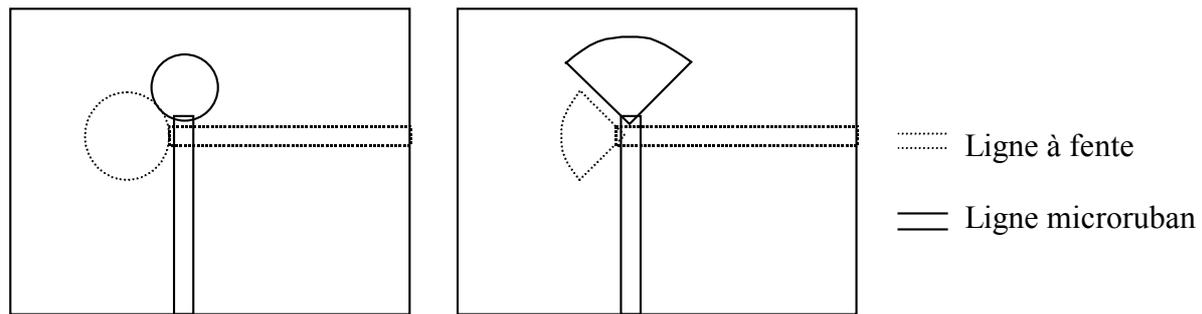


Figure 7-4 : jonctions de Schüpert et de Zinieris

Ces dernières structures donnent des jonctions avec une bande passante relative plus importante que les jonctions précédentes avec un encombrement moindre. De plus, elles ne nécessitent pas l'utilisation de vias. Ces jonctions sont les plus performantes en termes de largeur de bande passante.

7.2 Le modèle de Das

Dans le cadre de ces travaux de thèse, la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente utilisée est exclusivement la jonction à base de stubs quart d'onde. Que ce soit en technologie microruban ou à fente, les stubs quart d'onde sont des éléments très connus, notamment dans la réalisation de filtres. De plus les notions de largeur et de longueur de stubs donnent à cette jonction de nombreuses possibilités d'utilisations avec des caractéristiques différentes. Le choix de cette jonction est aussi motivé par sa facilité de mise en œuvre (dessin simple, absence de vias métallisés) et la simplicité relative des modèles qui la représentent. Cette jonction a fait l'objet de plusieurs modélisations parmi lesquelles celles de Knorr [32], de Yang [37] et de Das [38] sont à noter. Le modèle de Das va maintenant être détaillé.

Considérons une jonction entre une ligne microruban et une ligne à fente qui se croisent perpendiculairement.

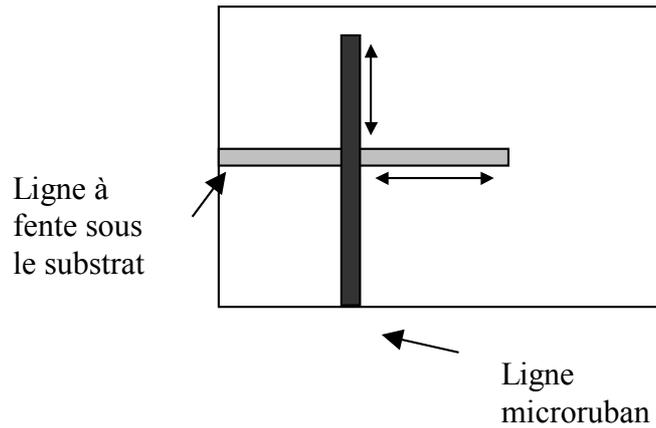


Figure 7-5 : jonction de Knorr

Cette jonction peut être modélisée par le schéma électrique suivant (Knorr) :

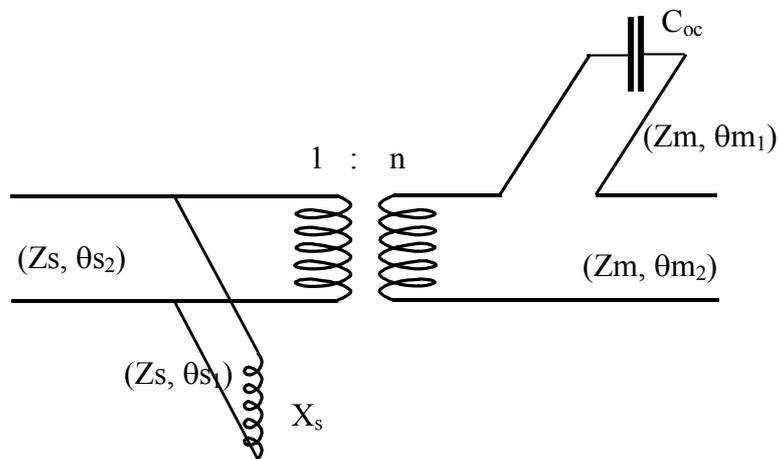


Figure 7-6 : modèle de la jonction de Knorr

C_{oc} et X_s traduisent les effets de bout des stub microruban respectivement à fente.

Z_m et Z_s représentent les impédances caractéristiques de la ligne microruban respectivement à fente.

θ_{m1} et θ_{m2} sont les longueurs électriques du stub microruban respectivement de la ligne microruban .

θ_{s1} et θ_{s2} sont les longueurs électriques du stub à fente respectivement de la ligne à fente.

D'après l'étude proposée par Das, le rapport de couplage n est donné par la relation suivante :

$$n = \left[\frac{J_0(k_{es} \cdot W_m / 2) J_0(k_{em} \cdot W_s / 2)}{k_{es}^2 + k_{em}^2} \right] \cdot \left[\frac{k_{em}^2 \cdot k_2 \cdot \epsilon_r}{k_2 \cdot \epsilon_r \cdot \cos(k_1 H) - k_1 \cdot \sin(k_1 H)} \right] \cdot \left[\frac{k_{es}^2 \cdot k_1}{k_1 \cos(k_1 H) + k_2 \sin(k_1 H)} \right]$$

k_0 est le nombre d'onde dans le vide

$$k_1 = k_0 \sqrt{|\epsilon_r - \epsilon_{reffs} - \epsilon_{reffm}|}$$

$$k_2 = k_0 \sqrt{|\epsilon_r + \epsilon_{reffm} - 1|}$$

$$k_{es} = k_0 \sqrt{\epsilon_{reffs}}$$

$$k_{em} = k_0 \sqrt{\epsilon_{reffm}}$$

J_0 représente la fonction de Bessel d'ordre 0

H est l'épaisseur du substrat en mm

ϵ_{effm} et ϵ_{effs} représentent les permittivités effectives respectivement de la ligne microruban et de la ligne à fente.

Ce modèle du rapport de transformation entre la ligne microruban et la ligne à fente prend en compte les variations fréquentielles du rapport de couplage et est plus précis que le modèle proposé par Knorr pour des fréquences supérieures à 5 GHz. Toutefois, le modèle électrique de la jonction proposé par Knorr s'applique toujours en y remplaçant le rapport de transformation n par celui défini par Das.

Ainsi, dans le cadre de ces travaux de thèse, la jonction est modélisée par le modèle électrique de Knorr avec le rapport de transformation n de Das.

8 CONCLUSION

Dans une approche de conception de circuits hyperfréquences multicouches, la technologie couche épaisse, par sa maturité et par les possibilités qu'elle offre en termes de substrats et de coûts s'avère très intéressante. Deux types de lignes, la ligne microruban et la ligne à fente par leur complémentarité permettent de réaliser des circuits multicouches. Enfin de nombreuses jonctions entre la ligne microruban et la ligne à fente permettent de transmettre le signal hyperfréquence d'un type de ligne à l'autre. En vue d'une utilisation simultanée de ces deux types de lignes, le modèle de la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente utilisant des stubs quart d'onde proposé par Knorr est choisi.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA JONCTION INHOMOGENE

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA JONCTION INHOMOGENE

1 INTRODUCTION

Les modèles de jonctions de Knorr [32] et de Das [38] ont été présentés au cours du chapitre précédent ; ces modèles vont maintenant être exploités pour étudier la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente. Pour cela, des outils permettant d'exploiter facilement la jonction vont être présentés. Dans un premier temps, la notion de quadripôle permettra de modéliser la jonction. Ainsi, chacun des éléments de la jonction sera étudié par une approche quadripolaire. Puis les paramètres de dispersion de ces éléments et de toute la jonction seront extraits. Enfin, cette étude quadripolaire mettra en évidence une nouvelle approche de la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente en introduisant la notion de jonction inhomogène.

2 ETUDE QUADRIPOLAIRE

Un quadripôle est un système dont on considère deux paires de pôles, une paire d'entrée et une paire de sortie [39]. Un système électronique ayant une entrée et une sortie peut être représenté sous la forme d'un quadripôle. Cette représentation consiste à exprimer les relations entre les grandeurs d'entrée et de sortie d'un système sous forme matricielle. La représentation quadripolaire permet d'étudier un système complexe par la mise en série ou en parallèle de chacun des éléments qui le constituent [40].

Il existe plusieurs matrices capables de représenter un quadripôle. La matrice chaîne qui permet d'exprimer les tensions et les courants de sortie en fonction des tensions et des courants d'entrée sera utilisée dans le cadre de ces travaux.

2.1 Représentation quadripolaire

Le quadripôle représentant un système électronique est généralement présenté sous la forme suivante [39] :

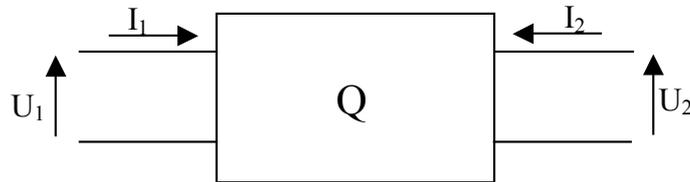


Figure 2-1 :représentation d'un quadripôle

U_1 et I_1 représentent les tensions et courants d'entrée,

U_2 et I_2 représentent les tensions et courants de sortie du quadripôle.

Pour un tel quadripôle, la matrice chaîne est la matrice $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ qui relie les

grandeurs d'entrée aux grandeurs de sortie du quadripôle par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

Les propriétés des matrices chaîne des quadripôles font de l'étude quadripolaire un outil essentiel dans l'étude de structures complexes. En effet la matrice chaîne du quadripôle représentant la mise en série de quadripôles est le produit des matrices chaîne de chacun de ces quadripôles. De plus, des opérateurs détaillés en annexe 2 permettent de transformer des quadripôles parallèle en quadripôles série. Ainsi, l'étude séparée de chacun des éléments qui constituent un circuit, associée à la mise en série ou en parallèle de ces éléments, permet de modéliser un circuit complexe.

Dans le cadre de nos travaux, la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente va ainsi être décomposée en éléments de base, chacun d'entre eux étant considéré comme un quadripôle caractérisé par sa matrice chaîne. L'étude quadripolaire de la jonction doit être complétée par des considérations énergétiques. Pour cela, il faut définir des relations entre les coefficients de la matrice chaîne d'un quadripôle et les paramètres S de ce même quadripôle.

2.2 Relation entre la matrice chaîne et les paramètres S

Pour mesurer le comportement d'une structure en hyperfréquences, on utilise préférentiellement des relations exprimant la transmission et la réflexion des ondes, représentées par les paramètres S [41], entre les différents ports de cette structure. Ainsi, l'énergie qui est réfléchiée dans le port i est représentée par S_{ii} et l'énergie qui est transmise du port i vers le port j est représentée par S_{ji} , les autres ports étant adaptés.

La relation de passage entre les coefficients de la matrice chaîne d'un quadripôle et les coefficients de la matrice S de ce quadripôle est la suivante [42] :

Soient Z_{01} et Z_{02} les impédances des ports d'entrée et de sortie du quadripôle.

Soit la matrice :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

matrice 2-1

Soit la matrice :

$$C_0 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

matrice 2-2

Ainsi, les paramètres S ont pour expressions :

$$S_{11} = \frac{AZ_{02} + B - CZ_{01}Z_{02} - DZ_{01}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}$$

Équation 2-1

$$S_{12} = \frac{2(AD - BC)\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}$$

Équation 2-2

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}$$

Équation 2-3

$$S_{22} = \frac{-AZ_{02} + B - CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}$$

Équation 2-4

Ces relations associées à la décomposition quadripolaire d'une structure permettent l'étude simple d'un système complet à partir de l'étude des éléments de base qui le composent.

2.3 Décomposition quadripolaire de la jonction

Comme indiqué au cours du premier chapitre, le modèle électrique choisi pour la jonction microruban/ligne à fente est le modèle de Knorr [32] avec le rapport de transformation entre la ligne microruban et la ligne à fente défini par Das [38]. Ce modèle est rappelé sur le schéma suivant :

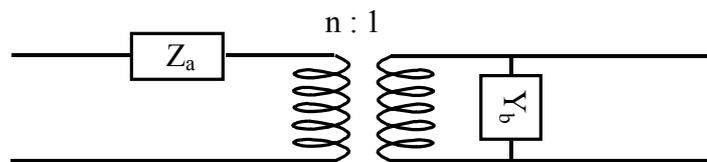


Figure 2-2 : modèle de la jonction microruban / fente

1. Z_a représente l'impédance ramenée par le stub microruban

$$Z_a = -j Z_m \cotg(\theta_{ms}) \text{ avec } \theta_{ms} = \frac{2\pi}{\lambda_m} \left[\frac{\lambda_{m0}}{4} + dl \right]$$

Équation 2-5

Avec :

Z_m l'impédance caractéristique du stub microruban

θ_{ms} la longueur électrique du stub microruban

λ_m la longueur d'onde guidée dans le stub microruban à la fréquence f

λ_{m0} la longueur d'onde guidée dans le stub microruban à la fréquence f_{0m} à laquelle le stub est quart d'onde.

dl longueur représentant l'effet de bout dans le stub microruban.

θ_{ms} peut s'écrire sous la forme :

$$\theta_{ms} = 2\pi f \left(\frac{1}{4f_{0m}} + \frac{1}{\delta f} \right)$$

Équation 2-6

où δf est une fréquence représentant l'effet de bout dans le stub microruban.

2. Y_b représente l'admittance ramenée par le stub à fente

$$Y_b = \frac{j(X_s \cdot \text{tg}(\theta_{ss}) - Z_s)}{Z_s(X_s + Z_s \cdot \text{tg}(\theta_{ss}))} \text{ avec } \theta_{ss} = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_{s0}}{\lambda_s}$$

Équation 2-7

Avec :

Z_s l'impédance caractéristique du stub à fente

θ_{ss} la longueur électrique du stub à fente

λ_s la longueur d'onde guidée dans le stub à fente à la fréquence f

λ_{s0} la longueur d'onde guidée dans le stub à fente à la fréquence f_{0s} à laquelle le stub est quart d'onde.

X_s modélise l'effet de bout dans le stub à fente.

θ_{ss} peut s'écrire sous la forme $\theta_{ss} = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_{0s}}$

3. n représente le rapport de transformation défini par DAS [38]

En considérant U_1, I_1 les grandeurs d'entrée et U_2, I_2 les grandeurs de sortie, la jonction peut être considérée comme un quadripôle que nous allons décomposer en plusieurs éléments. Ces éléments sont : les accès à la jonction intrinsèque (ligne microruban et ligne à fente), les stubs qui constituent la jonction (stub microruban et stub à fente) et le rapport de couplage n . La figure 2-3 suivante détaille cette décomposition quadripolaire [43].

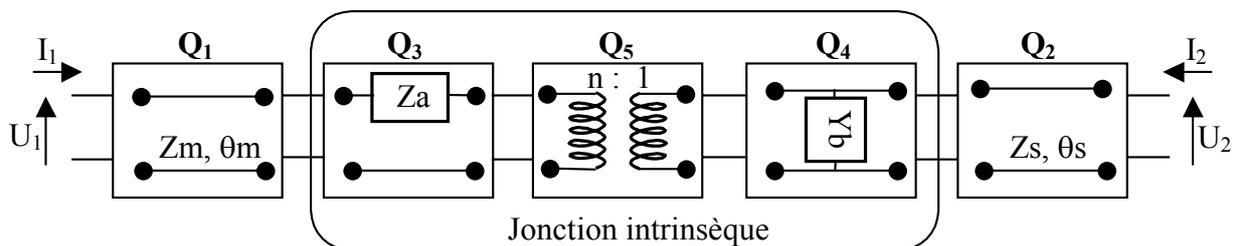


Figure 2-3: décomposition quadripolaire de la jonction

- a) Considérons la ligne microruban d'accès à la jonction représentée par le quadripôle Q_1 . La matrice chaîne de Q_1 est alors :

$$C_1 = \begin{bmatrix} \cos(\theta m) & jZ_m \sin(\theta m) \\ j\sin(\theta m)/Z_m & \cos(\theta m) \end{bmatrix}$$

matrice 2-3

En envisageant une ligne sans pertes de longueur électrique θ_m et d'impédance caractéristique Z_m , cette modélisation représente essentiellement le déphasage apporté par la ligne entre son entrée et sa sortie.

- b) Considérons aussi la ligne à fente d'accès à la jonction représentée par le quadripôle Q_2 . La matrice chaîne de Q_2 est alors :

$$C_2 = \begin{bmatrix} \cos(\theta s) & jZ_s \sin(\theta s) \\ j\sin(\theta s)/Z_s & \cos(\theta s) \end{bmatrix}$$

matrice 2-4

De même que pour la ligne microruban, le modèle de la ligne à fente est celui d'une ligne sans pertes de longueur électrique θ_s et d'impédance caractéristique Z_s .

- c) Le stub microruban représenté par le quadripôle Q_3 admet pour matrice chaîne la matrice :

$$C_3 = \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

matrice 2-5

Il s'agit de la matrice chaîne d'une impédance Z_a en série comme indiqué dans le modèle électrique de la figure (2-3)

- d) Le stub à fente représenté par le quadripôle Q_4 admet pour matrice chaîne la matrice :

$$C_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_b & 1 \end{bmatrix}$$

matrice 2-6

Il s'agit de la matrice chaîne d'une admittance Y_b en parallèle comme le montre le modèle électrique de la figure (2-3)

- e) Enfin, le couplage entre la fente et le microruban représenté dans la jonction par le quadripôle Q_5 admet pour matrice chaîne la matrice :

$$C_5 = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1/n \end{bmatrix}$$

matrice 2-7

Ce couplage peut être assimilé à un transformateur, n est le rapport de couplage défini par D_{as} présenté dans le premier chapitre.

Ainsi, la jonction intrinsèque entre la ligne à fente et la ligne microruban est représentée par la matrice chaîne C_j . C_j est le produit des matrices Q_3, Q_4 et Q_5 , son expression est la suivante :

$$C_j = \begin{bmatrix} 1 & Z_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & 1/n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_b & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n + Z_a \cdot Y_b / n & Z_a / n \\ Y_b / n & 1/n \end{bmatrix}$$

matrice 2-8

En première approche, on peut estimer Z_m et Z_s indépendants de la fréquence et les considérer comme constants (cf. annexe I), n peut être considéré comme constant et les effets de bout des stubs seront négligés. Avec ces approximations, il vient:

$$Z_a = -Z_m j \cdot \cotg(\pi f / 2f_{0m})$$

$$Y_b = -j / (Z_s \cdot \tg(\pi f / 2f_{0s}))$$

Ainsi, la matrice chaîne de la jonction intrinsèque peut s'écrire comme suit :

$$C_j = \begin{bmatrix} n - Z_m / (n \cdot Z_s \cdot \tg(\pi f / 2f_{0m}) \cdot \tg(\pi f / 2f_{0s})) & -j Z_m / (n \cdot \tg(\pi f / 2f_{0m})) \\ -j / (n \cdot Z_s \cdot \tg(\pi f / 2f_{0s})) & 1/n \end{bmatrix}$$

matrice 2-9

Pour prendre en considération la transmission de signaux hyperfréquences au travers d'un tel type de jonction, l'étude des matrices chaîne est maintenant complétée par l'emploi de paramètres de dispersion ou paramètres S .

Cette étude repose sur l'utilisation de ports adaptés en entrée et en sortie de la structure.

Les impédances de ces ports sont donc : $Z_{01} = Z_m$ et $Z_{02} = Z_s$

Considérant les paramètres de la matrice C_j représentant la jonction intrinsèque, l'équation 2-3 devient :

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{Z_m Z_s}}{(n + Z_a Y_b/n)Z_s + Z_a/n + (Y_b/n)Z_m Z_s + Z_m/n}$$

$$S_{21} = \frac{2n\sqrt{Z_s/Z_m}}{n^2 Z_s/Z_m - 1/(tg(\theta_{ms}).tg(\theta_{ss})) - j/tg(\theta_{ms}) - j/tg(\theta_{ss}) + 1}$$

$$|S_{21}| = \frac{2n\sqrt{Z_s/Z_m}}{\sqrt{(n^2 Z_s/Z_m - 1/(tg(\theta_{ms}).tg(\theta_{ss})) + 1)^2 + (1/tg(\theta_{ms}) + 1/tg(\theta_{ss}))^2}}$$

Dès lors en posant :

$$T = n\sqrt{Z_s/Z_m}$$

il vient :

$$|S_{21}| = \frac{2T}{\sqrt{(T^2 - 1/(tg(\theta_{ms}).tg(\theta_{ss})) + 1)^2 + (1/tg(\theta_{ms}) + 1/tg(\theta_{ss}))^2}}$$

Équation 2-8

Cette équation permet d'exprimer la transmission d'énergie au travers d'une jonction en fonction des différents paramètres caractéristiques (n , Z_m , Z_s , θ_{ms} , θ_{ss}).

Or ces différents paramètres caractéristiques de la jonction dépendent directement de la technologie utilisée et du dimensionnement des stubs (longueur et largeur).

Ainsi, le paramètre S_{21} de la jonction et par-là même sa bande passante dépendent essentiellement des dimensions des stubs [44]. Ce constat fondamental oriente l'étude de la jonction vers l'étude des stubs, avec pour objectif de prévoir simplement le fonctionnement d'une jonction à partir de l'étude des dimensions des stubs qui la composent.

3 BANDE PASSANTE D'UN STUB

L'étude de la bande passante d'un stub se situe dans le domaine des approximations précédentes (non prise en compte des effets de bout et de la variation de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence). Pour obtenir la bande passante la plus grande induite par un stub, il faut que celui-ci soit adapté en entrée et en sortie. En appliquant la

relation de passage entre la matrice chaîne du stub microruban et le paramètre S_{21} , ce dernier a pour expression :

$$S_{21} = \frac{2}{1 - j / \operatorname{tg}(\theta_{ms}) + 1}$$

Équation 3-1

Dans les mêmes conditions, pour le stub à fente on obtient l'expression similaire suivante :

$$S_{21} = \frac{2}{1 - j / \operatorname{tg}(\theta_{ss}) + 1}$$

Équation 3-2

Ces deux expressions extrêmement similaires conduisent à un même type d'étude de fonctionnement de stub. Pour un stub microruban ou à fente, quart d'onde à la fréquence f_0 , on obtient de manière générale le paramètre S_{21} suivant entre l'entrée et la sortie:

$$S_{21} = \frac{2}{1 - j / \operatorname{tg}(\theta) + 1}$$

Équation 3-3

avec θ la longueur électrique du stub : $\theta = \pi f / 2f_0$

Ce qui donne :

$$|S_{21}| = \frac{2}{\sqrt{4 + 1 / \operatorname{tg}^2(\pi \cdot f / 2f_0)}}$$

Équation 3-4

Cette équation permet de déterminer la bande passante maximale pour un stub quart d'onde à la fréquence f_0 . En considérant la fréquence de coupure à -3 dB, on obtient l'équation :

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{2}{\sqrt{4 + 1 / \operatorname{tg}^2(\pi \cdot f / 2f_0)}}$$

Équation 3-5

D'où une fréquence de coupure basse à -3 dB donnée par :

$$f = \frac{2 \cdot f_0}{\pi} \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{2}\right) + 2 \cdot k \cdot f_0$$

soit en approximation numérique une fréquence de coupure basse de $(0.296 + 2k) f_0$.

Une fréquence de coupure haute à -3 dB selon :

$$f = 2.f_0 + \frac{2.f_0}{\pi} \cdot \text{arctg}\left(-\frac{1}{2}\right) + 2.k.f_0$$

soit en approximation numérique une fréquence de coupure haute de $(1.705+2k) f_0$.
 k entier représente le caractère cyclique de la bande passante pour ce type de lignes.

Soit une bande passante maximale Bp_s pour un stub :

$$Bp_s = 2.f_0 - \frac{4.f_0}{\pi} \cdot \text{arctg}\left(\frac{1}{2}\right)$$

D'autre part l'expression en $\tan(\theta)$ de S_{21} induit des zéros de transmission pour $\theta = 0 [\pi]$ soit pour des fréquences $f = 2k f_0$ et un maximum de transmission pour $\theta = \pi/2 [\pi]$ soit pour des fréquences $f = (2k+1) f_0$ avec k entier.

4 BANDE PASSANTE D'UNE JONCTION HOMOGENE

Lorsque les stubs qui constituent une jonction sont quart d'onde à la même fréquence, la jonction est dite homogène. Ainsi, pour une jonction homogène, $\theta_{ms} = \theta_{ss} = \theta = \pi f / (2f_0)$. D'après l'équation 2-8, l'expression du gain en transmission de la jonction est alors:

$$|S_{21}| = \frac{2T}{\sqrt{(T^2 + 1 - 1/(\text{tg}^2(\theta))^2 + 4/\text{tg}^2(\theta)}}$$

Équation 4-1

L'expression de $|S_{21}|$ dépend de T et de θ or $T = n \sqrt{Z_s / Z_m}$ est fonction du rapport des impédances caractéristiques sur lequel il est facile d'agir en dimensionnant les largeurs de lignes, du rapport de transformation n qui dépend essentiellement de la technologie.

Ainsi, il est utile d'évaluer l'influence du rapport T sur la bande passante de la jonction. La figure 4-1 présente l'allure de la bande passante en dB d'une jonction homogène dont les stubs sont quart d'onde à f_0 pour différentes valeurs de T :

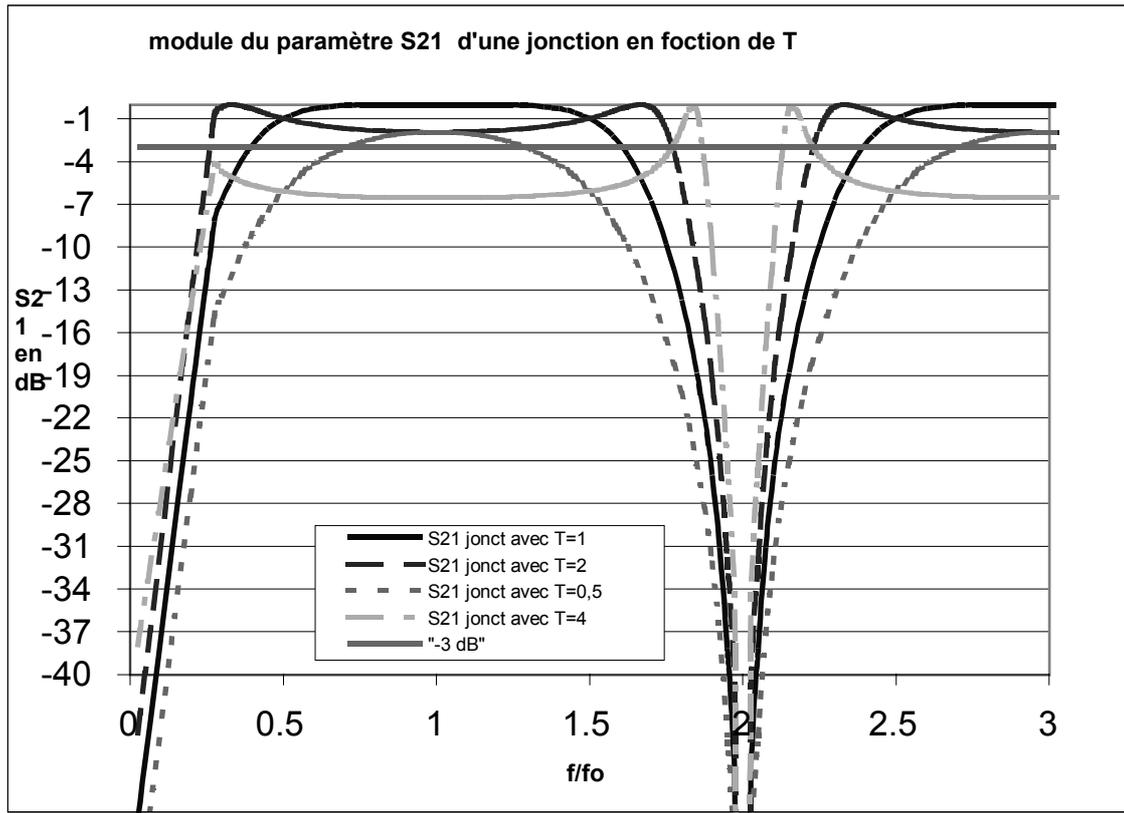


Figure 4-1 : gain de la jonction homogène en fonction du coefficient T

Ainsi le gain de la jonction homogène en fonction de T peut s'étudier selon trois cas :

1. pour $0 < T < 1$, la bande passante est réduite et le gain dans la bande passante est réduit ; le gain maximal de la jonction est $G_{\max} = \frac{2T}{T^2+1} < 1$, obtenu pour des fréquences telles que : $f = (2k+1)f_0$.
2. pour $T > 1$, le gain dans la bande passante est réduit ; le gain maximal de la jonction $G_{\max} = 1$ est obtenu pour des fréquences telles que $f = \frac{2}{\pi} \cdot f_0 \cdot \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{T^2-1}}\right) + (2kf_0)$ et $f = \frac{2}{\pi} \cdot f_0 \cdot (\pi - \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{T^2-1}}\right)) + (2kf_0)$ mais pour $f = 2kf_0$ c'est à dire à la fréquence centrale de la jonction, le gain n'est que de $G = \frac{2T}{T^2+1} < 1$
3. pour $T = 1$, $G_{\max} = 1$ et la bande passante est large : le gain reste proche de 1 (0dB) sur une large bande de fréquence. $T=1$ est le meilleur compromis pour obtenir un gain maximal sur une large bande de fréquences.

Pour avoir un gain maximal de cette jonction dans la bande passante, il faut que $n^2 Z_s/Z_m$ soit le plus proche possible de 1, c'est aussi à cette condition que la bande passante de la jonction est la plus grande, on a alors adaptation d'impédance au niveau de la jonction. En effet si T est différent de 1, le gain est atténué dans la bande passante.

Ainsi pour T=1, le gain en transmission ou $|S_{21}|$ de la jonction est considéré comme optimal.

D'où l'équation :

$$|S_{21}|_{optimal} = \frac{2}{\sqrt{(2 - 1/(tg^2(\theta)))^2 + 4/tg^2(\theta)}}$$

$$|S_{21}|_{optimal} = \frac{2}{\sqrt{4 + 1/(tg^4(\theta))}}$$

Équation 4-2

pour une jonction homogène centrée sur f_0 on obtient :

$$|S_{21}|_{optimal} = \frac{2}{\sqrt{4 + 1/(tg^4(\pi \cdot f / 2f_0))}}$$

Équation 4-3

Ainsi, la jonction admet comme fréquences de coupure à -3 dB :

- Fréquence de coupure basse à -3 dB

$$f_{cb} = \frac{2 \cdot f_0}{\pi} \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) + 2 \cdot k \cdot f_0$$

- Fréquence de coupure haute à -3 dB

$$f_{ch} = \frac{2 \cdot f_0}{\pi} \cdot \arctg\left(-\frac{1}{\sqrt{2}}\right) + 2 \cdot (k+1) \cdot f_0$$

avec k entier qui représente l'aspect cyclique de la bande passante.

Une bande passante Bp_{jh} :

$$Bp_{jh} = 2 \cdot f_0 - \frac{4 \cdot f_0}{\pi} \cdot \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$$

L'approximation numérique conduit à :

$f_{cb} = (0.392 + 2k) \cdot f_0$ et $f_{ch} = (1.608 + 2k) \cdot f_0$ avec k entier et une bande passante de l'ordre de $1.22 \cdot f_0$ pour la jonction homogène.

En considérant θ , la longueur électrique du stub, d'après l'équation (4-2), la jonction homogène est passante pour :

$$\arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) + k \cdot \pi \leq \theta + k \cdot \pi \leq (k+1) \cdot \pi - \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$$

En conclusion, nous avons montré qu'une jonction homogène entre une ligne microruban et une ligne à fente possède une bande passante de l'ordre de $1.22 f_0$, pour une fréquence centrale f_0 . Cette bande passante est également quantifiée par rapport à la longueur électrique des stubs et ce quel que soit le substrat utilisé. En terme de pertes, de largeur de bande, le rapport T optimal est égal à 1.

L'étude d'un stub adapté a conduit à déterminer une bande passante proche de $1.41 \cdot f_0$. Comparons maintenant le gain en transmission d'une jonction homogène et celle d'un stub qui la compose.

5 COMPARAISON DE LA TRANSMISSION D'UNE JONCTION HOMOGENE ET D'UN STUB

Les études du stub et de la jonction homogène en termes de transmission et de bande passante présentent des similitudes. Celles-ci vont maintenant être mises en évidence.

Pour cela, le rapport T défini dans paragraphe précédent sera unitaire, le stub et la jonction seront chargés par des ports adaptés.

Dans ces conditions, le gain en transmission d'un stub quart d'onde à une fréquence f_0 est donné par l'équation 3-4 :

$$|S_{21}|_{\text{stub}} = \frac{2}{\sqrt{4+1/(\text{tg}^2(\pi \cdot f / 2f_0))}}$$

De même, le gain en transmission d'une jonction homogène est donné par l'équation 4-2 :

$$|S_{21}|_{\text{jonct}} = \frac{2}{\sqrt{4+1/(\text{tg}^4(\pi \cdot f / 2f_0))}}$$

Les expressions de $|S_{21}|_{\text{stub}}$ et de $|S_{21}|_{\text{jonct}}$ sont proches, seule la puissance à laquelle est élevée la tangente diffère. Cette similitude se retrouve graphiquement dans l'exemple suivant d'une jonction homogène et d'un stub quart d'onde à f_0 :

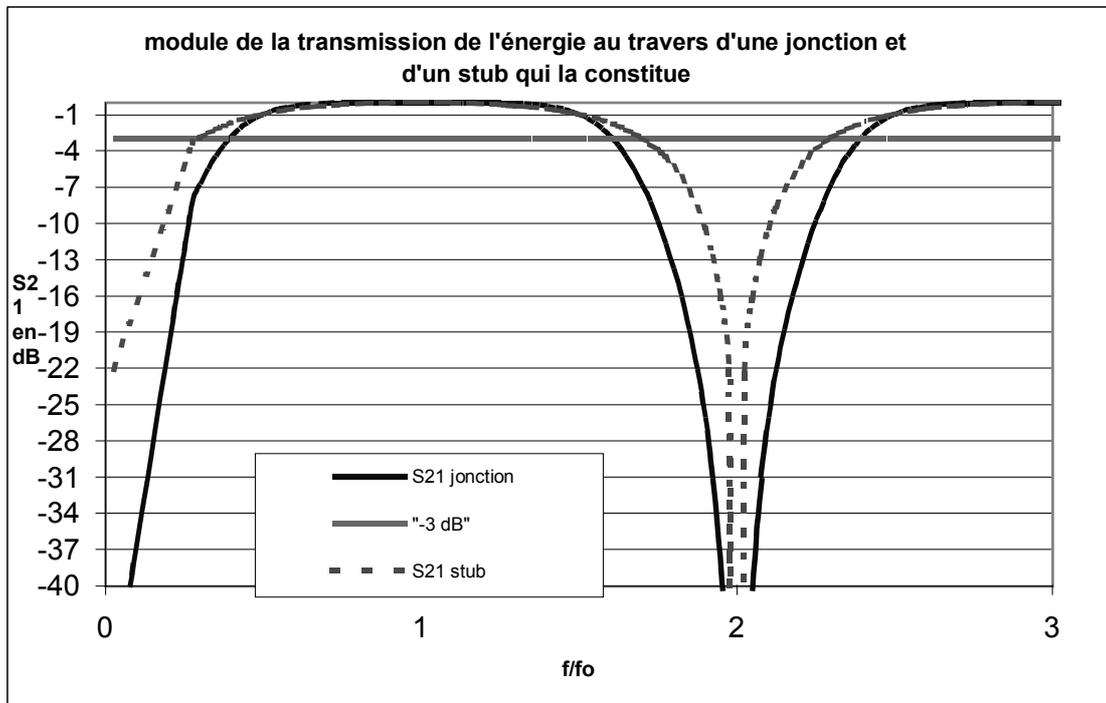


Figure 5-1 : bande passante d'une jonction homogène et d'un stub quart d'onde

Sur les deux réponses fréquentielles on trouve :

- Une fréquence centrale de transmission identique à $f_0 \cdot (1+2k)$,
- Des zéros de transmission pour des fréquences de $f_0 \cdot 2k$,
- Une bande passante assez large et sans ondulation autour de la fréquence centrale.

Ces similitudes entre la jonction homogène et un stub qui la constitue permettent de prévoir l'allure de la bande passante d'une jonction en connaissant celle des stubs qui la constituent, et plus particulièrement la position des pôles et des zéros de transmission.

Dans un deuxième temps, il est intéressant de comparer la discrimination des deux structures. Pour cela nous envisageons le rapport $\delta_{h/s}$ entre la variation relative de la bande passante du stub et la variation relative de la réponse de la jonction par rapport à la fréquence tel que :

$$\delta_{h/s} = \frac{\partial(S_{21,jonc})}{S_{21,jonc}} \cdot \frac{S_{21,stub}}{\partial(S_{21,stub})}$$

L'expression mathématique de ce rapport est :

$$\delta_{h/s} = 2 \frac{4 + \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\pi \cdot f}{2 \cdot f_0}\right)}}{\left(4 + \frac{1}{\tan^4\left(\frac{\pi \cdot f}{2 \cdot f_0}\right)}\right) \cdot \tan^2\left(\frac{\pi \cdot f}{2 \cdot f_0}\right)}$$

Si ce rapport est inférieur à 1, la variation relative du paramètre en transmission S_{21} du stub est plus grande que la variation relative du paramètre S_{21} de la jonction et inversement si $\delta_{h/s}$ est supérieur à 1, la variation relative du paramètre S_{21} de la jonction est plus importante que celle du stub.

Graphiquement, ce rapport a l'allure suivante :

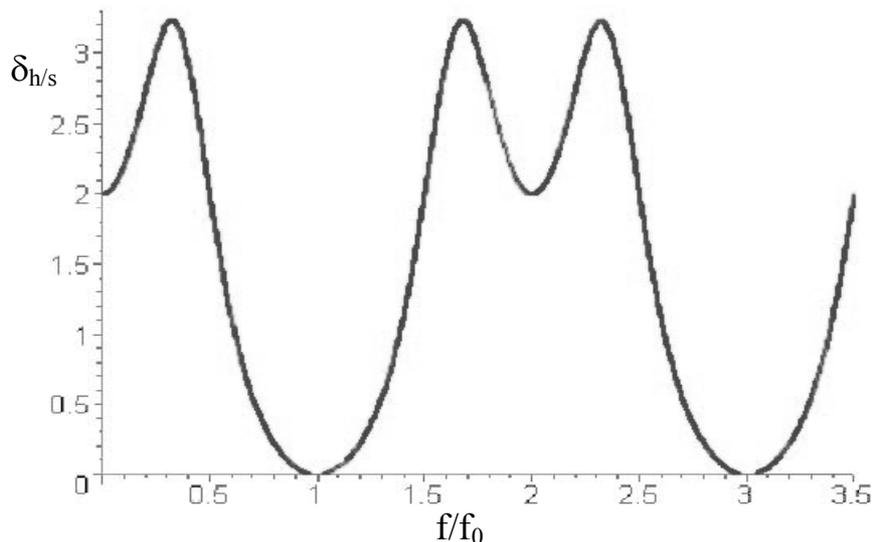


Figure 5-2 : rapport δ en fonction de la fréquence

Ce graphique met en évidence plusieurs points essentiels :

- $\delta_{s/h}$ est inférieur à 1 lorsque la fréquence est comprise entre :

$$\left(\frac{2}{\pi} \cdot \arctan\left(\frac{1}{2}\sqrt{4+2\sqrt{5}}\right) + 2k\right) \cdot f_0 \text{ et } \left(\frac{-2}{\pi} \cdot \arctan\left(\frac{1}{2}\sqrt{4+2\sqrt{5}}\right) + 2(k+1)\right) \cdot f_0$$

soit en application numérique entre $(0.617+2k) \cdot f_0$ et $(1.383+2k) \cdot f_0$

Ce qui se traduit par une réponse en transmission de la jonction qui présente moins d'atténuation que celle du stub dans cette zone incluse dans la bande passante. Partout ailleurs, $\delta_{h/s}$ est supérieur à 1, ce qui implique que la jonction est plus discriminante que le stub.

Ainsi, proche de la fréquence centrale de la jonction, la transmission du signal en fonction de la fréquence varie moins au travers de la jonction qu'au travers du stub, ce qui a pour

conséquence une bande passante de jonction plus homogène que celle du stub. A contrario, lorsqu'on s'éloigne de f_0 , $\delta_{h/s}$ devient supérieur à 1, ce qui se traduit par une variation plus importante de l'énergie transmise en fonction de la fréquence au travers de la jonction, la transmission du signal par rapport à la fréquence varie de façon plus importante pour la jonction que pour le stub.

En conclusion, la bande passante de la jonction est inférieure à celle du stub, et la réponse présente moins d'atténuation sur un domaine fréquentiel plus important. De plus, hors de la bande passante, la pente de S_{21} est plus grande pour la jonction que pour un stub. Ce constat met en valeur l'intérêt de la jonction entre la ligne à fente et la ligne microruban dans la conception de filtres qui demandent une bande passante sans ondulation et des pentes de réjection les plus grandes possibles.

Les principaux résultats de l'étude du stub et de la jonction sont récapitulés dans le tableau suivant :

Paramètre	Stub seul quart d'onde à f_0	Jonction centrée sur f_0
Bande passante	$1.41 f_0$	$1.22 f_0$
Pôles	$(2k+1) f_0$	$(2k+1) f_0$
Zéros	$2k f_0$	$2k f_0$

Tableau 5-1 : récapitulatif des principaux paramètres de la jonction et du stub.

La comparaison des réponses en transmission de la jonction et du stub vient d'être établie. Ces réponses présentent de grandes similitudes en termes de bande passante, de maxima de transmission et de zéros de transmission. La connaissance d'un stub permet de prévoir le fonctionnement de la jonction. La jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente se présente comme une structure filtrante pour laquelle la bande passante et la fréquence centrale sont liées.

Une nouvelle approche de la jonction permettant de dissocier la bande passante de la jonction de sa fréquence centrale va maintenant être présentée.

6 NOTION DE JONCTION INHOMOGENE

La jonction entre la ligne à fente et la ligne microruban telle qu'elle vient d'être présentée est une jonction homogène, le stub microruban et le stub à fente ayant la même longueur électrique [38]. Dans ce paragraphe, des jonctions dont le stub microruban et le stub à fente n'ont pas la même longueur électrique vont être étudiées. Cette approche va introduire la notion de jonction inhomogène.

L'objectif de cette approche est de pouvoir agir sur la bande passante de la jonction dans le cadre de la réalisation de filtres.

Lorsque les longueurs électriques des stubs à fente et microruban sont différentes, le gain en transmission de la jonction devient d'après l'équation 2-8:

$$|S_{21}| = \frac{2T}{\sqrt{(T^2 - 1 / (\operatorname{tg}(\pi f / (2f_{0m})) \operatorname{tg}(\pi f / (2f_{0s}))) + 1)^2 + (1 / \operatorname{tg}(\pi f / (2f_{0m})) + 1 / \operatorname{tg}(\pi f / (2f_{0s})))^2}}$$

Équation 6-1

Avec :

f_{0m} la fréquence à laquelle le stub microruban est quart d'onde,

f_{0s} la fréquence à laquelle le stub à fente est quart d'onde.

Cette équation peut aussi avoir la forme suivante :

$$|S_{21}| = \frac{2T}{\sqrt{(T^2 - 1 / (\operatorname{tg}(\theta_m) \operatorname{tg}(\theta_s)) + 1)^2 + (1 / \operatorname{tg}(\theta_m) + 1 / \operatorname{tg}(\theta_s))^2}}$$

Équation 6-2

Avec :

θ_m la longueur électrique du stub microruban

θ_s la longueur électrique du stub à fente

Pour simplifier l'étude de la jonction inhomogène, nous considérons à nouveau T égal à 1. Cette valeur a été définie comme optimale dans le paragraphe 4 ; elle représente le cas pour lequel il y a adaptation entre l'entrée et la sortie de la jonction.

Dans ce cas, l'expression de $|S_{21}|$ devient :

$$|S_{21}| = \frac{2}{\sqrt{(2 - 1 / (\operatorname{tg}(\theta_m) \operatorname{tg}(\theta_s)))^2 + (1 / \operatorname{tg}(\theta_m) + 1 / \operatorname{tg}(\theta_s))^2}}$$

Équation 6-3

Cette équation représentant la transmission de l'énergie au travers de la jonction inhomogène met en évidence un lien entre le fonctionnement de la jonction et le fonctionnement des stubs qui la composent. En effet, un zéro de transmission est obtenu au travers de la jonction quand $|S_{21}| = 0$, c'est à dire d'après l'équation 6-3, quand θ_m ou $\theta_s = 0[\pi]$

Or θ_m ou $\theta_s = 0[\pi]$ correspond à un zéro de transmission sur le stub microruban ou le stub à fente. De même, quand la transmission du signal au travers des deux stubs est élevée ($|S_{21}|$ proche de 1) $\tan \theta_m$ et $\tan \theta_s$ sont élevées, le paramètre $|S_{21}|$ de la jonction est proche de 1 (ou 0 dB). L'allure du gain en transmission de la jonction peut donc être prévue à partir des l'étude de chacun des stubs.

Cette constatation peut être illustrée par l'exemple suivant, dans lequel nous considérons une jonction inhomogène entre un stub quart d'onde à 4 GHz et un stub quart d'onde à 3.5 GHz.:

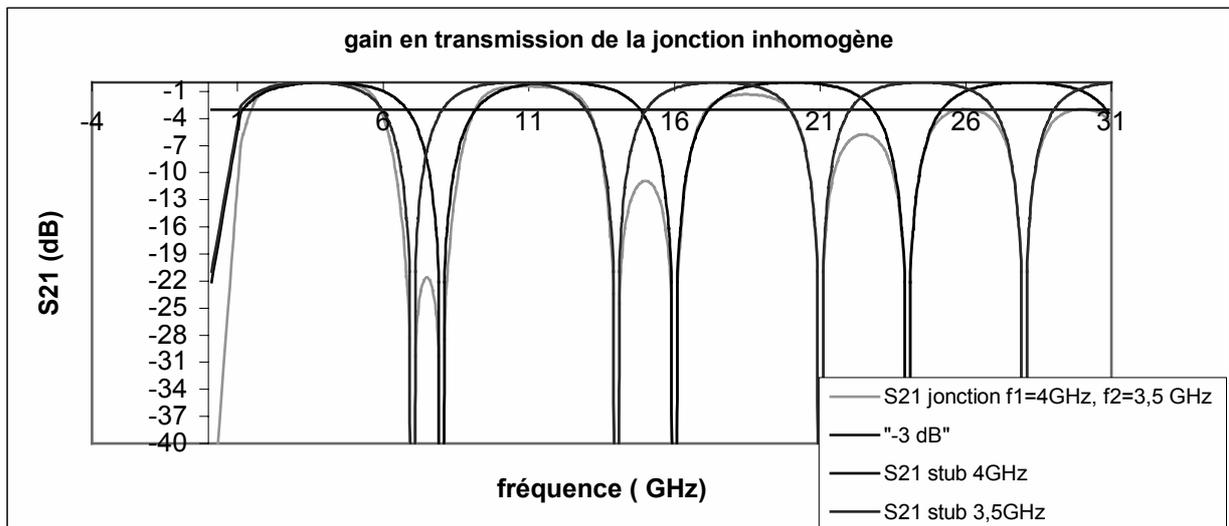


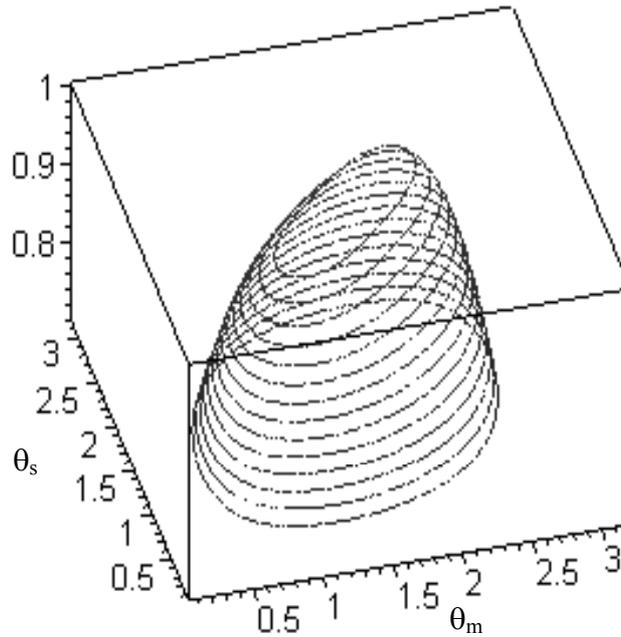
Figure 6-1 : stubs et jonction inhomogène.

Comme attendu quand un des stubs n'est pas passant, la jonction n'est pas passante, et quand la transmission dans les deux stubs est proche de 0 dB, la transmission est proche de 0 dB au travers de la jonction constituée par ces deux stubs.

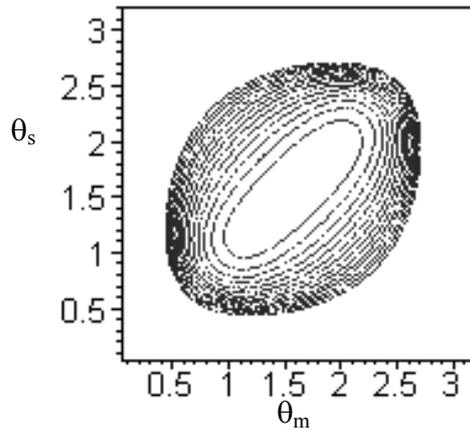
Dans le cas de la jonction homogène, la réponse en transmission a pu être évaluée en fonction de la longueur électrique des stubs. Voyons comment la réponse de chacun des stubs peut conduire à évaluer la réponse d'une jonction inhomogène. Dans le cas de la jonction inhomogène, deux longueurs électriques de stubs interviennent. Ainsi, la représentation et l'étude de la réponse en transmission de la jonction en fonction des longueurs électriques des stubs ne peuvent se faire qu'en trois dimensions (θ_m , θ_s et amplitude de la bande passante).

7 APPROXIMATION DE LA BANDE PASSANTE DE LA JONCTION INHOMOGENE

En considérant fréquence de coupure à -3dB , la représentation de la réponse en transmission de la jonction inhomogène a l'allure suivante (pour θ_m et $\theta_s \leq \pi$) :



a) vue en trois dimensions



b) vue de dessus

Figure 7-1 bande passante de la jonction inhomogène

En première approche, la bande passante est inscrite dans une ellipse qui est fonction de θ_m et de θ_s . Il suffit donc de définir l'équation de l'ellipse approchant la bande passante de la jonction pour avoir une expression simple de celle-ci en fonction des longueurs électriques des stubs.

Cette ellipse a pour axe principal l'axe $\theta_m = \theta_s$, ce qui correspond au cas d'une jonction homogène. De plus, cette ellipse est centrée sur le point de coordonnées $\pi/2, \pi/2$.

Dans ces conditions, l'équation de l'ellipse est de la forme:

$$\frac{(\theta_m + \theta_s - \pi)^2}{a} + \frac{(\theta_m - \theta_s)^2}{b} = 1$$

Équation 7-1

Pour une jonction homogène, cette équation devient :

$$\frac{(2\theta - \pi)^2}{a} = 1$$

De plus pour la jonction homogène (avec $k=0$) :

$$\arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \leq \theta \leq \pi - \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \text{ d'où l'équation donnant les extrémaux de la bande}$$

passante :

$$\left(\theta - \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)\right) \cdot \left(\theta - \pi + \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)\right) = 0$$

Équation 7-2

Par identification entre les équations (7-1) et (7-2) on obtient:

$$a = 4 \left(\arctg^2\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) - \pi \cdot \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) + \frac{\pi^2}{4} \right)$$

soit $a=3.65$ en approximation numérique.

Considérons l'axe secondaire de l'ellipse, $\theta_m = \pi - \theta_s$; dans ces conditions, l'équation de l'ellipse devient : $\frac{(2\theta_m - \pi)^2}{b} = 1$

Et le paramètre S_{21} s'écrit :

$$|S_{21}| = \frac{2}{\sqrt{(2 + 1/(tg(\theta_m)tg(\theta_m)))^2}}$$

Dans ces conditions, les fréquences de coupure à -3dB (points extrêmes sur l'axe secondaire) deviennent $\theta_m = \arctg\left(\frac{\sqrt{2+2\sqrt{2}}}{2}\right)$ et $\theta_m = \pi - \arctg\left(\frac{\sqrt{2+2\sqrt{2}}}{2}\right)$

Ainsi, par identification :

$$b=4((\arctg(\frac{\sqrt{2+2\cdot\sqrt{2}}}{2})-\pi)\cdot\arctg(\frac{\sqrt{2+2\cdot\sqrt{2}}}{2})+\pi^2/4)$$

ce qui donne en approximation numérique : $b=2.18$.

De ce fait, l'équation d'ellipse qui donne en première approche la bande passante de la jonction inhomogène est la suivante :

$$\frac{(\theta_m+\theta_s-\pi)^2}{3.65}+\frac{(\theta_m-\theta_s)^2}{2.18}=1$$

Équation 7-3

La figure suivante reprend les représentations de cette ellipse et de la zone de bande passante de la jonction inhomogène en fonction de θ_m et de θ_s .

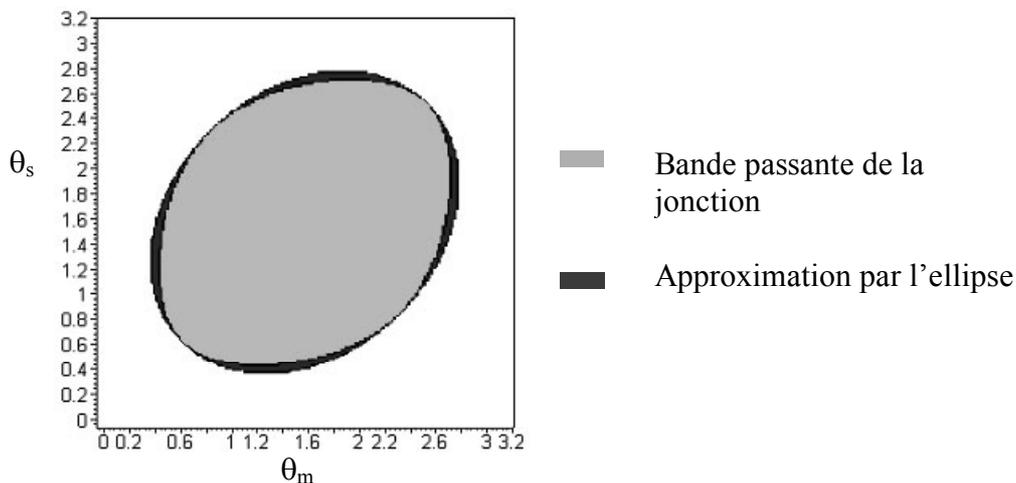


Figure 7-2 : approximation de la bande passante de la jonction inhomogène

Par construction il y a une bonne concordance entre la bande passante et l'ellipse obtenue. Toutefois, quand on s'éloigne des axes $\theta_m=\theta_s$ et $\theta_m=\pi-\theta_s$, l'erreur d'approximation augmente. Pour une des deux longueurs électriques fixée (θ_m ou θ_s), on évalue l'erreur maximale sur l'autre grandeur électrique à 0.067 radians. Dès lors, on envisage une correction des coefficients de l'ellipse afin de minimiser cette erreur. Une telle étude conduit à considérer la surface définie par :

$$\frac{(\theta_m+\theta_s-\pi)^2}{3.6}+\frac{(\theta_m-\theta_s)^2}{2}\leq 1$$

Dans ce cas, l'erreur maximale définie précédemment est inférieure à 0.04 radians. Cette équation elliptique simple permet donc d'obtenir une bonne approximation de la bande passante de la jonction lorsque les longueurs électriques des stubs sont connues. Etablie pour θ_m et θ_s

compris entre 0 et π , cette expression de la bande passante peut être généralisée en remplaçant θ_m par $\theta_m - k_m \cdot \pi$ et θ_s par $\theta_s - k_s \cdot \pi$ avec k_m et k_s entiers. Le lieu de bande passante de la jonction dans le plan (θ_m, θ_s) est alors défini par :

$$\frac{(\theta_m + \theta_s - (k_m + k_s + 1)\pi)^2}{3.6} + \frac{(\theta_m - \theta_s + (k_s - k_m)\pi)^2}{2} \leq 1$$

En exprimant les longueurs électriques des stubs par rapport aux fréquences auxquelles les stubs sont quart d'onde, il vient :

$$\frac{((1/f_{0m} + 1/f_{0s}) \cdot f - 2(k_m + k_s + 1))^2}{1.8} + ((1/f_{0m} - 1/f_{0s}) \cdot f + 2(k_s - k_m))^2 \leq \frac{8}{\pi^2}$$

Cette inéquation permet la détermination de la bande passante de la jonction inhomogène entre la ligne à fente et la ligne microruban en fonction des fréquences auxquelles les stubs sont quart d'onde. Ainsi pour les fréquences f pour lesquelles cette inégalité est vérifiée, la jonction inhomogène est passante.

8 CONCLUSION

Nous venons de constater que la bande passante de la jonction est directement liée à la fréquence à laquelle les stubs sont quart d'onde. Une relation simple entre la bande passante de la jonction inhomogène et la longueur électrique des stubs a été établie. Cette approche géométrique de la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente permet de prévoir la bande passante de la jonction en fonction de la fréquence à laquelle les stubs sont quart d'onde. Cette approche sera essentielle dans une démarche de conception de structures filtrantes. Cette étude est toutefois basée sur un modèle de jonction qui ne prend pas en compte les pertes et les effets de bout des stubs, c'est pourquoi pour concevoir des filtres hyperfréquences utilisant la jonction inhomogène entre la ligne microruban et la ligne à fente, il faudra associer cette approche de conception de filtres à des méthodes d'optimisation.

CHAPITRE III

CONCEPTION ET OPTIMISATION DE STRUCTURES DE FILTRES

CHAPITRE III

CONCEPTION ET OPTIMISATION DE STRUCTURES DE FILTRES

1 INTRODUCTION

La notion de jonction inhomogène ayant été introduite dans le chapitre précédent, des outils permettant son exploitation et son optimisation vont être mis en place dans le présent chapitre.

Les spécificités de la jonction inhomogène sont proches de celles utilisées dans le filtrage hyperfréquence. Tout comme les filtres, la jonction peut être définie par un gabarit et présente une bande passante, une atténuation dans la bande ou un taux de réjection. Dans le but d'utiliser la jonction inhomogène comme structure filtrante, la démarche classique de conception de filtres sera abordée en premier lieu. Puis, une nouvelle approche technologique de la conception de filtres hyperfréquences mieux adaptée à l'utilisation de la jonction inhomogène sera présentée. Cette approche technologique est basée sur les possibilités offertes par la jonction inhomogène notamment en terme de bande passante en fonction des stubs qui la constituent. Le lien entre la bande passante d'un filtre à concevoir et les longueurs de stubs permettra ainsi d'établir des domaines de variation pour les dimensions de ces derniers. Par une méthode d'optimisation, les longueurs de stubs seront ensuite ajustées de façon à respecter au mieux le gabarit choisi.

Dans un deuxième temps, cette approche technologique et la méthode d'optimisation seront implémentées dans l'outil logiciel MS-QUAD développé en propre au laboratoire. Pour cela, une brève présentation du logiciel sera faite, puis, les éléments nouveaux nécessaires à la mise en œuvre de nos applications notamment un module d'optimisation y seront implantés.

Enfin, les outils logiciels disponibles au laboratoire et permettant une validation de la méthode d'optimisation et de MS-QUAD seront présentés.

2 CONCEPTION DE FILTRE

Un filtre de fréquence est un système qui laisse passer sans affaiblissement d'amplitude des signaux dont les composantes fréquentielles appartiennent toutes à une bande donnée, et contribue à affaiblir les amplitudes des signaux dont les composantes sont situées hors de cette bande. De ce fait, un filtre est caractérisé par plusieurs paramètres :

- Une bande passante qui représente la bande de fréquence pour laquelle le filtre laisse passer le signal
- Un taux de réjection qui représente l'atténuation du signal en dehors de la bande passante
- Une pente de réjection qui est le passage entre la bande rejetée et la bande passante
- Un taux d'ondulation dans la bande qui représente la variation de transmission du signal dans la bande passante
- Des pertes par réflexion du signal dans la bande passante.

Tous ces paramètres peuvent être définis par l'utilisation d'un gabarit :

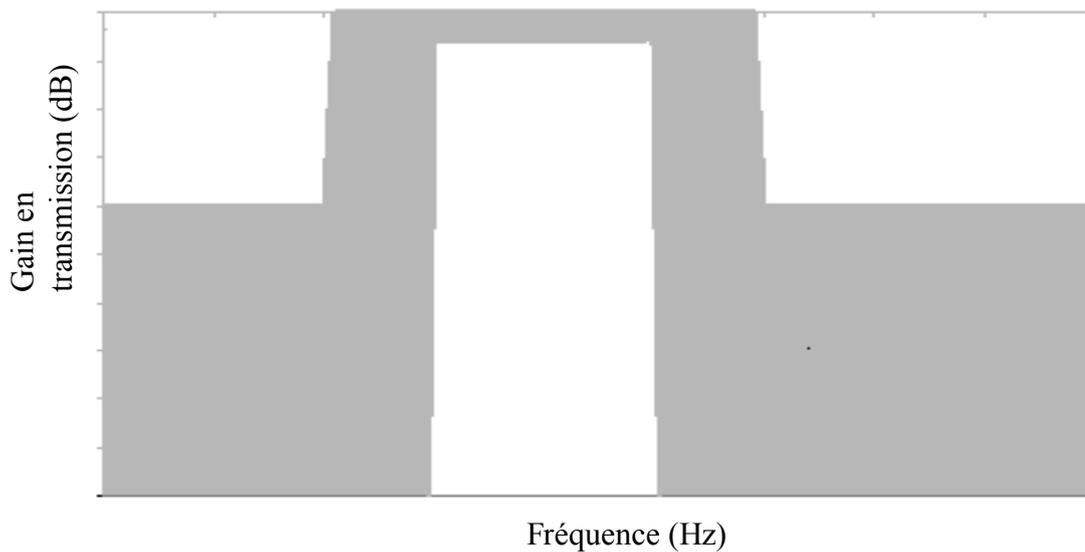


Figure 2-1 : gabarit d'un filtre

La partie grisée du gabarit représente la zone dans laquelle le gain en transmission du filtre doit se situer, elle donne graphiquement les caractéristiques du filtre.

2.1 Démarche classique

Les filtres peuvent être représentés par des modèles analytiques dont les plus couramment utilisés en hyperfréquences sont les modèles de Tchebychev, Butterworth, Bessel ou le modèle pseudo elliptique [45].

L'approche classique pour la synthèse de filtres utilisant des modèles analytiques suit toujours le même procédé[46] .

Dans un premier temps le gabarit du filtre à réaliser est défini avec une normalisation de la fréquence, puis, une transposition en fréquence permet d'obtenir le gabarit du filtre passe-bas prototype. La fonction de transfert du filtre prototype est calculée à partir des fonctions de transfert analytique standards. De là deux approches peuvent être envisagées : le schéma du filtre prototype est élaboré ou bien, la fonction de transfert du filtre en projet est calculée en utilisant les formules de transposition en fréquence. Cette étape est suivie par le dessin du schéma du filtre en projet avec les éléments normalisés, enfin la dénormalisation permet de dessiner le schéma du filtre à réaliser.

Cette démarche est récapitulée dans le schéma suivant :

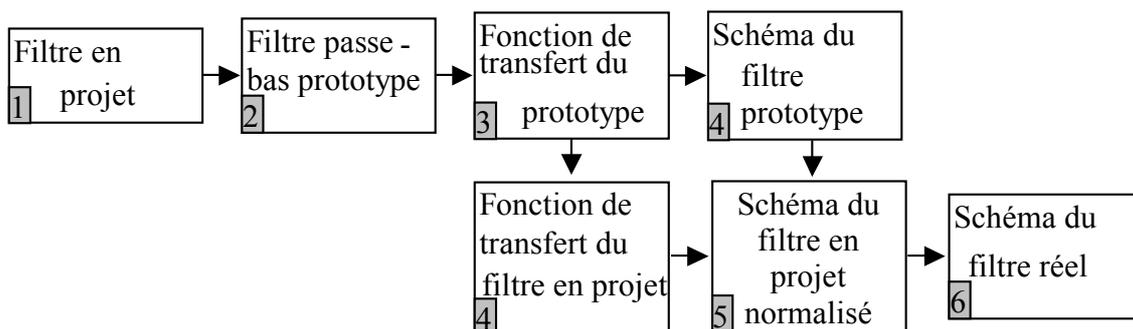


Figure 2-2 Méthode de synthèse d'un filtre

Cette démarche de conception de filtres est efficace et fiable. Pour passer de l'étape 3 à l'étape 5 deux approches sont possibles : soit on utilise la fonction de transfert du filtre en projet, soit un schéma du filtre prototype. Par cette approche de conception de filtres, si la technologie, l'ordre du filtre et le type de réponse du filtre sont définis, quel que soit le concepteur, un seul modèle de filtre sera défini. L'approche qui va maintenant être proposée donne une plus grande liberté dans le dimensionnement technologique des filtres.

2.2 Nouvelle approche

Dans le cadre de nos travaux, nous avons envisagé une approche technologique de conception de filtres, démarche différente de la démarche classique. Basée sur une approche technologique de conception de filtres et l'utilisation de la jonction inhomogène entre la ligne microruban et la ligne à fente, cette démarche est essentiellement appuyée sur le lien entre la bande passante de la jonction inhomogène et la bande passante des stubs qui la composent [47]. En effet au cours du chapitre précédent, ce lien a été mis en évidence et a montré qu'une étude des longueurs de stubs ou des fréquences auxquelles les stubs sont quart d'onde permettait de définir la bande passante de la jonction. De même, il a été montré que le caractère cyclique de la bande passante des stubs pouvait être exploité dans la conception de jonctions inhomogènes. Ainsi en associant plusieurs jonctions inhomogènes dont on connaît les dimensions des stubs, il est possible de concevoir un filtre passe-bande.

Partant de ces constats, notre approche de conception de filtres s'appuie sur l'étude des stubs. Pour qu'un filtre soit passant dans une bande de fréquence δf_0 , il faut que tous les stubs des jonctions qui constituent ce filtre soient passants dans la bande δf_0 .

Ce constat est fondamental dans notre démarche de synthèse et va nous permettre de déterminer des domaines de variation des fréquences de résonance des stubs qui constituent la jonction en fonction du gabarit du filtre choisi. Ainsi en connaissant la fréquence centrale et la bande passante du filtre à réaliser, des domaines de variation possibles pour les longueurs de stubs seront établis. Ces domaines associés à une méthode d'optimisation permettront la synthèse de filtres basés sur l'utilisation de la jonction inhomogène.

3 DOMAINES DE VARIATION DES STUBS

L'utilisation de jonction inhomogène entre la ligne microruban et ligne à fente pour la réalisation de filtres et la connaissance de la relation entre les bandes passantes des stubs et de la jonction nous conduit à définir un domaine de variation des dimensions des stubs en fonction des caractéristiques désirées pour le filtre.

Pour réaliser un filtre passe bande à partir de jonctions inhomogènes, il faut que tous les stubs qui constituent ces jonctions soient passants dans la bande passante du filtre, ce qui se traduit par une relation entre la bande passante choisie pour le filtre et la fréquence à laquelle les stubs sont quart d'onde.

Au cours du chapitre II, la bande passante du stub quart d'onde à la fréquence f_i a été définie par la relation : $|S_{21}| = \frac{2}{\sqrt{4 + 1/\text{tg}^2(\pi \cdot f / 2f_i)}}$

De plus le stub admet des maxima de transmission aux fréquences $f = (2k+1) \cdot f_i$ et des zéros de transmission aux fréquences $f = 2k \cdot f_i$, avec k entier. La bande passante du stub a un caractère cyclique, ainsi, pour un k entier donné, le signal est transmis au travers du stub pour des fréquences f comprises entre $(0.296+2k) \cdot f_i$ et $(1.705+2k) \cdot f_i$.

Ainsi, pour réaliser un filtre passe bande définie par une fréquence f_0 et une bande passante δf_0 , à l'aide de jonctions inhomogènes utilisant des stubs quart d'onde à f_i , il faut que la fréquence f_i réponde aux conditions suivantes :

$$f_0 - \delta f_0 / 2 \geq (0.296 + 2k) \cdot f_i \text{ et}$$

$$f_0 + \delta f_0 / 2 \leq (1.705 + 2k) \cdot f_i$$

Cette relation est établie pour une fréquence de coupure des stubs à -3dB . De façon plus générale, avec des fréquences de coupure différentes de la fréquence de coupure à -3 dB la relation devient :

$$f_0 - \delta f_0 / 2 \geq ((1-\eta)/2 + 2k) \cdot f_i \text{ et}$$

$$f_0 + \delta f_0 / 2 \leq ((3+\eta)/2 + 2k) \cdot f_i$$

Équations 3-1

Avec le coefficient η compris entre -1 et 1 dépendant de la fréquence de coupure choisie.

De plus, il est préférable que les maxima de transmission des stubs soient compris dans la bande passante du filtre. Ceci implique les relations [47]

$$f_0 - \delta f_0 / 2 \leq (2k+1) \cdot f_i \text{ et}$$

$$f_0 + \delta f_0 / 2 \geq (2k+1) \cdot f_i$$

Équations 3-2

Ces équations conduisent à l'élaboration de domaines de variation des fréquences définissant les stub quart d'onde en fonction de la bande passante choisie.

Différentes bandes de fréquences sont donc déterminées comme possibles pour la valeur de f_i . Ces bandes dépendent du nombre k .

Si k est nul, f_i sera proche de f_0 , c'est à dire que f_i sera élevée, la longueur du stub étant inversement proportionnelle à la fréquence à laquelle il est quart d'onde, le stub quart d'onde à la fréquence f_i sera de petite dimension. Si au contraire, k est élevé, dans la mesure des valeurs

possibles établies par les inégalités précédentes : f_i sera de l'ordre de f_0/k et le stub quart d'onde à f_i sera de plus grande taille (plus k sera grand plus la longueur du stub sera grande).

En contrepartie, pour un stub quart d'onde à une fréquence proche de f_0 , la pente de réjection sera moins abrupte que celle d'un stub quart d'onde à une fréquence plus faible. En effet, plus la fréquence à laquelle le stub est quart d'onde est élevée, plus l'écart entre les maxima et les zéros de transmission générés par le stub est élevé, plus la pente du signal transmis entre un maximum et un zéro est faible [47].

Cette remarque est illustrée sur le graphique suivant avec trois stubs dont un est quart d'onde à $f_0/5$, l'autre à $f_0/3$ et le troisième à f_0 , ces trois stubs sont passant à f_0 . Toutefois, le stub quart d'onde à $f_0/5$ génère des zéros de transmission à $f_0-f_0/5$ et $f_0+f_0/5$, relativement proche de f_0 et le stub quart d'onde à $f_0/3$ génère des zéros de transmission à $f_0-f_0/3$ et $f_0+f_0/3$, plus éloignés de f_0 . Enfin, le stub quart d'onde à f_0 génère des zéros de transmission à 0 et $2.f_0$, ce stub sera utilisé pour les filtres large bande.

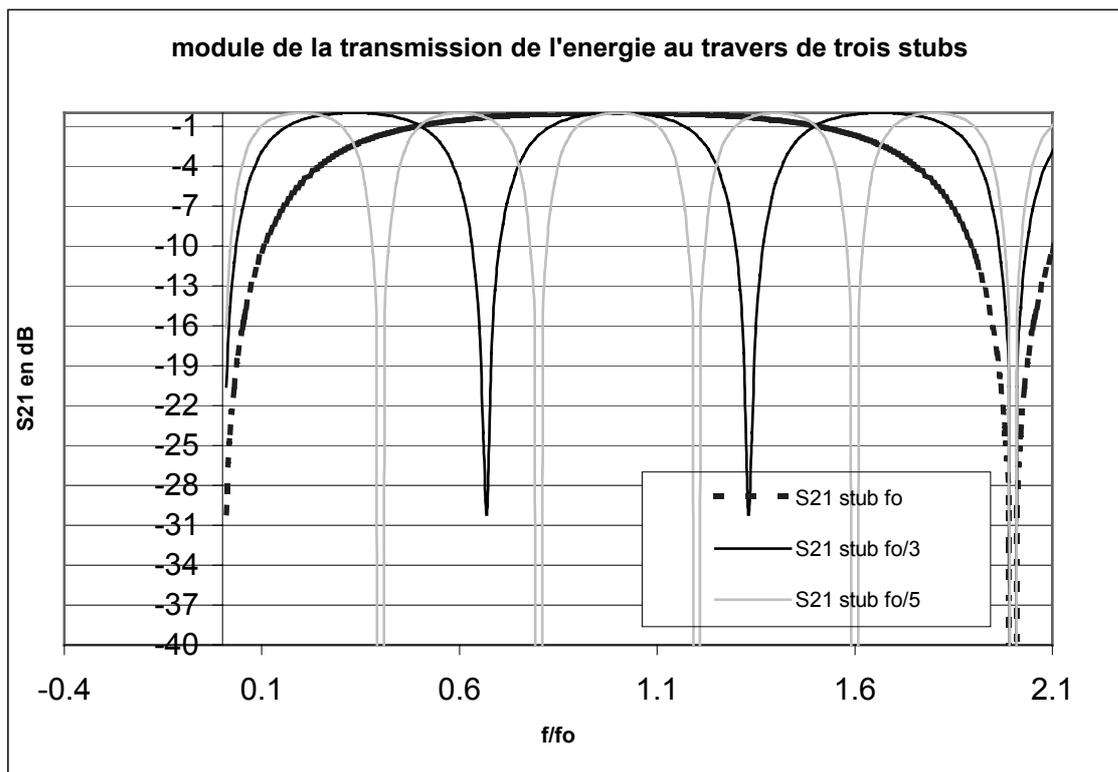


Figure 3-1 : stubs quart d'onde à f_0 , à $f_0/3$ et à $f_0/5$

Des domaines de variation possibles pour les longueurs de stubs viennent d'être établis d'après la relation entre sa bande passante et celle d'un filtre qu'il constitue ; associée à une méthode d'optimisation, cette relation conduira à la réalisation de filtres. D'autre part, un

compromis doit être établi entre une bonne approche de la bande passante et les dimensions des stubs.

4 OPTIMISATION PAR LA METHODE DES PLANS D'EXPERIENCE

Comme nous l'avons montré précédemment, l'association de plusieurs jonctions inhomogènes peut conduire à la réalisation de filtres. Le choix du gabarit entraîne alors des contraintes sur le dimensionnement des jonctions. Mais les interactions entre les différents éléments qui constituent le filtre et le meilleur choix des jonctions ne peuvent être fait que par une optimisation compte tenu du nombre de paramètres mis en jeu. Ainsi, en considérant les dimensions du circuit comme paramètre à optimiser et sachant que pour une jonction, quatre paramètres (longueur et largeur des deux stubs) interviennent, pour un circuit comprenant n jonctions, il faudra optimiser les longueur et largeur des $(n-1)$ lignes reliant les jonctions entre elles. Il en résulte que pour un filtre comprenant n jonctions, $6n-2$ paramètres sont à optimiser. En se limitant à un filtre passe bande utilisant deux jonctions inhomogènes, dix paramètres géométriques influent sur la bande passante du filtre. Ces paramètres sont les longueurs et les largeurs des lignes et des stubs. Pour optimiser une telle structure il faut donc une méthode rapide et capable de gérer un grand nombre de paramètres et les interactions entre eux. La méthode d'optimisation la plus adaptée à ce type de problème est la méthode des plans d'expérience ou méthode de Taguchi. Après une brève définition de cette méthode, un historique sur ses applications sera présenté, puis nous l'appliquerons à notre problématique.

4.1 Définition

La méthode des plans d'expérience (Design Of Experiment ou DOE) est une méthode mathématique qui permet d'organiser des expériences de manière à obtenir des analyses statistiquement fiables. La méthode Taguchi s'appuie sur les plans d'expériences orthogonaux (la condition d'orthogonalité permet d'étudier l'effet d'un facteur indépendamment des autres facteurs à partir des résultats du plan). Les plans permettent une diminution considérable du nombre d'essais à réaliser et une interprétation rapide et sans équivoque des résultats. Ils fournissent des résultats faciles à présenter à des non-spécialistes. Ils offrent la possibilité d'étudier un très grand nombre de facteurs, de détecter des interactions éventuelles, de modéliser aisément des résultats et de les déterminer avec une bonne précision.

La démarche expérimentale est la suivante [48] :

- a. Tous les paramètres susceptibles d’avoir une influence sur le fonctionnement de la structure sont recensés.
- b. Un domaine de variation est défini pour chacun d’eux.
- c. Une série d’expériences définie par une matrice fait varier tous les paramètres entre leur valeur maximale et leur valeur minimale.
- d. Les résultats de ces expériences sont évalués et l’influence de chacun des paramètres et de leurs interactions sur le fonctionnement de la structure ainsi que leur valeur optimale sont données par une méthode graphique.

4.2 Historique

Dans les années vingt, le mathématicien Anglais Fischer invente les plans d’expériences, leurs premières applications portent sur les rendements de céréales. Ces premiers plans d’expérience difficiles à mettre en œuvre n’ont alors pas de très grand succès auprès des ingénieurs dans l’industrie.

Dans les années 50, G. Taguchi invente les plans d’expérience clé en main pour l’industrie, cette méthode est introduite au Japon.

Ce n’est que dans les années quatre-vingt que la méthode de Taguchi est utilisée aux Etats Unis. Cette méthode est alors appliquée dans des entreprises telles que ITT, Xerox, Goodyear, Ford, Texas Instrument ou General Motor dont le marché est fortement concurrentiel.

Enfin, dans les années 90 la Méthode Taguchi est introduite en Europe.

Ce petit aperçu historique sur les plans d’expérience de Taguchi [49] met en évidence le grand intérêt de cette méthode dans des milieux industriels tels que l’électronique grand public ou l’automobile, des marchés fortement concurrentiels pour lesquels la conception et la production doivent être optimisées sans cesse.

4.3 Méthode des plans d’expérience et application aux structures considérées

Les caractéristiques des éléments constituant la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente (fréquence de résonance des stubs, impédance caractéristique) et des lignes (impédance caractéristique, déphasage entre l’entrée et la sortie de la ligne) pour un substrat donné sont directement liées aux longueurs et aux largeurs de ces éléments. Partant de ce constat, l’optimisation d’un circuit passif par la méthode des plans d’expérience va se faire par l’optimisation des longueurs et des largeurs des lignes qui le constituent. Deux paramètres sont

à optimiser pour chaque ligne et chaque stub d'un circuit passif. Pour chacun de ces paramètres, un domaine de variation est à définir (pour appliquer la méthode de Taguchi, la variation des paramètres est considérée comme linéaire dans le domaine défini). Le domaine de variation des largeurs de lignes est déterminé par des contraintes technologiques (résolution des typons maillage des écrans de sérigraphie). Le domaine de variation des longueurs de stubs peut être défini par les équations 3-1 et 3-2 du paragraphe 3. Cette première étape de la méthode de Taguchi peut être résumée sous la forme suivante : recensement des paramètres et détermination des domaines de variation.

En vue d'une série d'expériences guidée par la méthode de TAGUCHI, la deuxième étape de l'optimisation consiste en l'évaluation des expériences . Pour cela, une notation est établie, un gabarit idéal est fixé pour les paramètres en transmission et en réflexion du circuit en fonction de la fréquence. La différence entre le résultat de chacune des expériences et le gabarit idéal est évalué en plusieurs points de fréquence par la méthode des moindres carrés. Cette différence est notée pour chaque expérience et permet à la fin des expériences d'estimer l'influence de chaque paramètre sur le fonctionnement de la structure.

La troisième étape de l'optimisation est le choix du nombre d'expériences à réaliser. Pour cela, le plan d'expérience est défini par des tables éditées par G. Taguchi en fonction du nombre de paramètres à optimiser. Ces tables donnent le nombre d'expériences à réaliser et pour chaque expérience chacun des paramètres prend sa valeur maximale ou sa valeur minimale déterminée par le domaine de variation du paramètre considéré. Le tableau 1 présente pour exemple une table de Taguchi L_8 [50]. Le nombre 1 pour un paramètre dans la table indique que celui-ci prend sa valeur maximale, la valeur -1 indique que le paramètre prend sa valeur minimale.

Expérience n°	paramètre	1	2	3	4	5	6	7
1		-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
2		-1	-1	-1	1	1	1	1
3		-1	1	1	-1	-1	1	1
4		-1	1	1	1	1	-1	-1
5		1	-1	1	-1	1	-1	1
6		1	-1	1	1	-1	1	-1
7		1	1	-1	-1	1	1	-1
8		1	1	-1	1	-1	-1	1

Tableau 4-1 : Table L8 de Taguchi

Cette table permet d'évaluer l'effet de sept paramètres sur un système et d'en déterminer la valeur optimale. Les interactions entre les paramètres peuvent aussi être prises en compte : par exemple, la table L_8 peut permettre d'évaluer quatre paramètres et trois interactions entre ces paramètres. Dans notre cas, partant du nombre de paramètres à optimiser (longueur et largeur de chaque ligne du circuit à optimiser), un premier plan de Taguchi peut être ainsi mis en place.

Le résultat de chaque expérience est reporté dans une matrice, cette matrice est ensuite intégrée dans un programme qui permet de donner de façon graphique la valeur optimale de chaque paramètre dans le plan d'expérience. D'autre part, cette méthode permet d'évaluer l'influence des paramètres sur le fonctionnement de la structure, ainsi, un premier plan d'expérience ne tenant pas compte des interactions peut permettre de déterminer les éléments les plus influents sur le fonctionnement de la structure.

Un deuxième plan d'expérience ne prenant en compte que les éléments les plus influents sur le fonctionnement de la structure et leurs interactions permettra de trouver les dimensions optimales du circuit à optimiser. L'élimination des paramètres peu influents diminue considérablement le temps d'optimisation.

Enfin, la structure optimale trouvée par la méthode des plans d'expérience est validée par une simulation. La méthode de TAGUCHI d'optimisation par les plans d'expérience peut être résumée selon l'organigramme suivant :

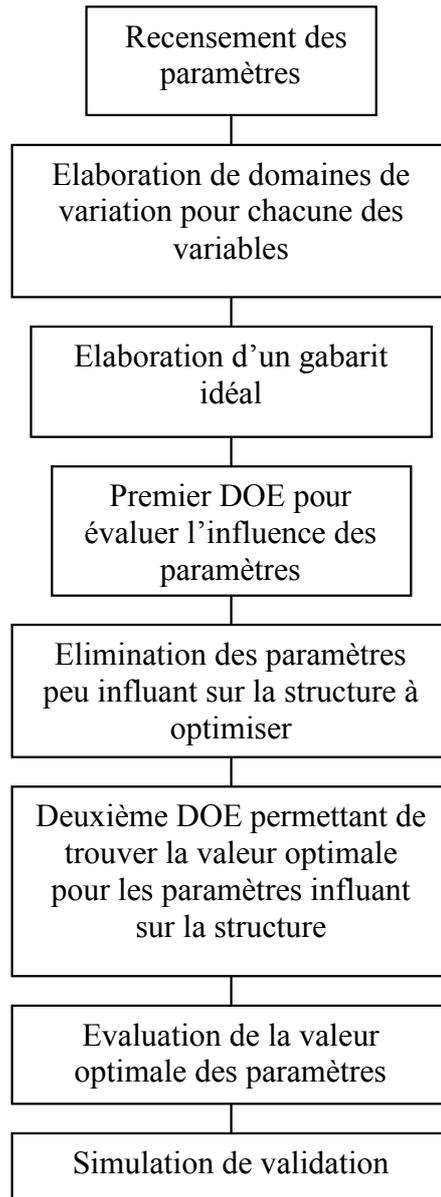


Figure 4-1 : méthode des plans d'expérience

Pour permettre une exploitation systématique de la méthode des plans d'expériences, celle-ci a été implémentée dans un outil logiciel. Le paragraphe suivant présente cet outil et les modifications qu'il a fallu lui apporter afin d'y implémenter la méthode des plans d'expériences.

5 L'OUTIL MS-QUAD

Comme nous l'avons vu précédemment, la méthode des plans d'expérience est une méthode qui demande un grand nombre de simulations, il faut donc associer la méthode des

plans d'expérience à un logiciel de simulation rapide. De plus, dans notre application, les lignes à fentes et la jonction entre la ligne à fente et la ligne microruban doivent être prises en compte par le logiciel d'optimisation, afin de pouvoir simuler des structures utilisant la jonction inhomogène entre la ligne microruban et la ligne à fente. Le logiciel MS-QUAD créé au laboratoire IXL par L. CASADEBAIG présente les qualités requises pour réaliser ces performances, aussi, c'est l'outil que nous avons choisi pour développer nos travaux.

5.1 Présentation du logiciel

MS-QUAD est un logiciel de simulation qui permet de simuler rapidement une structure passive multicouches à partir du modèle quadripolaire des éléments qui la composent et des paramètres physiques qui définissent chacun des éléments [38].

Ces paramètres sont :

- les longueurs et les largeurs de lignes
- les épaisseurs et les constantes diélectriques des substrats
- la bande de fréquence dans laquelle la structure est étudiée
- l'architecture et l'utilisation de MS-QUAD sont organisée selon deux parties distinctes.

La première partie du logiciel permet de calculer les paramètres caractéristiques des lignes microruban et des lignes à fentes dans un substrat diélectrique multicouche ou simple couche donné. Ces paramètres caractéristiques sont les constantes diélectriques effectives pour chaque type de ligne, les impédances caractéristiques des lignes, et le rapport de couplage n défini par DAS entre les microrubans et les lignes à fentes. Tous ces paramètres sont édités pour un substrat, des largeurs de lignes et une bande de fréquences fixées par l'utilisateur. Les étapes de fonctionnement de la première partie de MS-QUAD sont présentées dans l'organigramme suivant :

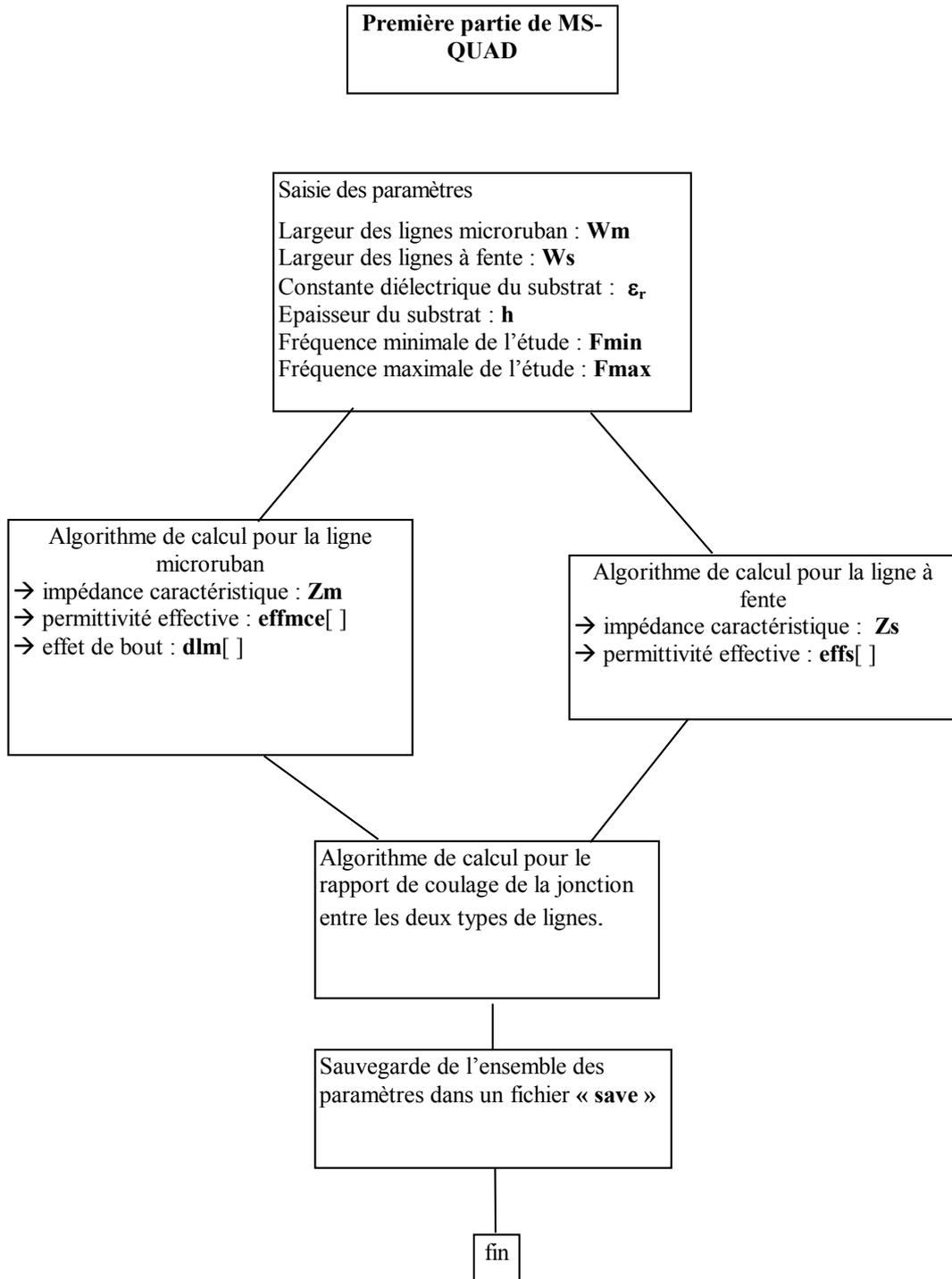


Figure 5-1 : première partie de MS-QUAD

La deuxième partie du logiciel permet de calculer les paramètres S_{ij} d'une structure à partir des données calculées dans la première partie du programme et du modèle quadripolaire de chacun des éléments de la structure mis en parallèle ou en série. L'organigramme suivant représente le mode de fonctionnement de la deuxième partie de MS-QUAD.

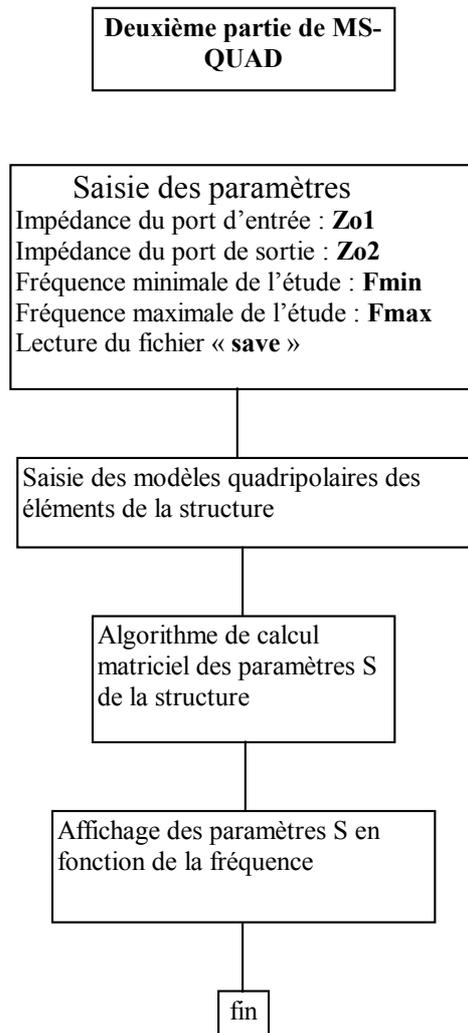


Figure 5-2 : deuxième partie de MS-QUAD

MS-QUAD s'avère être un outil important pour la simulation des structures multicouches passives. En effet ce logiciel est rapide simple d'utilisation, et reposant sur l'utilisation du logiciel de calcul MAPLE, il est facilement modifiable et évolutif et permet une grande souplesse d'utilisation.

5.2 Implémentation de largeurs non uniformes de lignes dans MS QUAD

Dans la première version de MS QUAD, la modularité au niveau des largeurs de lignes n'existait pas. En effet la première partie de MS QUAD permettait de générer les paramètres d'impédance, de constante diélectrique effective et d'effet de bout pour un substrat et des

dimensions de lignes données. De ce fait, les largeurs des stubs et des lignes n'étaient plus définissables et réglables dans la deuxième partie du programme, ce qui obligeait l'utilisateur à simuler des structures avec des largeurs de ligne à fente et de lignes microruban uniformes.

Pour pallier ce problème, nous avons réalisé une série de simulation dans la première partie de MS-QUAD, ces simulations exécutées pour un substrat donné prennent chacune en compte une largeur de ligne microruban et une largeur de ligne à fente différente. En changeant les largeurs de lignes pour chaque simulation, nous avons ainsi créé une bibliothèque d'impédances caractéristiques, de permittivité effective en fonction des largeurs de lignes pour un substrat donné. Cette bibliothèque est réutilisable pour tous les circuits faisant appel au même substrat. Les dimensions, les impédances caractéristiques et les permittivités effectives sont regroupées dans un fichier utilisable par la deuxième partie de MS-QUAD. Par cette méthode, nous avons transformé les largeurs de lignes fixées pour tout le circuit en une variable. Ainsi, lors de l'optimisation d'un circuit, les largeurs de lignes peuvent être considérées comme un paramètre variable et optimisable dans la deuxième partie de MS-QUAD. Dans nos applications, le choix des largeurs de lignes est guidé par des contraintes technologiques ; il est difficile de réaliser des lignes faisant moins de 100 microns de large en technologie hybride couche épaisse (technologie choisie pour nos réalisations). De plus, sur des lignes trop larges d'autres modes de transmission que le mode TE pour les lignes à fentes et le mode TEM pour les lignes microruban peuvent être considérés. Ainsi un domaine de variation entre 100 microns et 1000 microns est choisi pour les lignes microrubans et un domaine de variation de 100 microns à 600 microns est défini pour les lignes à fente.

5.3 Approche dimensionnelle/ approche fréquentielle

La deuxième partie de MS-QUAD permet de simuler un circuit à partir de son modèle quadripolaire et de ses dimensions. Lors de la conception de filtres, il est plus naturel d'avoir une approche fréquentielle. Nous avons donc implémenté une approche fréquentielle dans le logiciel. Ainsi au lieu de saisir les longueurs des stubs et des lignes d'un circuit afin de déterminer son fonctionnement, nous utiliserons une référence en fréquence qui permet de saisir les fréquences auxquelles les lignes ou les stubs sont quart d'onde. Cette implémentation est plus efficace dans la conception de filtres, l'approche fréquentielle étant directement liée aux caractéristiques du filtre à concevoir. De plus, nous avons implémenté un module qui donne les dimensions du circuit simulé en tenant compte des effets de bouts, cet outil très pratique pour les concepteurs de circuits permet d'avoir directement les dimensions du circuit à réaliser en fonction du substrat et des caractéristiques fréquentielles choisis pour le circuit.

5.4 Implémentation du DOE dans MS-QUAD

Afin d'automatiser et de systématiser l'optimisation des circuits à l'aide de MS-QUAD, nous avons choisi d'y implémenter la méthode des plans d'expériences. Dans le cadre de la réalisation de filtres, ces valeurs maximales et minimales des paramètres sont définies par les contraintes technologiques pour les largeurs de lignes et par les inéquations définies au paragraphe 3 pour les longueurs de stubs.

Pour implémenter la méthode des plans d'expérience dans MS-QUAD nous avons tenu compte des contraintes suivantes imposées par cette méthode :

- permettre à chacun des paramètres de prendre soit sa valeur maximale soit sa valeur minimale
- faire une série d'expérience en faisant varier les paramètres selon un schéma établi par la méthode de Taguchi
- comparer ces expériences à un gabarit idéal afin de les évaluer
- sauvegarder les résultats de cette évaluation dans un fichier texte pour les implémenter dans le DOE.

Ces étapes implémentées dans MS-QUAD ont permis d'automatiser la procédure d'optimisation des structures par la méthode des plans d'expérience.

MS-QUAD permet ainsi de simuler et d'optimiser des structures passives utilisant des lignes microruban, des lignes à fente et des jonctions entre ces deux types de lignes. Cet outil s'avèrera dès lors essentiel dans l'étude de circuits utilisant la jonction inhomogène entre la ligne microruban et la ligne à fente.

6 AUTRES OUTILS LOGICIELS

Parallèlement aux améliorations apportées à MS-QUAD, nos travaux ont permis des collaborations à la mise en place et à la validation d'autres outils logiciels. Ainsi, par un échange inter universités, nous avons participé avec le docteur ingénieur G. ZIMMER de l'université de Francfort à l'implémentation de la jonction entre la ligne microruban et la ligne à fente dans le logiciel HF LABOR. Outre les réelles améliorations apportées à HF LABOR, cette collaboration a débouché sur l'étude de systèmes tels que des filtres accordables en fréquence.

6.1 HF LABOR

HF LABOR est un logiciel de simulation de systèmes électroniques dans les domaines des radio fréquences et des hyper fréquences. Il permet d'éditer les schémas bloc des circuits à étudier et de les simuler. Ce logiciel a été élaboré à l'école Technique Supérieure de Francfort en Allemagne par le Dr G. ZIMMER.

Ce logiciel permet une approche système de toutes les structures à simuler. Pour cela, une bibliothèque d'éléments de base tels que les stubs ou les lignes est disponible dans HF LABOR ; le schéma équivalent de la structure à simuler est édité à partir de cette bibliothèque. La structure ainsi modélisée peut alors être simulée. Cette approche permet une grande rapidité de simulation. En effet, les modèles simples des éléments intégrés dans ce logiciel couplés à une interface graphique sur laquelle les composants sont directement reportés et connectés entre eux permet d'éditer rapidement une topologie de circuit et de la simuler. Cette démarche étant très rapide en terme de temps de simulation et de conception, elle permet de valider rapidement une topologie. Ainsi, dans une démarche de conception de circuits, HF LABOR est une aide essentielle dans le choix d'une topologie de circuits, de plus, il permet une première validation de la topologie choisie par la simulation.

De plus HF LABOR comporte un module de synthèse de filtres et une bibliothèque de modèles distribués de circuits.

Au cours de cette collaboration avec G. ZIMMER, nous avons développé une nouvelle bibliothèque de modèles permettant la prise en charge des lignes à fentes et du rapport de transformation entre une ligne à fente et une ligne microruban. Cette bibliothèque utilise des modèles inspirés des études de Cohn pour le dimensionnement des lignes à fentes, les modèles de jonctions entre la ligne microruban et la ligne à fente implémentés dans HF LABOR sont ceux de DAS et de KNORR.

Ainsi, HF LABOR étant le seul outil à ma disposition qui intègre dans une approche système la ligne à fente et la jonction entre la ligne à fente et la ligne microruban, il a permis au cours de mes travaux d'avoir une approche système dans la conception de structures utilisant des jonctions inhomogènes.

D'autre part, la validation des modèles implémentés dans HF LABOR ont permis la mise en place de nouvelles topologies de filtres passe bas utilisant le couplage entre les lignes à fentes et les lignes microruban. Ces nouvelles structures filtrantes utilisant des réjecteurs réalisés à l'aide de fentes sont largement inspirées de mes travaux sur la jonction entre la ligne à fente et la ligne microruban.

6.2 Logiciels du commerce

Dans notre démarche de conception de circuits, le choix des outils logiciels s'avère essentiel. Ainsi, dans un premier temps, un outil très rapide est nécessaire pour choisir un modèle de structure et trouver les dimensions optimales de la structure. Dans le cadre de nos travaux, MS-QUAD et HF LABOR ont été les mieux appropriés à cette étape de la simulation. Mais ces outils bien que très performant ne prennent pas en compte tous les paramètres physiques tels qu'un couplage parasite entre deux lignes trop proches ou des pertes par rayonnement d'une ligne. Aussi, la validation des résultats de simulations réalisées à l'aide de MS-QUAD ou de HF LABOR ainsi qu'une approche plus physique des simulations sont nécessaires ; les logiciels commerciaux Agilent ADS et Ansoft HFSS permettent cette approche plus physique. Ainsi, le module MOMENTUM de ADS permet une validation par la méthode des moments des résultats de simulation, alors que HFSS donne le résultat d'une simulation électromagnétique en trois dimensions de la structure.

Ainsi, la variété et la complémentarité des outils de simulation permettent d'avoir rapidement une structure optimale (MS-QUAD) tout en ayant des résultats de simulation proches de la mesure (MOMENTUM, HFSS).

7 CONCLUSION

Au cours du deuxième chapitre, la notion de jonction inhomogène et le lien entre les stubs et la jonction ont été établis. Le présent chapitre vient de mettre en place une méthodologie et des outils pour concevoir des filtres à partir de la jonction inhomogène. Une approche technologique de la jonction inhomogène a permis d'envisager son utilisation dans la conception de filtres. De cette approche, une relation entre les dimensions des stubs et la bande passante d'un filtre à concevoir a été établie. La méthode des plans d'expérience associée à l'étude des dimensions des stubs va permettre de concevoir des filtres passe bande. Enfin l'outil logiciel MS-QUAD permet l'exploitation de la méthode de conception et d'optimisation de filtres, d'autres logiciels permettront une validation des simulations réalisées à l'aide de MS-QUAD. La méthode de synthèse et d'optimisation de filtres qui vient d'être présentée au cours de ce chapitre va être appliquée à la conception et la réalisation de filtres au cours du chapitre suivant.

CHAPITRE IV

REALISATIONS : ETUDE, COMPARAISON ET OPTIMISATION DE STRUCTURES UTILISANT LA JONCTION INHOMOGENE

CHAPITRE IV

REALISATIONS : ETUDE, COMPARAISON ET OPTIMISATION DE STRUCTURES UTILISANT LA JONCTION INHOMOGENE

1 INTRODUCTION

Au cours de ce chapitre, des réalisations vont permettre de valider l'étude de la jonction inhomogène et la méthode de synthèse et d'optimisation de filtres. Pour cela, une première application sera l'étude et l'optimisation d'un filtre passe-bande utilisant des jonctions inhomogènes. Partant d'un gabarit à respecter, un filtre passe-bande sera conçu et optimisé, cette étape sera une première application de la méthode d'optimisation. Puis la simulation par des outils logiciels du commerce permettra de valider MS-QUAD. Enfin, la réalisation du filtre en technologie couche épaisse confirmera cette validation. L'étude et la réalisation de structures plus complexes telles que les diplexeurs complètera l'approche développée par l'utilisation de la jonction inhomogène. Plusieurs topologies de diplexeurs seront ainsi optimisées et comparées. Enfin, de nouvelles applications de la jonction inhomogène seront envisagées notamment par l'utilisation de nouveaux substrats.

2 REALISATION D'UN FILTRE PASSE-BANDE

Dans le cadre de la conception de filtres, une approche technologique a été développée et a mis en évidence la possibilité d'ajuster la bande passante par l'utilisation de jonctions inhomogènes correctement dimensionnées. En effet l'étude d'une telle jonction a permis de définir des domaines de variation des longueurs de stubs à utiliser en fonction de la bande passante du filtre à concevoir. Enfin, une méthode d'optimisation et les outils nécessaires à la conception de telles structures ont été présentés. La présente étude d'un filtre passe-bande est une application directe du concept de jonction inhomogène et des outils mis en place au cours des précédents chapitres. Dans un premier temps un gabarit de filtre à réaliser est fixé, puis, une topologie basée sur l'utilisation de jonctions inhomogènes est proposée. Les domaines de variation dimensionnelles des stubs des jonctions sont alors établis. Enfin, une optimisation par

la méthode des plans d'expériences ainsi qu'une simulation du circuit achèvent l'étape de conception. Les simulations du circuit à l'aide des logiciels du commerce ainsi que la réalisation du circuit permettent alors de valider la méthode de conception et les outils de simulation développés.

2.1 Choix d'un gabarit / choix des dimensions du circuit

La conception d'un filtre repose sur les contraintes imposées par un cahier des charges établi en fonction de l'application recherchée. De nombreuses topologies permettent de réaliser la fonction de filtrage[50-53]. Les filtres hyperfréquences sont souvent utilisés pour des applications de télécommunication spatiales ou militaires. Ces applications se situent fréquemment dans une bande de fréquences située entre 8 et 14 GHz, c'est pourquoi, à titre d'application, notre choix s'est porté sur la réalisation d'un filtre passe-bande de fréquence centrale 11GHz et de bande passante relative de 18%.

Pour ce filtre les spécifications suivantes sont choisies :

- moins de 3dB de pertes dans la bande passante
- une fréquence centrale $f_0 = 11$ GHz
- une bande passante $\delta f_0 = 2$ GHz
- une atténuation minimale de 20 dB en dehors de la bande 9 – 13 GHz

le gabarit fixé est donc le suivant :

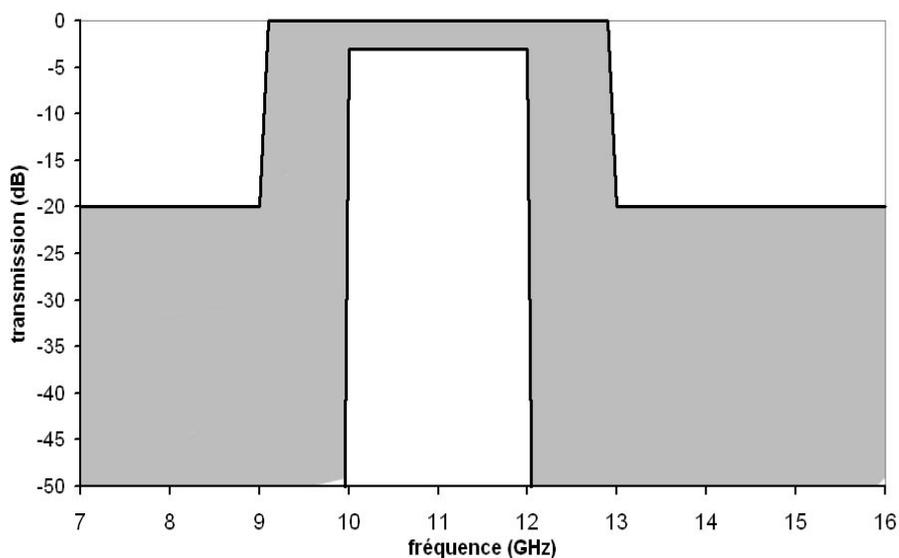


Figure 2-1: gabarit du filtre passe-bande

La partie grisée du gabarit correspond à la zone dans laquelle doit se trouver le gain en transmission du filtre en fonction de la fréquence. Ce gabarit servira de référence lors de l'optimisation de la structure.

2.2 Choix d'une topologie

Pour respecter le gabarit fixé, plusieurs topologies sont possibles, essentiellement en fonction du nombre de jonctions inhomogènes utilisées. Plusieurs facteurs sont à prendre en compte.

En premier lieu, il n'existe pas de connectique simple permettant d'effectuer des mesures directement sur une ligne à fente, aussi, les accès d'entrée-sortie du circuit ne sont pas réalisables en technologie à fente. Dès lors, les lignes d'entrée et de sortie du circuit doivent être réalisées en technologie microruban, ce qui implique au minimum deux jonctions.

Par ailleurs, étant donné que la bande passante des jonctions dépend des dimensions des stubs, plus le nombre de jonctions inhomogènes implémentées dans le circuit sera grand, plus le nombre de paramètres (dimensions) permettant de respecter le gabarit sera important et un grand nombre de paramètres risque de rendre le filtre difficile à mettre en œuvre.

Enfin, les jonctions inhomogènes induisant des pertes, la multiplication du nombre de jonctions risque d'atténuer fortement le signal dans la bande passante. Aussi, pour simplifier l'étude de ce premier filtre passe-bande, une topologie ne faisant intervenir que deux jonctions inhomogènes est envisagée.

Sachant que, chaque stub permet de générer un pôle dans la bande passante du filtre et deux zéros de transmission situés de part et d'autre de cette bande, les deux jonctions inhomogènes considérées permettront de générer jusqu'à 4 pôles dans la bande passante et 8 zéros de transmission. Ce nombre élevé de pôles et de zéros de transmission permet de respecter des gabarits avec de fortes pentes de réjection, une forte atténuation en dehors de la bande passante, et de faibles ondulations dans la bande passante. Ainsi, deux jonctions inhomogènes doivent suffire pour suivre le gabarit fixé précédemment, et le choix de la topologie est confirmé.

2.2.1 Une topologie simple

Partant de ces constats, la topologie de filtre ayant des accès microruban et le plus petit nombre de jonctions, se présente selon le schéma suivant :

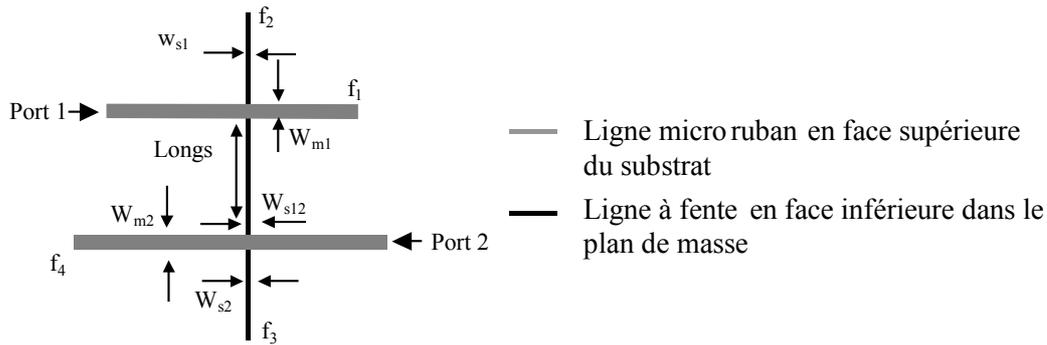


Figure 2-2: topologie du filtre passe-bande

Ce circuit est composé de deux accès microruban sur lesquels sont connectés les ports 1 et 2, de deux jonctions inhomogènes et d'une ligne à fente.

Compte tenu de la topologie considérée, dix paramètres peuvent influencer sur la bande passante du filtre. Ces paramètres sont (voir figure 2-2):

W_{m1} la largeur du premier stub microruban

W_{s1} la largeur du premier stub à fente

W_{m2} la largeur du deuxième stub microruban

W_{s2} la largeur du deuxième stub à fente

W_{s12} la largeur de la ligne à fente

f_1 la fréquence à laquelle le premier stub microruban est quart d'onde

f_2 la fréquence à laquelle le premier stub à fente est quart d'onde

f_3 la fréquence à laquelle le deuxième stub à fente est quart d'onde

f_4 la fréquence à laquelle le deuxième stub microruban est quart d'onde

Longs la longueur de la ligne à fente

Au cours de l'étude, un premier plan d'expérience sera utilisé pour limiter le nombre de paramètres à optimiser.

2.2.2 Implémentation du modèle de la structure dans MS-QUAD

Afin de simuler et d'optimiser la structure à l'aide de l'outil MS-QUAD, il faut définir le modèle quadripolaire de la structure. Ce modèle est élaboré à partir des quadripôles représentant les éléments de base de la structure (lignes, stubs et jonction) comme il a été montré au cours du chapitre précédent.

Dès lors, la représentation quadripolaire de la structure considérée est donnée par le schéma suivant :

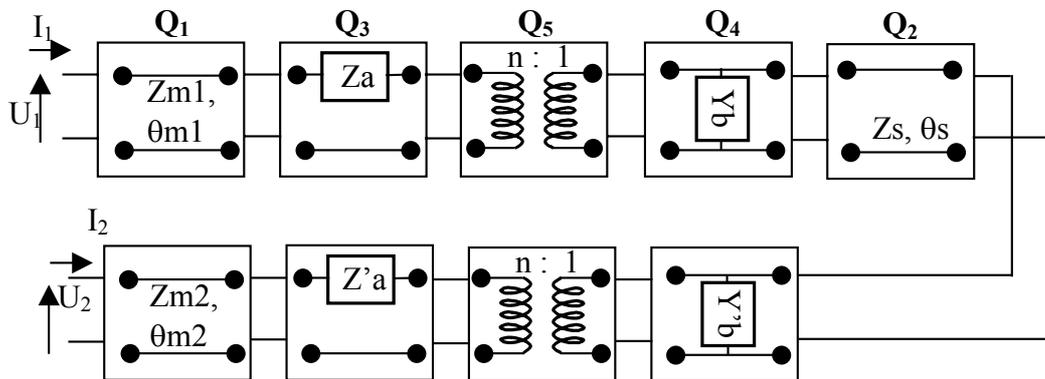


Figure 2-3: modèle quadripolaire du filtre passe-bande

Dans le modèle quadripolaire de la structure, les stubs microruban des jonctions sont représentés par les impédances Z_a et $Z'a$, les admittances Y_b et $Y'b$ représentent les admittances ramenées par les stubs à fente. Ces impédances et ces admittances sont définies par les largeurs des stubs et la fréquence à laquelle ils sont quart d'onde. La topologie étant choisie, il faut également définir un substrat et des dimensions de lignes à implémenter dans le logiciel.

Ce modèle de structure peut ensuite être introduit dans MS-QUAD.

2.3 Choix du substrat et des dimensions du circuit

En vue d'une réalisation du circuit au laboratoire, le substrat choisi est un substrat d'alumine (Al_2O_3 99%) de 635 microns d'épaisseur : ce substrat est bien adapté aux applications hyperfréquences, ainsi qu'à la filière technologique couche épaisse disponible au laboratoire. Il présente une constante diélectrique ϵ_r égale à 9.8.

Le choix des dimensions du circuit est dépendant de certaines conditions technologiques de réalisation. En particulier, les largeurs de lignes doivent être supérieures à 100 microns car en deçà de cette valeur, la technique de sérigraphie utilisée pour réaliser le circuit s'avère imprécise. En outre, une largeur maximum est fixée à 800 microns pour les lignes microruban et à 600 microns pour les lignes à fente. La structure de MS-QUAD décrite dans le chapitre précédent est telle que la première étape dans la simulation d'un circuit génère les paramètres des lignes (impédances caractéristiques, constante diélectrique effective et rapport de couplage) pour un substrat et des dimensions de lignes sur ce substrat. Ainsi pour obtenir des dimensions de lignes variant de 100 microns à 800 microns, il faut générer une bibliothèque de constantes diélectriques effectives et d'impédances caractéristiques en fonction des largeurs de lignes en utilisant le premier module du logiciel MS-QUAD.

Les fréquences f_i auxquelles les lignes sont quart d'onde sont définies par les équations 3-1 et 3-2 du chapitre III. Pour un filtre passe-bande de fréquence centrale $f_0=11$ GHz et de bande passante $\delta f_0=2$ GHz, on obtient les conditions doubles 1 et 2 suivantes:

condition 1

$$10 \text{ GHz} \geq ((1-\eta)/2+2k).f_i \quad 1\text{-a}$$

$$12 \text{ GHz} \leq ((3+\eta)/2+2k).f_i \quad 1\text{-b}$$

condition 2

$$10 \text{ GHz} \leq (2k+1).f_i \quad 2\text{-a}$$

$$12 \text{ GHz} \geq (2k+1).f_i \quad 2\text{-b}$$

En choisissant la condition la moins restrictive pour la bande passante des stubs : η égal à 0, les domaines de variation de fréquences auxquelles les stubs doivent être quart d'onde en fonction de k sont les suivants:

Domaine1 : $k=0$

$10 \text{ GHz} \leq f_i \leq 12 \text{ GHz}$ domaine déterminé par la condition 2 plus restrictive pour cette valeur de k .

Domaine2 : $k=1$

$3.42 \text{ GHz} \leq f_i \leq 4 \text{ GHz}$ domaine déterminé par la condition 1 plus restrictive pour cette valeur de k .

Domaine3 : $k=2$

$2.18 \text{ GHz} \leq f_i \leq 2.22 \text{ GHz}$ domaine déterminé par la condition 1 plus restrictive pour cette valeur de k .

Pour k supérieur à 2, la condition 1 ne peut plus être respectée.

Ces résultats donnent trois domaines de variation possibles pour les fréquences des stubs, or la méthode d'optimisation choisie (voir chapitre précédent) impose une variation continue des paramètres considérés. Il convient donc de choisir un domaine de variation parmi les trois possibles et ce pour chacune des fréquences définissant chacun des stubs.

Le choix de ces domaines est guidé par un compromis entre un circuit de faibles dimensions et une meilleure approche de la bande passante. En effet pour une fréquence f_i appartenant au domaine 1, f_i étant peu élevée, cette fréquence correspond à une grande longueur de stub (la longueur du stub est inversement proportionnelle à la fréquence à laquelle il est quart d'onde). En contrepartie une fréquence f_i faible génère des zéros de transmission proches de la bande passante avec des pentes plus abruptes. Au contraire, pour des fréquences f_i plus élevées,

les stubs sont plus petits et le circuit moins encombrant mais les zéros de transmission sont plus éloignés de la bande passante et la pente moins abrupte. Dans le cas considéré, un compromis entre dimensions et respect de la bande passante est trouvé en choisissant un stub appartenant au domaine de fréquence 1, deux stubs appartenant au domaine de fréquence 2 et le dernier stub appartenant au domaine 3.

Ainsi, les domaines de variation pour les largeurs des lignes et pour les fréquences auxquelles les stubs sont quart d'onde peuvent être fixés.

2.4 Optimisation DOE du circuit

Dans le processus d'optimisation de la structure, l'objectif a été fixé par le gabarit du filtre, les dix paramètres pouvant influencer sur le comportement du filtre ont été recensés, et des domaines de variations pour ces paramètres ont été déterminés. Il est nécessaire maintenant de mettre en place une méthode d'évaluation des résultats issus des expériences menées dans le cadre du DOE.

Dans l'outil MS-QUAD, lors de la saisie de la bande de fréquence sur laquelle l'optimisation doit se faire, le choix du pas de balayage en fréquence permet de déterminer le nombre de points à simuler. Ainsi, pour l'optimisation du filtre passe-bande considéré quarante points de fréquence seront simulés pour chacune des expériences du plan. En chacun de ces points, l'écart entre le résultat de simulation et la caractéristique idéale du filtre fixée à 0 dB dans la bande passante du filtre et à -40 dB en dehors de la bande passante est évalué. Cette évaluation est pondérée : ainsi, pour un écart de 3 dB dans la bande passante du filtre entre la réponse en transmission du filtre et la caractéristique idéale du filtre, l'écart est évalué à 3. Par ailleurs en dehors de la bande passante du filtre, un écart de 3 dB entre la réponse en transmission du filtre et la caractéristique idéale du filtre est évalué à 1.5. L'inverse de la somme de ces évaluations conduit à attribuer une « note » pour chaque expérience. Plus la note est élevée, plus le filtre est proche de la caractéristique idéale. Cette note obtenue pour chacune des expériences est par la suite exploitée pour évaluer la valeur optimale des paramètres. Ce mode d'évaluation des expériences a été élaboré et choisi expérimentalement par la comparaison successive de plusieurs modes d'évaluation.

L'objectif d'optimisation et la méthode d'évaluation des expériences étant établis, un premier plan d'expérience peut être mis en place pour optimiser le circuit. Ce premier plan a pour but de déterminer les paramètres les plus influents sur la bande passante du filtre.

Pour cela, une série de 12 simulations est réalisée à l'aide de MS-QUAD, ces simulations prennent en compte les dix paramètres à optimiser. D'autre part, un paramètre aléatoire θ est introduit dans le plan d'expérience. Bien qu'étant pris en compte par le plan d'expérience, ce paramètre n'est pas pris en compte dans les simulations, de ce fait s'il présente une influence sur les résultats du plan d'expérience, les paramètres, les domaines de variation ou la méthode d'évaluation des résultats sont à remettre en question et la présence d'une erreur dans le plan est mise en évidence d'après G. TAGUCHI. Ainsi, θ permet de vérifier la validité du plan d'expérience. Le tableau suivant présente les douze expériences à réaliser :

Simulation ou expérience n°	theta	f ₁	f ₂	f ₃	f ₄	W _{m1}	W _{s1}	W _{m2}	W _{s2}	W _{s21}	Longs
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
3	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-1
4	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	-1
5	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1
6	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	1
7	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1
8	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1
9	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1
10	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1
11	-1	-1	1	-1	1	-1	1	1	1	-1	-1
12	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1

Tableau 2-1: table de L12 Taguchi

Dans ce tableau, pour chacune des simulations, lorsque le nombre -1 est assigné à un paramètre, celui-ci prend sa valeur minimale ; à contrario si le nombre 1 est assigné au paramètre, ce dernier prend sa valeur maximale définie précédemment. Par exemple pour l'expérience n°1 tous les paramètres prendront leur valeur maximale, pour l'expérience n°2 θ , f_1 , f_2 , f_3 et f_4 prendront leur valeur maximale alors que W_{m1} , W_{s1} , W_{m2} , W_{s2} et Longs prendront leur valeur minimale.

A l'issue de ce plan d'expérience, pour chacun des paramètres, on effectue la somme des notes des expériences pour lesquelles le paramètre prend sa valeur maximale (sigmamax) et la somme des notes des expériences pour lesquelles le paramètre prend sa valeur minimale (sigmamin). Cela conduit aux résultats suivants :

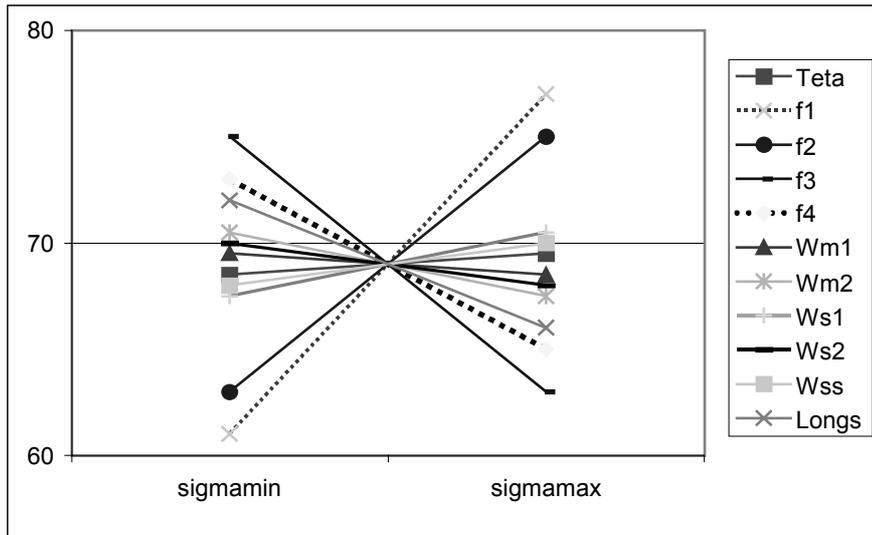


Figure 2-4: détermination graphique de l'influence des paramètres

Plus l'écart entre sigmamax et sigmamin est grand pour un paramètre, plus son influence sur la bande passante de la structure est importante.

Ainsi nous constatons en premier lieu que l'influence du paramètre d'erreur téta sur le fonctionnement de la structure est quasi nulle, ce qui donne une légitimité à l'étude.

Par ailleurs, les paramètres les plus influents sur la bande passante de la structure sont les fréquences f_1 , f_2 , f_3 , f_4 auxquelles les stubs sont quart d'onde, ainsi que la longueur de la ligne à fente. En contrepartie, les largeurs de lignes représentées par les paramètres W_{m1} , W_{m2} , W_{s1} , W_{s2} et W_{ss} dans les domaines de variations choisis sont relativement peu influents sur la bande passante du filtre.

Dès lors, en vue de simplifier l'optimisation de la structure et l'influence des largeurs de lignes étant limitée, nous choisissons de fixer les largeurs de stub microruban à $600 \mu\text{m}$ (ce qui correspond à des lignes de 50Ω), les lignes à fente sont fixées à $200 \mu\text{m}$.

Ce premier plan d'expérience a permis de déterminer les paramètres principaux à optimiser (paramètres les plus influents sur la bande passante du filtre) et nous conduit à fixer les largeurs de lignes peu influentes sur la bande passante du filtre.

Un deuxième plan d'expérience sur les fréquences f_i est alors envisagé dans le but d'optimiser les longueurs de stub. Ce plan prend en compte les quatre fréquences f_i et la longueur de la ligne à fente (f_1 , f_2 , f_3 , f_4 et Longs); ainsi une table de Taguchi L_{32} est choisie pour optimiser la structure. Une telle table permet par une série de 32 expériences d'évaluer les cinq paramètres ainsi que les interactions entre ces paramètres. Ce deuxième plan d'expérience donne graphiquement la valeur optimale pour chacun des paramètres.

Le graphique suivant est ainsi obtenu pour le paramètre f_3 :

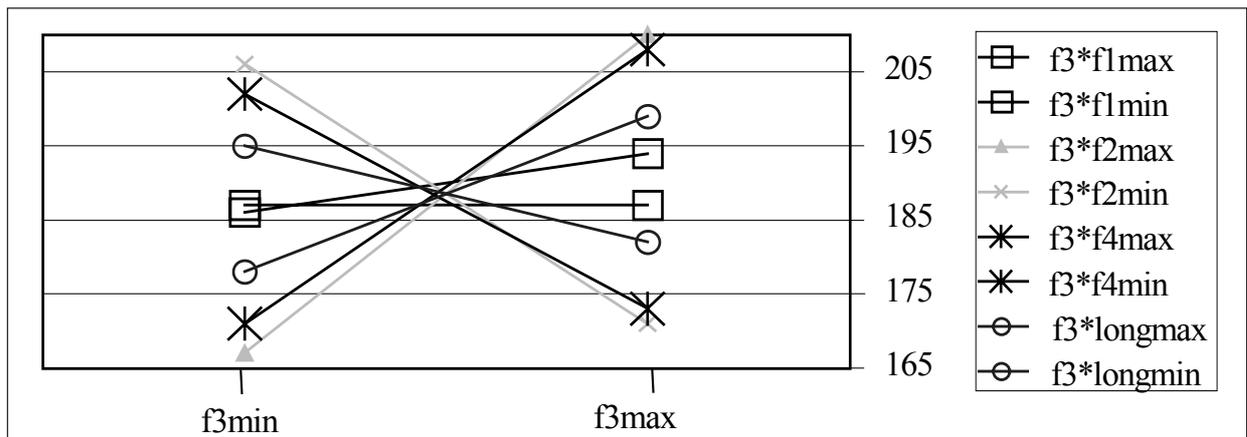


Figure 2-5: détermination graphique de f_3 optimale

La valeur optimale du paramètre f_3 par rapport à f_1 est l'intersection des droites f_3*f_1 max et f_3*f_1 min (—□—). Il en est de même pour la valeur optimale de f_3 par rapport aux autres paramètres. Sachant que f_{3min} vaut 10 GHz, et f_{3max} vaut 12 GHz, on détermine graphiquement le point d'intersection à 10.95 GHz. La valeur optimale de f_3 est donc de 10.95 GHz.

Par la même méthode graphique, on trouve les valeurs optimales suivantes pour les paramètres f_1 , f_2 , f_3 , f_4 et Longs récapitulées dans le tableau 2-2:

PARAMETRE	f_1	f_2	f_3	f_4	Longs
Valeur optimale	2.2 GHz	3.61 GHz	10.95 GHz	3.73 GHz	17.51mm

Tableau 2-2: valeurs optimales des paramètres du filtre

2.5 Simulation du filtre

Ces valeurs optimales sont maintenant implémentées dans MS-QUAD pour valider l'optimisation. Les résultats obtenus sont alors les suivants :

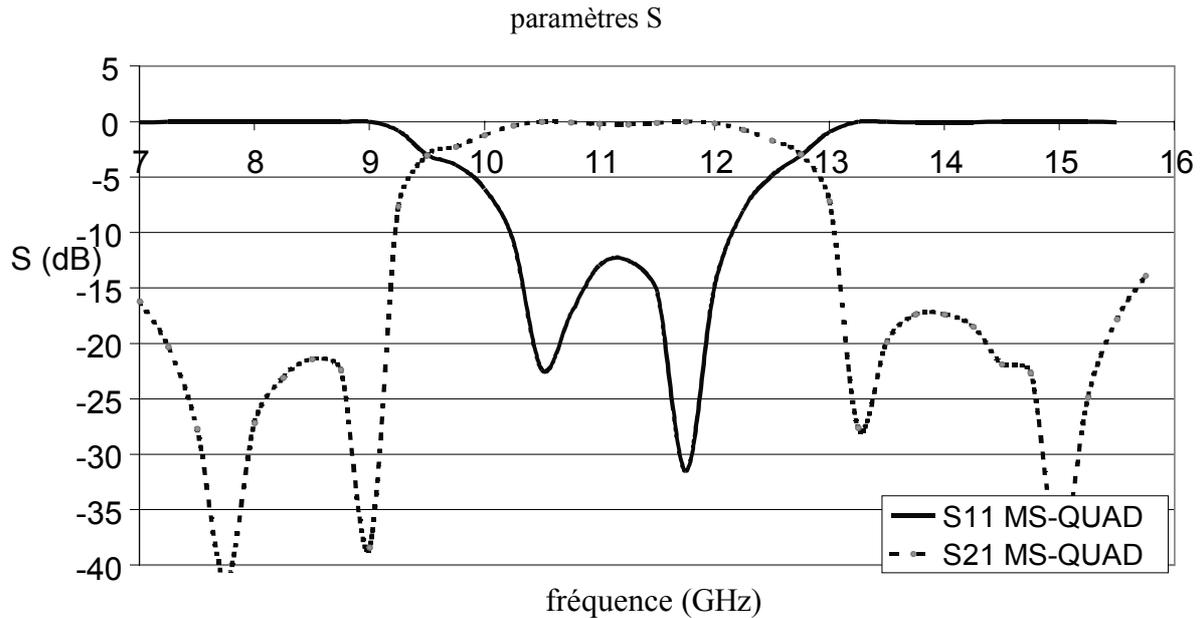


Figure 2-6: simulation MS-QUAD du filtre passe-bande

Le filtre simulé a une bande passante supérieure à la bande passante désirée, puisqu'il est passant de 9.5 à 12.5 GHz. Toutefois, entre 10 et 12 GHz, l'atténuation de la transmission est quasi nulle alors que la transmission au-delà de cette bande est atténuée. Les pentes pour passer de la bande passante à la bande rejetée sont abruptes, et le taux de réjection en dehors de la bande est de l'ordre de 15 dB. Cette première validation du filtre fournit des résultats satisfaisant, par une méthode systématique et rapide. Des simulations ADS (module MOMENTUN) et HFSS ainsi qu'une réalisation du circuit, vont maintenant confirmer cette première étape de conception.

Lors de la simulation, MS-QUAD calcule les dimensions du circuit. Ainsi, pour les fréquences données dans le tableau 2-2, les dimensions du circuit sur un substrat d'alumine de 635 microns d'épaisseur sont données dans le tableau 2-3 :

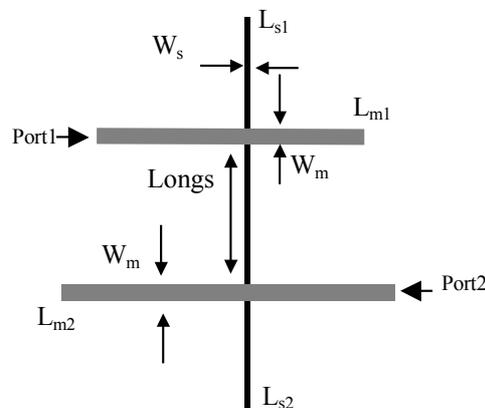


Figure 2-7: topologie du filtre optimisé

paramètre	W_m	W_s	L_{m1}	L_{m2}	L_{s1}	L_{s2}	Longs
Dimension (mm)	0.6	0.2	12.666	7.382	9.826	3.095	17.51

Tableau 2-3: dimensions du circuit optimisé

Ces dimensions relativement faibles permettent aisément de réaliser le circuit sur un substrat de un pouce par deux pouces de surface.

Le circuit est simulé à l'aide de MOMENTUM (module de simulation 2.5D de Agilent ADS) et à l'aide de HFSS (Ansoft) , outils informatiques dont nous disposons. Compte tenu du matériel utilisé, (ordinateur de bureau avec un processeur à 1.4 GHz et 256 Mégabits de mémoire vive) les temps de simulation des circuits sont les suivants :

de l'ordre de 3 secondes à l'aide de MS-QUAD, de l'ordre de l'heure par la méthode des Moments (MOMENTUM), et de l'ordre de la demi-journée en simulation électromagnétique 3D à l'aide de HFSS. Bien que les logiciels HFSS et MOMENTUM donnent une approche plus physique des résultats, les temps de simulation ont été un argument de poids dans le choix de MS-QUAD pour l'optimisation de la structure qui nécessite une grande série de simulations.

Les résultats de simulation MS-QUAD, MOMENTUM et HFSS de la réponse en transmission de la structure sont les suivants :

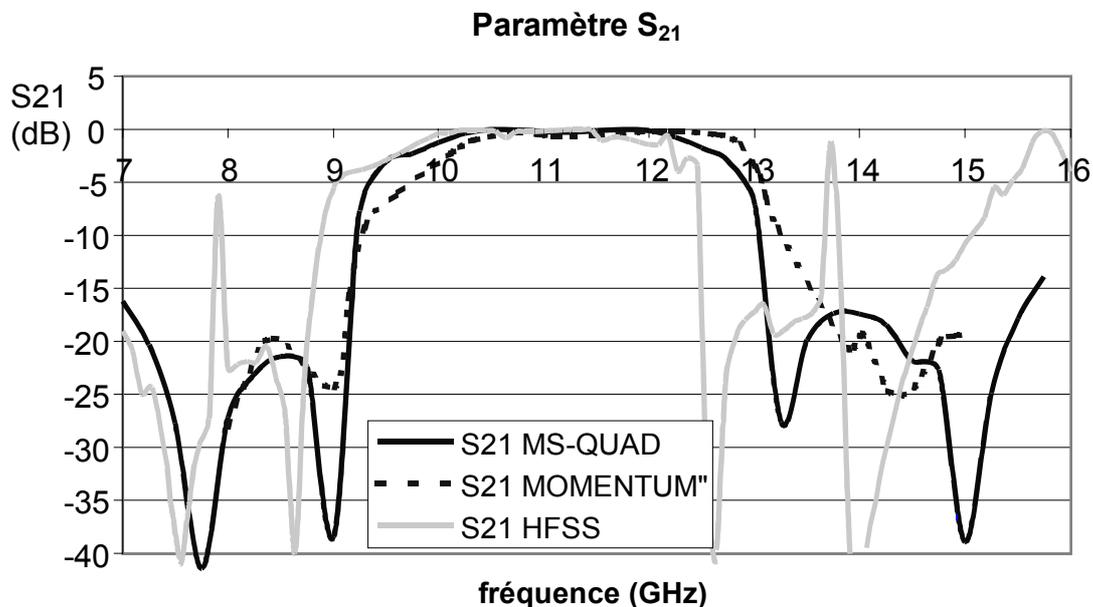


Figure 2-8: réponse en transmission du filtre

Les résultats de simulation MOMENTUM et MS-QUAD sont en bonne concordance. La largeur de la bande passante et les valeurs du gain en transmission dans la bande sont en accord

pour les trois logiciels, il en est de même pour l'amplitude de la transmission en dehors de la bande. La simulation HFSS donne des résultats légèrement décalés en fréquence par rapport aux précédents. Ce décalage ainsi que les pics de résonance obtenus sont vraisemblablement dus à un maillage trop faible de la structure lors de la simulation dans HFSS.

La simulation du paramètre S_{11} du filtre donne les résultats suivants :

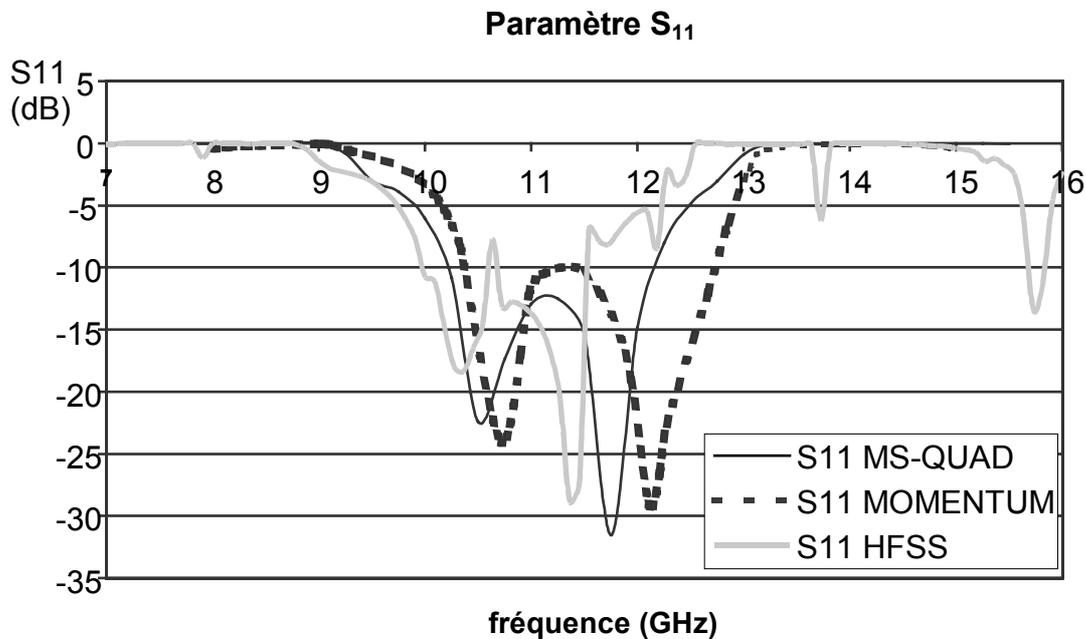


Figure 2-9 : réponse en réflexion du filtre.

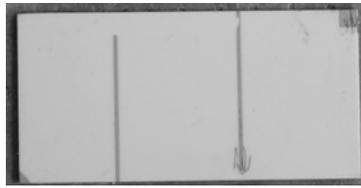
Les conclusions sur ces résultats de simulation sont les mêmes que celles établies pour le paramètre en transmission. En effet, les amplitudes et les points de fréquence sont les mêmes avec un décalage en fréquence entre les résultats de simulation HFSS et les autres résultats.

Les bonnes concordances entre les simulations MS-QUAD et MOMENTUM, permettent de valider l'outil de simulation et d'optimisation réalisé au laboratoire. Une réalisation et des résultats de mesure vont permettre de confirmer la validité de l'étape de conception et d'optimisation.

2.6 Réalisation

Le circuit est réalisé sur le substrat considéré pour les simulations : à savoir de l'alumine (Al_2O_3 99%) de 635 μm d'épaisseur, possédant une constante diélectrique $\epsilon_r=9.8$. L'encre conductrice choisie pour réaliser ce circuit est l'encre DUPONT® 5715. Cette encre est à base d'or et sa granulométrie est adaptée à l'utilisation d'écrans à maillage fin. L'écran de sérigraphie utilisé est un écran en inox de 400 MESH avec une épaisseur d'émulsion photosensible de

30 μm ce qui permet de déposer une couche d'or d'une épaisseur de 17 μm environ après cuisson. La figure 2-10 présente la photo de la face supérieure et la face inférieure du dispositif réalisé :



a : face microruban



b : fente dans le plan de masse

Figure 2-10 : filtre passe-bande réalisé

Les résultats obtenus par la mesure à l'analyseur de réseau Agilent (HP 8720 D) sur ce dispositif sont portés sur les figures 2-11 et 2-12 suivantes et sont comparés aux résultats de simulation MS-QUAD.

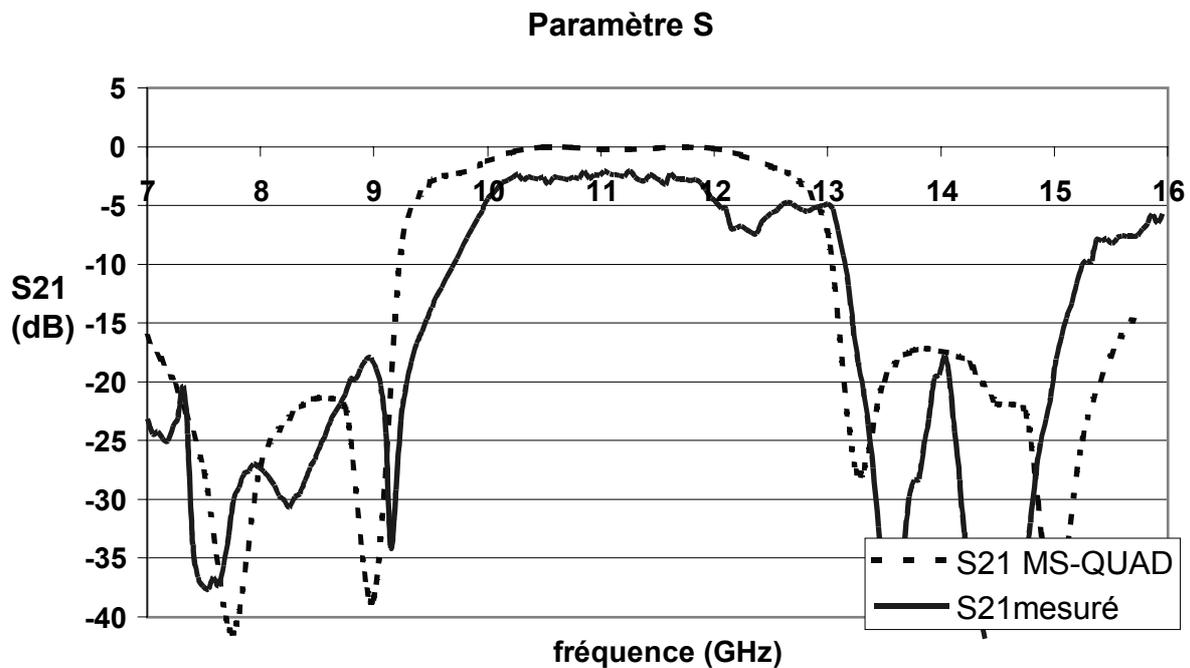


Figure 2-11: réponse en transmission du filtre réalisé.

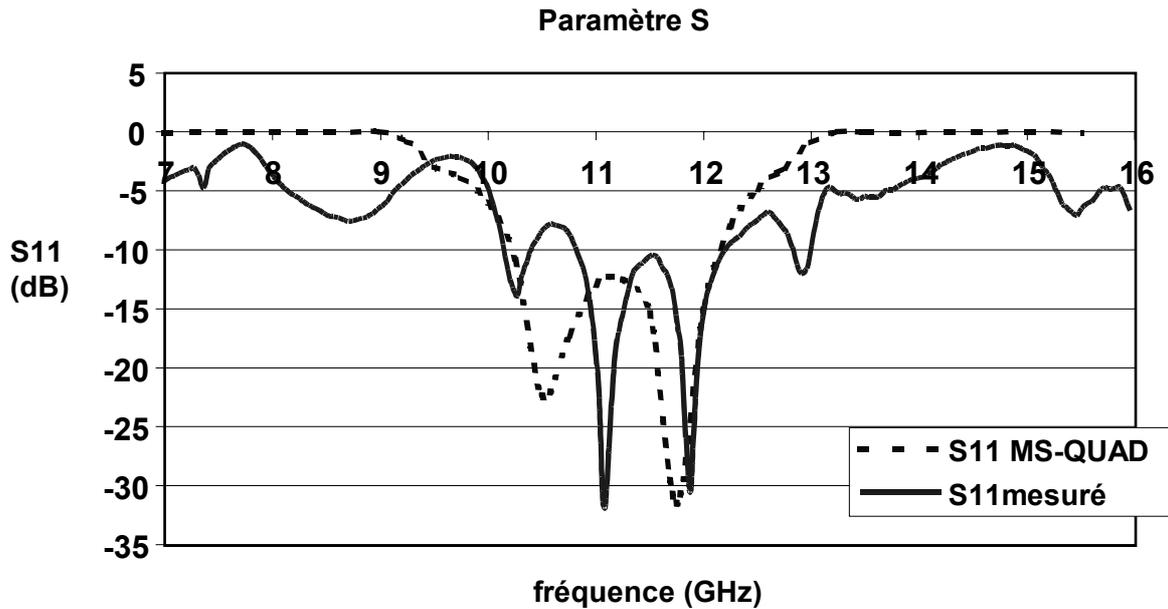


Figure 2-12 : réponse en réflexion du filtre réalisé.

En terme de transmission du signal, les résultats de simulation MS-QUAD et de mesure sont proches, seul le gain dans la bande passante est plus faible en mesure qu'en simulation. De même le paramètre S_{11} hors de la bande passante est plus faible en mesure qu'en simulation. Les conditions de mesure, l'environnement et la connectique non pris en charge par la simulation peuvent expliquer les pertes dans le circuit lors de la mesure.

2.7 Conclusion

Le circuit réalisé au travers de cette première étude présente des caractéristiques en accord avec celles fixées par le gabarit. Au travers de la conception et la réalisation d'un filtre passe-bande, cette première étude a permis de valider, par les résultats de simulation et les mesures sur le circuit réalisé, la méthode d'optimisation et son implémentation dans MS-QUAD.

Les résultats probants de cette première réalisation montrent que la jonction inhomogène est parfaitement exploitable dans la synthèse de filtres. De plus, l'outil MS-QUAD s'avère très efficace dans la conception et l'optimisation de filtres utilisant cette jonction.

3 LES DIPLEXEURS

L'étude et la réalisation du filtre passe-bande précédent ont permis de valider MS-QUAD et de justifier l'utilisation de la jonction inhomogène dans la fonction de filtrage. Cette notion de jonction inhomogène va maintenant être utilisée dans la réalisation de diplexeurs. Dans un premier temps, le principe de fonctionnement et les utilisations les plus courantes du diplexeur

seront présentés. Puis quatre topologies de diplexeurs feront l’objet d’études, la comparaison de ces topologies et des résultats de chacune d’elles permettra de choisir la configuration la mieux adaptée aux applications souhaitées. Dans le cadre de cette étude la méthode des plans d’expérience et l’outil MS-QUAD ont principalement été utilisés, cette approche étant similaire à la conception de filtre passe-bande largement détaillée au cours des paragraphes précédents. C’est pourquoi les paragraphes suivants sont plus orientés sur le choix des topologies, les résultats d’optimisation et l’exploitation des résultats que sur la méthode d’optimisation proprement dite.

3.1 Principe de base

Par définition, le diplexeur est un dispositif qui sépare un ensemble de signaux en deux groupes en fonction de leur plage de fréquences, ou qui combine en un ensemble unique de signaux deux groupes de signaux occupant chacun une plage de fréquences séparée. Le diplexeur est un élément très connu des radios amateurs, il permet d’isoler l’émission de la réception d’un signal sur une même antenne en allouant une bande de fréquence différente de chacune de ces deux fonctions. Le principe de base du diplexeur est simple : partant d’une voie 1 appelée voie commune le signal peut se transmettre à la voie 2 ou la voie 3 suivant sa fréquence, comme indiqué dans le schéma suivant :

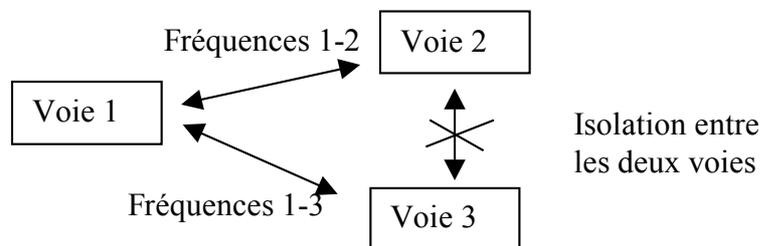


Figure 3-1 : fonctionnement d’un diplexeur

Plusieurs approches sont possibles pour réaliser un diplexeur en voici trois fréquemment utilisées :

- l’envoi d’une bande de fréquences sur une voie et d’une autre bande de fréquences sur l’autre voie en utilisant un filtre passe-bande pour chaque voie[54]
- la réalisation d’un filtre passe-bande sur une voie et d’un réjecteur rejetant la même bande de fréquence sur l’autre voie
- la réalisation d’un réjecteurs de fréquence centrale différente sur chacune des voies.

Ces trois approches de conception d'un diplexeur sont compatibles avec l'utilisation de la jonction inhomogène entre la ligne microruban et la ligne à fente puisque cette dernière permet de réaliser des filtres passe-bande tout autant que des réjecteurs.

3.2 Topologies de diplexeurs choisies

Dans le cadre de notre étude, quatre topologies ont été envisagées pour réaliser la fonction de diplexeur. Inspirées de topologies utilisées dans d'autres types de circuits [55-58], ces topologies utilisent chacune trois jonctions entre la ligne à fente et la ligne microruban (une jonction pour la voie commune et une jonction pour chacune des voies hautes et basses fréquences). La topologie de la ligne à fente est la différence majeure entre ces quatre circuits. Ainsi, le premier diplexeur utilise une ligne à fente en forme de Y, un anneau à fente est employé dans le deuxième alors que le troisième et le quatrième circuit n'utilisent qu'une seule ligne à fente.

Les caractéristiques choisies en termes de bande passante pour ces diplexeurs sont les suivantes :

La voie des basses fréquences doit être passante de 8 GHz à 10.8 GHz

La voie des hautes fréquences doit être passante de 11.2 GHz à 14 GHz.

L'isolation entre la voie des basses fréquences et la voie des hautes fréquences doit être la plus grande possible et être au moins supérieure à 10 dB.

Pour permettre une réalisation des circuits au laboratoire, la technologie hybride couche épaisse est à nouveau choisie et les circuits sont réalisés en or sur un substrat d'alumine 99%.

3.3 Dimensionnement des stubs

Les bandes de fréquences pour lesquelles chacune des voies est passante permettent de définir des domaines de fréquences pour lesquels les stubs qui constituent chacune des voies seront passants.

Compte tenu des caractéristiques choisies, pour chacun des diplexeurs, la voie commune doit être passante de 8 à 14 GHz ceci conduit à considérer quart d'onde à 11 GHz le ou les stubs qui constituent cette voie. Ces stubs seront ainsi de faible encombrement et permettront largement de transmettre la bande de fréquence désirée pour la voie commune. En ce qui concerne les voies de transmission des basses fréquences et des hautes fréquences, le dimensionnement des stubs est régi par l'équation 3-1 du chapitre III. D'autre part, cette équation est complétée par une équation similaire permettant de positionner judicieusement les zéros de transmission. Ainsi, des zéros de transmission à des fréquences comprises entre 11.2

GHz et 14 GHz sur la voie des basses fréquences et des zéros de transmission à des fréquences comprises entre 8 GHz et 10.8 GHz vont favoriser l'isolation entre la voie des basses fréquences et la voie des hautes fréquences.

3.3.1 Basses fréquences

Ainsi pour le dimensionnement des stubs des voies basses fréquences les fréquences f_i auxquelles ces stubs sont quart d'onde doivent respecter les deux conditions suivantes :

condition 1

$$8 \text{ GHz} \geq ((1-\eta)/2+2k).f_i \text{ et}$$

$$10.8 \text{ GHz} \leq ((3+\eta)/2+2k)f_i$$

cette condition correspond aux limites imposées par la bande passante des stubs, on choisit $\eta=0$,

condition 2

$$11.2 \text{ GHz} \leq (2k+2).f_i \text{ et}$$

$$14 \text{ GHz} \geq (2k+2)f_i$$

cette condition correspond au positionnement des zéros de transmission.

Dès lors, les fréquences f_i sont comprises dans les domaines suivants :

Pour $k=0$, la condition 2 plus restrictive que la condition 1, impose

$$5.5 \text{ GHz} \leq f_i \leq 7 \text{ GHz}$$

Pour $k=1$, la condition 1 plus restrictive que la condition 2, impose

$$3 \text{ GHz} \leq f_i \leq 3.2 \text{ GHz}$$

3.3.2 Hautes fréquences

De même pour les stubs des voies hautes fréquences deux conditions doivent être respectées par les fréquences f_i auxquelles ces stubs sont quart d'onde :

condition 1

$$11.2 \text{ GHz} \geq ((1-\eta)/2+2k).f_i \text{ et}$$

$$14 \text{ GHz} \leq ((3+\eta)/2+2k)f_i$$

cette condition correspond aux limites imposées par la bande passante des stubs, on choisit $\eta=0$.

condition 2

$$8 \text{ GHz} \leq (2k).f_i \text{ et}$$

$$10.8 \text{ GHz} \geq (2k)f_i$$

cette condition correspond au positionnement des zéros de transmission.

Ainsi, les fréquences f_i sont comprises dans les domaines suivants :

Pour $k=0$, la condition 1 plus restrictive que la condition 2, impose

$$9.3 \text{ GHz} \leq f_i \leq 22.4 \text{ GHz}$$

Pour $k=1$, la condition 2 plus restrictive que la condition 1, impose

$$4 \text{ GHz} \leq f_i \leq 5.4 \text{ GHz}$$

Les conditions qui viennent d'être établies sur le dimensionnement des stubs de la voie des basses fréquences et de la voie des hautes fréquences vont maintenant être utilisées dans la conception de quatre diplexeurs.

3.4 Le diplexeur T à fente

Le diplexeur T à fente présenté figure 3-2 est un circuit constitué de trois jonctions fente/microruban et d'un T en ligne à fente. Le signal est émis sur le port 1 microruban ; une première jonction J1 fente/microruban permet au signal de passer dans le T à fente, puis l'onde est divisée en deux parties qui parcourent chacune une branche du T à fente, elles rencontrent chacune une jonction fente/microruban laissant passer chacune une bande de fréquence, J2 ne laissant passer que la bande des basses fréquences et J3 la bande des hautes fréquences. Ce circuit possède trois jonctions inhomogènes et trois longueurs de ligne à fente différentes sont à considérer. Ainsi, neuf paramètres influent sur les caractéristiques de ce diplexeur et de ce fait l'étape d'optimisation est rallongée.

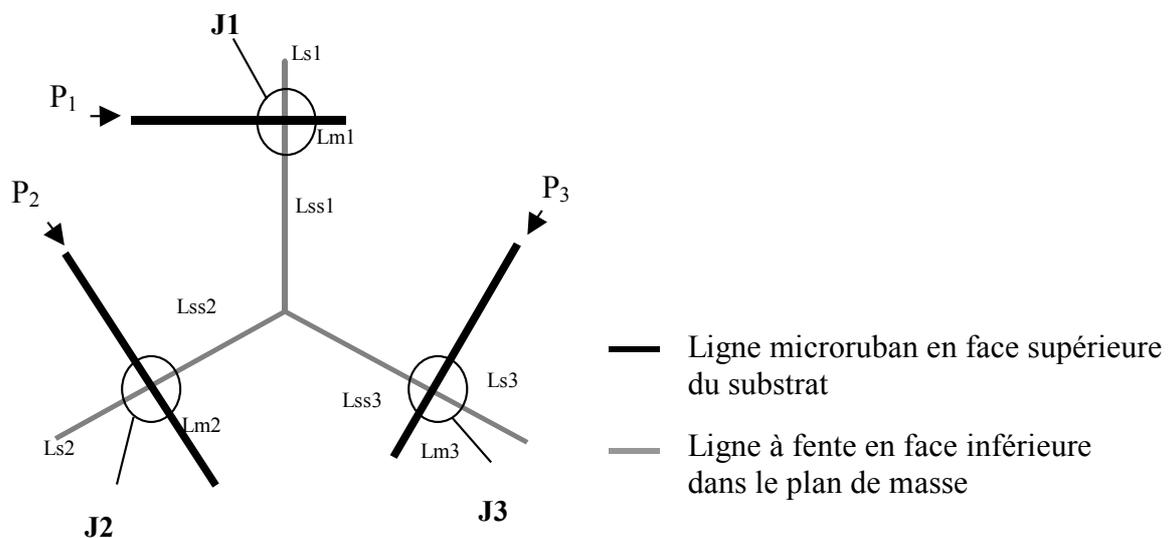


Figure 3-2 : allure du diplexeur T à fente.

Le modèle quadripolaire suivant représente ce diplexeur tel qu'il est implémenté dans MS-QUAD.

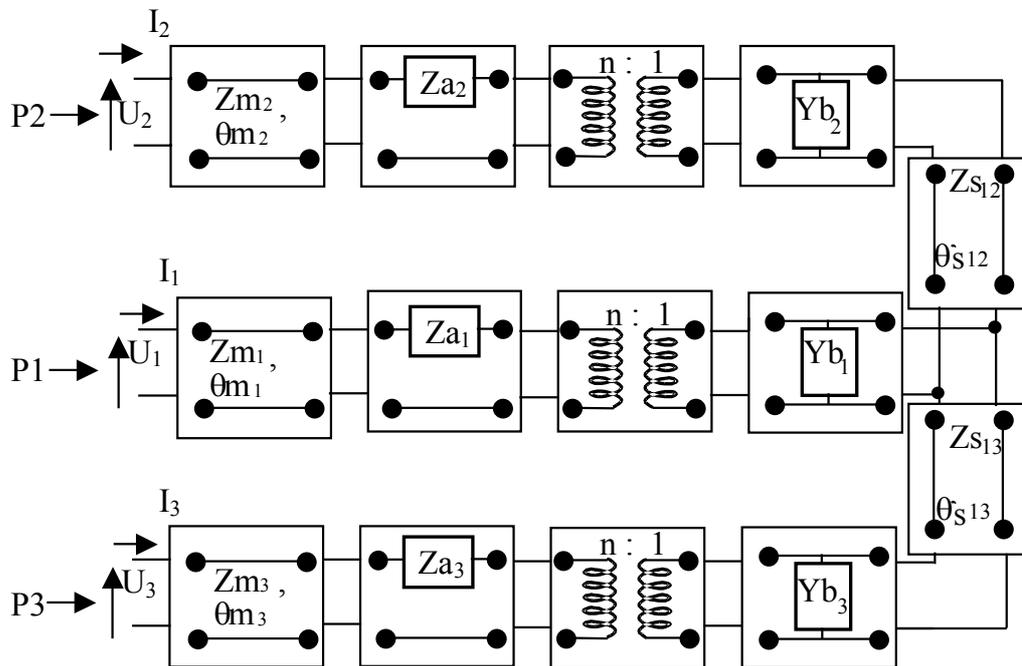


Figure 3-3 : modèle quadripolaire du diplexeur T à fente.

Les diverses transformations et associations de quadripôles proposées en annexe 2, notamment la transformation parallèle/série, sont exploitées dans MS QUAD pour ramener l'étude du circuit de la figure 3-3 à l'étude d'un simple quadripôle. Ainsi, lors de la simulation du paramètre S31, une charge adaptée est considérée sur le port 2. Le quadripôle équivalent au quadripôle représentant le tronçon de ligne L_{ss2} , la jonction J2, les stubs L_{m2} et L_{s2} , la ligne d'accès à la jonction J2 et la charge adaptée en parallèle au quadripôle représentant la voie 3 est transformé en quadripôle en série pour modéliser le diplexeur en un système à une seule entrée et une seule sortie. Cette transformation est nécessaire pour simuler les structures dans MS QUAD. De même une charge adaptée sera considérée sur la voie 3 et cette dernière sera transformée en un quadripôle ramené en série au quadripôle représentant la voie 2 lors de la simulation du paramètre S21 à l'aide de MS QUAD. Ce type de transformation sera utilisé lors de la simulation d'autres structures.

Pour limiter le nombre de paramètres à optimiser lors du dimensionnement de ce circuit, la jonction J1 est une jonction homogène dont les stubs sont quart d'onde à 11 GHz. D'autre part, d'après l'étude sur l'influence des paramètres du filtre passe-bande présentée au cours du paragraphe 2-4, les largeurs de lignes ont une influence moindre sur la bande passante par rapport aux longueurs de lignes dans la jonction inhomogène, de ce fait, au cours de

l'optimisation, les largeurs de lignes sont fixées ; les lignes microruban sont fixées à 600 μm de large ce qui correspond à une impédance caractéristique de l'ordre de 50 Ω à 10 GHz sur le substrat choisi ; les lignes à fente ont une largeur de 200 μm ce qui constitue un bon compromis entre une impédance caractéristique faible (78 Ω à 10 GHz sur le substrat choisi) et des contraintes de réalisation. Après une optimisation du circuit par la méthode des plans d'expérience le logiciel MS-QUAD donne les dimensions suivantes :

Paramètre	L_{m1}	L_{s1}	L_{ss1}	L_{m2}	L_{s2}	L_{ss2}	L_{m3}	L_{s3}	L_{ss3}
Dimension optimale (mm)	2.63	2.81	7.03	4.78	10.56	7.04	4.97	8.23	6.82

Tableau 3-1 : dimensions optimales du diplexeur T à fente.

Ces dimensions sont ensuite introduites dans une simulation MOMENTUM de la structure dont les résultats sont comparés aux résultats de simulation MS-QUAD dans les graphiques suivants :

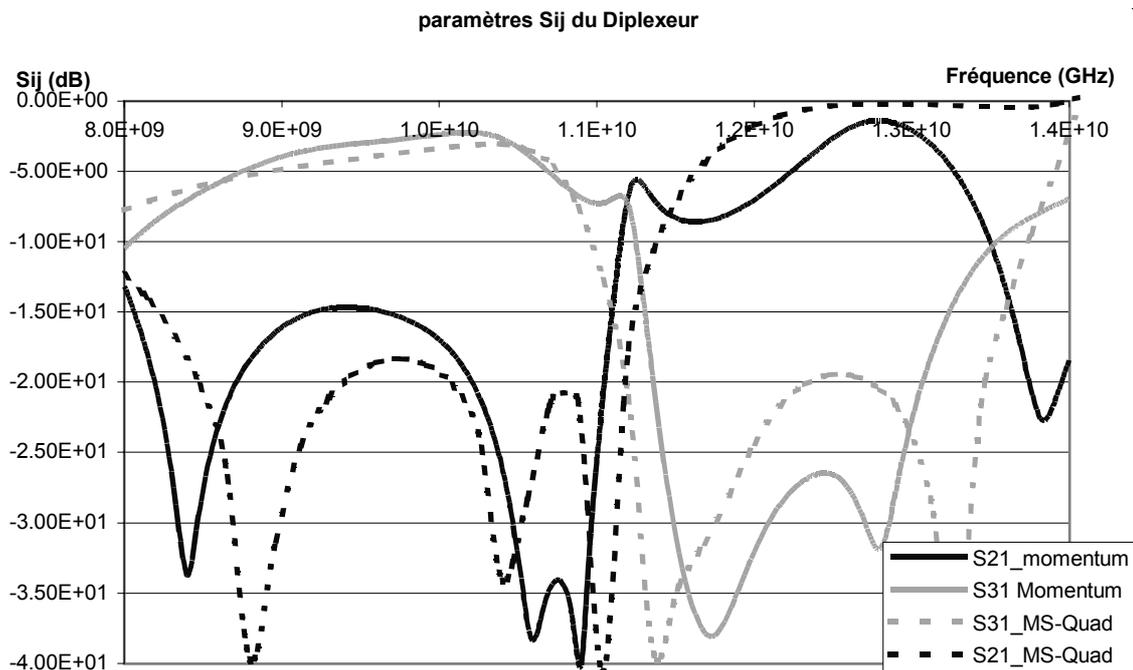
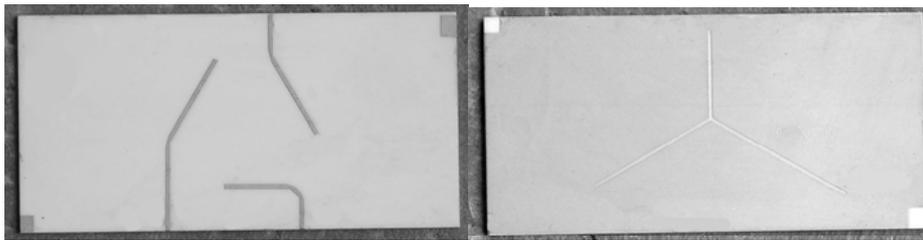


Figure 3-4 : réponse simulée du diplexeur T à fente

Pour ce diplexeur, les résultats de simulation MS-QUAD et MOMENTUM présentent de fortes similitudes. Les bandes passantes fixées par le gabarit pour chacune des voies sont respectées, mais l'amplitude du signal est faible quand la jonction est passante. La forme en Y de la ligne à fente peut expliquer cette faible amplitude. En effet, l'énergie est divisée en

deux dans la ligne à fente quelle que soit la fréquence; la jonction J1 transmet l'énergie de la voie 1 au tronçon de ligne à fente L_{SS1} puis cette énergie se répartit dans les tronçons L_{SS2} et L_{SS3} ainsi une partie de l'énergie est transmise vers la jonction J2 et l'autre partie vers la jonction J3. Cette remarque explique les résultats de transmission atténués.

Ce circuit est ensuite réalisé. Les deux photos suivantes montrent la face supérieure (lignes microruban) et la face inférieure de ce circuit (fente en forme de Y dans le plan de masse).



a : microrubans représentant les 3 voies b : fente en forme de Y dans le plan de masse

Figure 3-5 : photo des deux faces du diplexeur T à fente

L'encombrement de ce circuit est relativement faible, il faut un substrat de deux pouces par un pouce pour le réaliser. La mesure des paramètres S de ce diplexeur donne les résultats suivants :

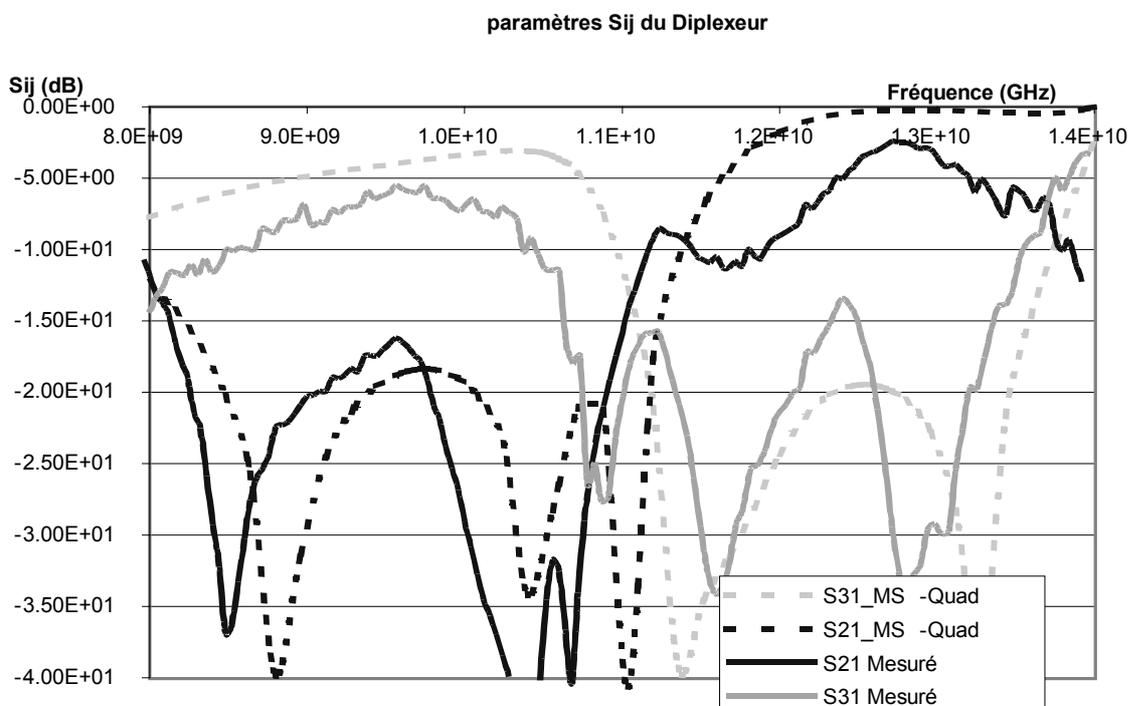


Figure 3-6 : comparaison des résultats de mesure et de simulation du diplexeur T à fente.

Lors de la simulation, les pertes étaient élevées sur chacune des voies, les conditions de mesures accroissent ces pertes. Par le nombre important de paramètres à optimiser, ce diplexeur est assez difficile à mettre en œuvre. De plus, il présente des pertes importantes.

3.5 Le diplexeur anneau à fente

Le diplexeur anneau à fente est un circuit utilisant un anneau en ligne à fente selon la figure 3-7. Cette structure s'inspire des coupleurs circulaires. Le signal est émis par le port 1 à travers un microruban, une première jonction fente/microruban J1 utilisant un stub microruban $\lambda/4$ laisse passer une large bande de fréquence dans l'anneau à fente, puis l'onde est divisée en deux parties qui parcourent l'anneau chacune dans un sens. Les fréquences basses se recombinent au niveau d'une deuxième jonction J2. Les fréquences hautes se recombinent au niveau d'une troisième jonction J3.

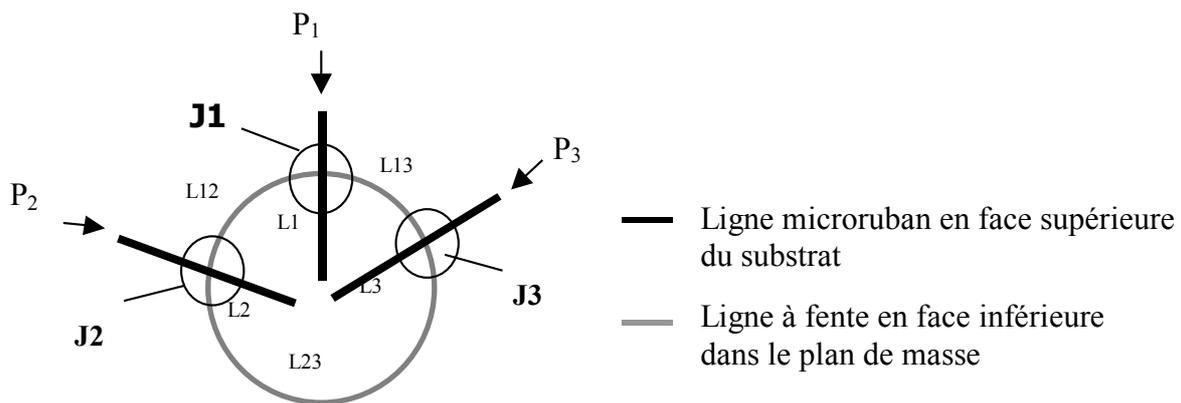


Figure 3-7 : allure du diplexeur anneau à fente.

Le modèle quadripolaire d'une telle structure devrait être implémentée dans MS-QUAD selon le schéma suivant :

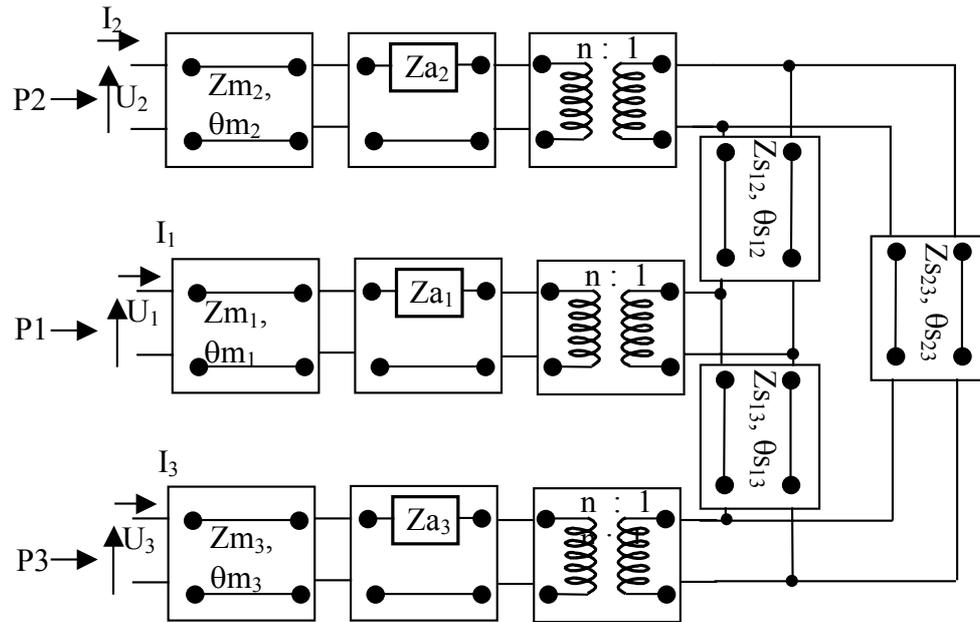


Figure 3-8 : modèle quadripolaire du diplexeur anneau à fente.

Malgré les diverses transformations sur les quadripôles disponibles dans MS-QUAD, la simulation de la structure annulaire dans son ensemble s'est avérée difficile avec cet outil. C'est pourquoi cette structure a été optimisée à l'aide de Agilent ADS. Le temps nécessaire à l'optimisation de cette structure a de ce fait considérablement été augmenté.

Encore une fois, les largeurs de lignes à fentes sont fixées à 200 microns, celles des lignes microruban à 600 microns. Après optimisation des dimensions de cette structure par la méthode des plans d'expériences, les dimensions optimales du circuit sont les suivantes :

Paramètre	L_1	L_2	L_3	L_{12}	L_{13}	L_{23}
Dimension optimale (mm)	5.78	8.40	7.14	8.45	10.34	13.56

Tableau 3-2: dimensions optimales du diplexeur anneau à fente.

Ainsi dimensionné, le circuit est simulé à l'aide de MOMENTUM, le graphique suivant présente les résultats de simulation obtenus.

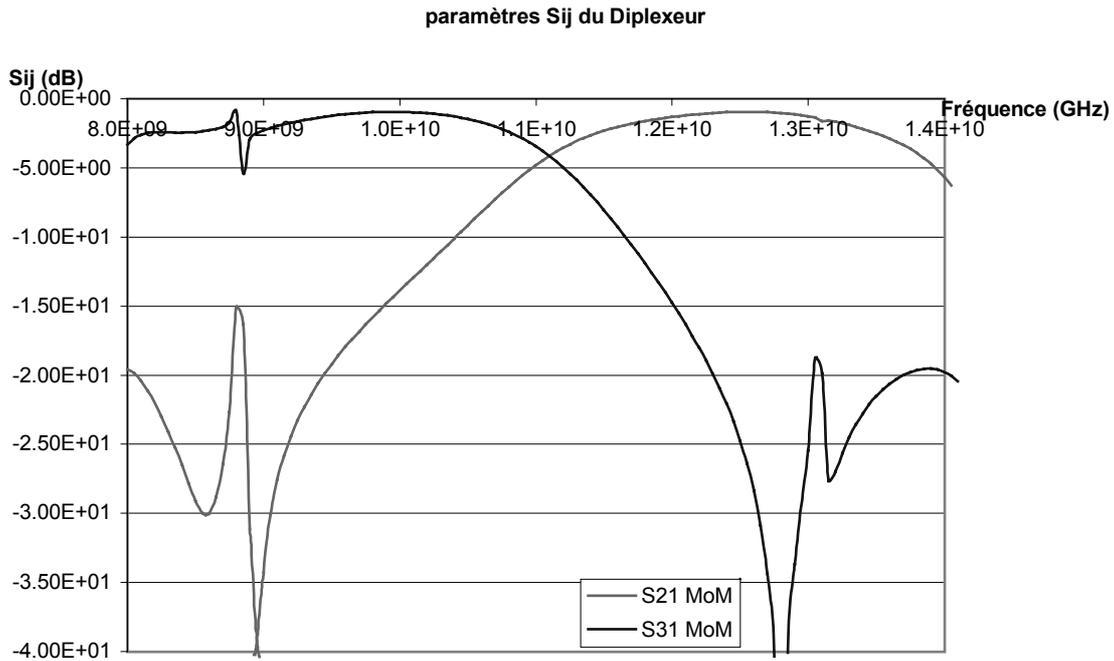


Figure 3-9: paramètres S simulés du diplexeur circulaire.

Ce graphique fait apparaître de faibles pentes de réjection pour chacune des voies, ce qui laisse supposer une faible isolation entre la voie des hautes fréquences et celle des basses fréquences. Le gain en transmission du signal n'est pas constant dans la bande passante et le gain maximal est de -1.5 dB. Cette structure originale utilisant un anneau résonnant est ensuite réalisée. Les photos suivantes présentent la face supérieure et la face inférieure du diplexeur circulaire.



a : microrubans représentant les 3 voies b : anneau dans le plan de masse

Figure 3-10 : photo des deux faces du diplexeur circulaire

L'encombrement de cette structure est deux fois plus faible que celui du diplexeur T à fente. La mesure des paramètres S sur cette structure donne les résultats suivants :

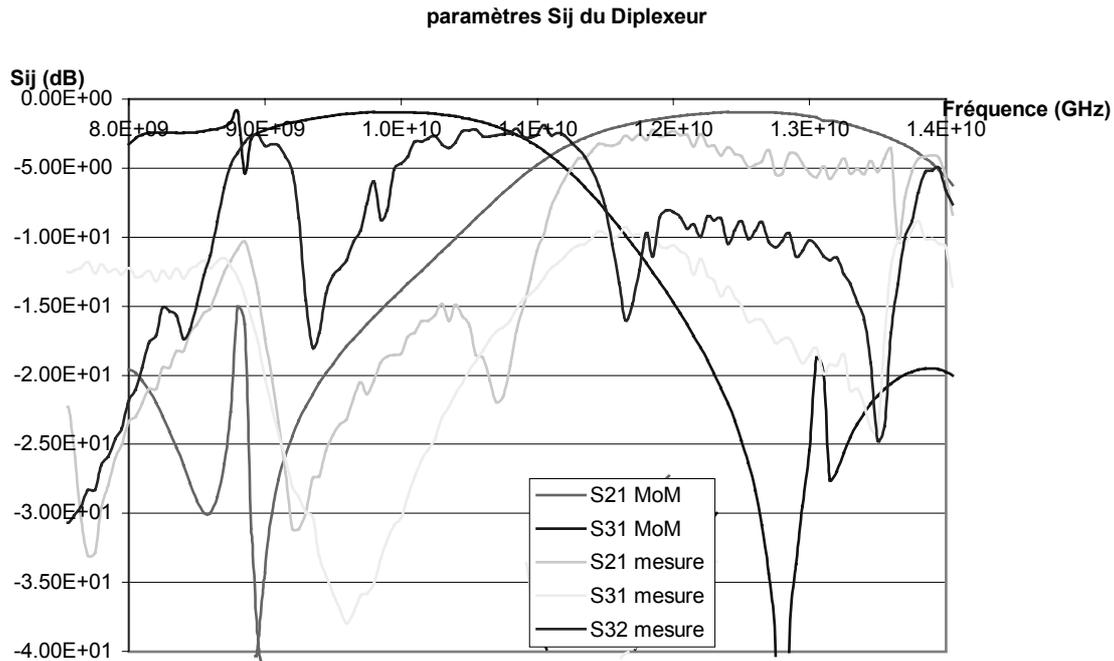


Figure 3-11 : paramètres S mesurés et simulés du diplexeur circulaire

Les performances de ce diplexeur en termes d'isolation entre les voies (de l'ordre de 10 dB), de pertes et de bande passante (de l'ordre de -2 dB) sont encore peu intéressantes. Le confinement de l'anneau à fente entre deux diélectriques permettrait de cantonner le champ électrique autour de la fente et ainsi de réduire le problème de rayonnement de celle-ci (l'une des principales causes de pertes de ce circuit).

3.6 Le diplexeur série

Ce modèle de diplexeur s'inspire de la topologie du filtre passe-bande présenté dans le chapitre précédent. Il est conçu selon le schéma de la figure 3-12 qui fait apparaître une voie d'entrée (port P1), une première jonction ligne microruban/ligne à fente appelée J1 permettant au signal de passer du plan microruban au plan de masse (ligne à fente). Cette ligne à fente transmet l'énergie vers deux jonctions inhomogènes J2 et J3 entrelacées ne laissant passer que les fréquences désirées vers les voies (2) et (3). Les fréquences basses vont vers le port P2 et les fréquences hautes vers le port P3.

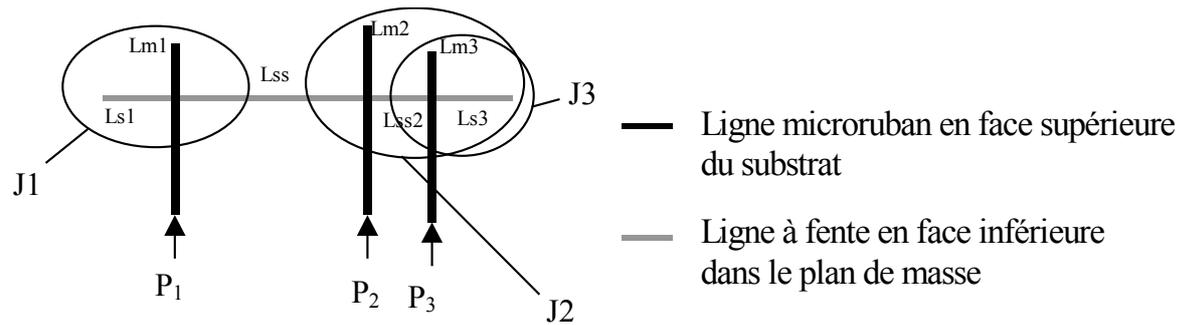


Figure 3-12 : allure du diplexeur série

Le modèle quadripolaire d'une telle structure est le suivant :

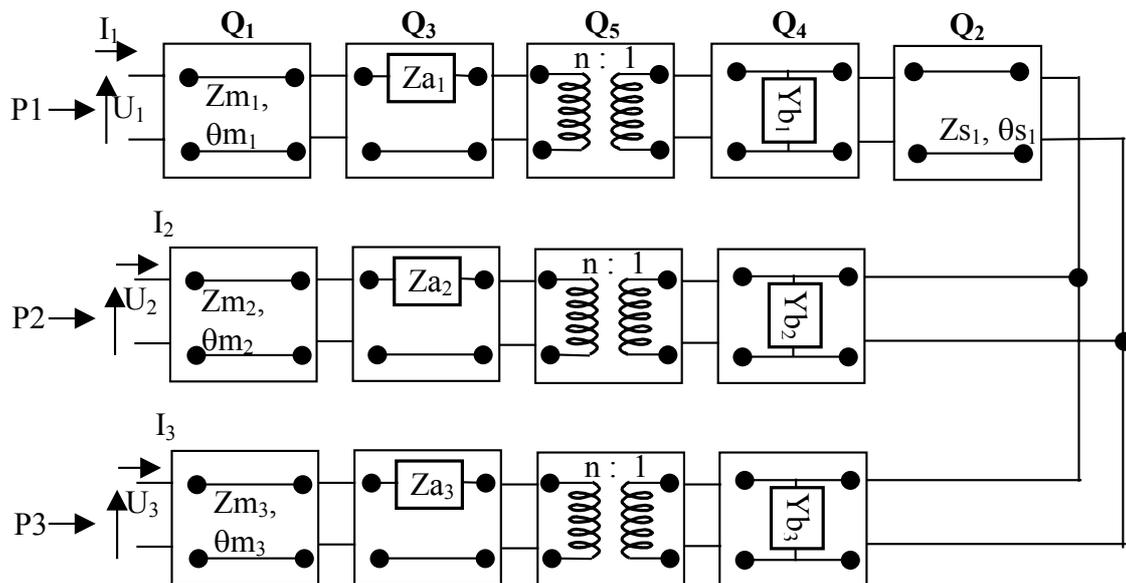


Figure 3-13: modèle quadripolaire du diplexeur série

Ce modèle de structure est implémenté dans MS-QUAD. Pour ce circuit encore, la largeur des lignes à fentes est fixée à 200 microns et la largeur des lignes microruban est fixée à 600 microns. D'autre part, les stubs de la jonction J1 sur la voie commune sont quart d'onde à 11 GHz comme indiqué au cours du paragraphe 3-3.

Une fois les largeurs fixées, la jonction J1 dimensionnée et le modèle du diplexeur à optimiser établi, toutes les longueurs restantes du circuit sont introduites dans un premier plan d'expérience. Cette première expérience permet d'estimer l'influence de chacune des longueurs du circuit sur la bande passante de celui-ci. Il résulte de ce premier plan d'expérience que les longueurs des stubs des jonctions J2, J3 et la longueur de la ligne à fente sont les éléments influant sur la bande passante de chacune des voies de la structure. Les longueur des lignes d'accès microruban de chacune des voies peuvent être négligées dans l'optimisation du circuit. Un deuxième plan d'expérience ne prenant en compte que les longueurs des stubs et de la ligne

à fente est alors établi. Ce plan permet d’obtenir les dimensions optimales du circuit ; celles-ci sont rappelées dans le tableau suivant :

Paramètre	L_{m1}	L_{S1}	L_{ss}	L_{ss2}	L_{m2}	L_{s3}	L_{m3}
Dimension optimale (mm)	7.83	2.82	12.22	1.61	9.13	2.43	6.04

Tableau 3-3 : dimensions optimales du diplexeur série.

Ces valeurs permettent de simuler le diplexeur optimisé à l’aide de MS-QUAD et à l’aide de MOMENTUM. Les résultats de simulation de la structure sont présentés dans les graphiques suivants :

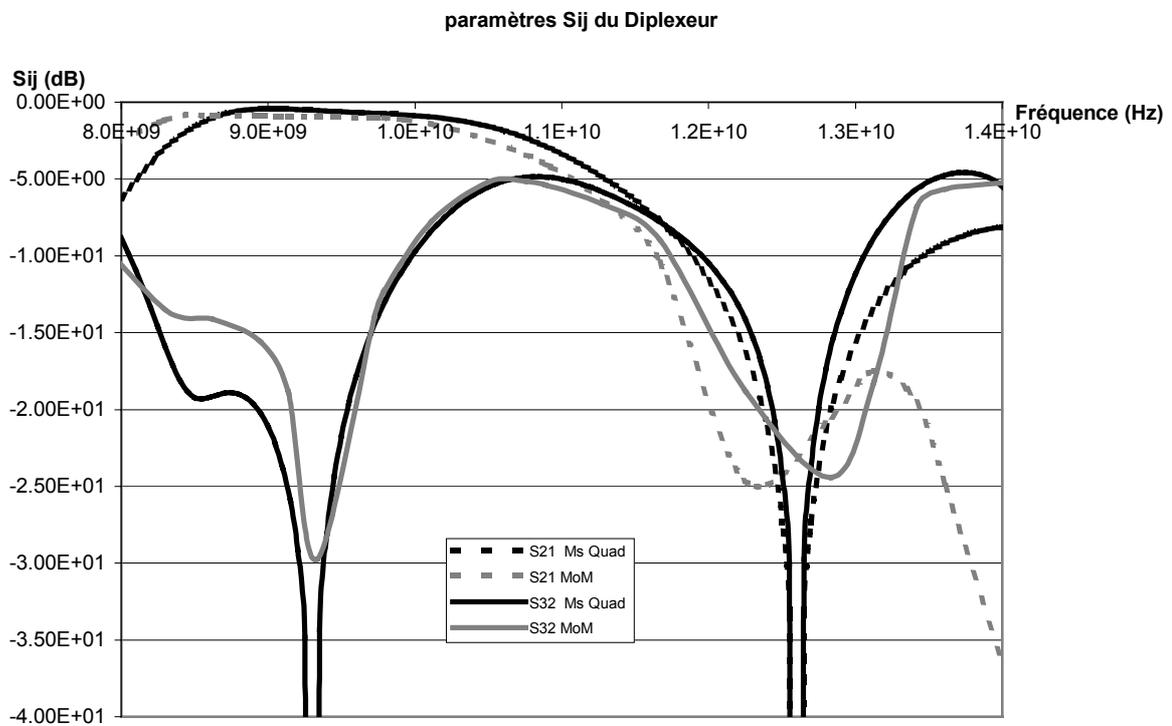


Figure 3-14 : réponses en transmission simulées vers la voie des basses fréquences

S_{21} représente la transmission du signal de la voie commune vers la voie des basses fréquences.

S_{31} représente la transmission du signal de la voie commune vers la voie des hautes fréquences.

S_{32} représente la transmission du signal entre la voie des basses fréquences et la voie des hautes fréquences.

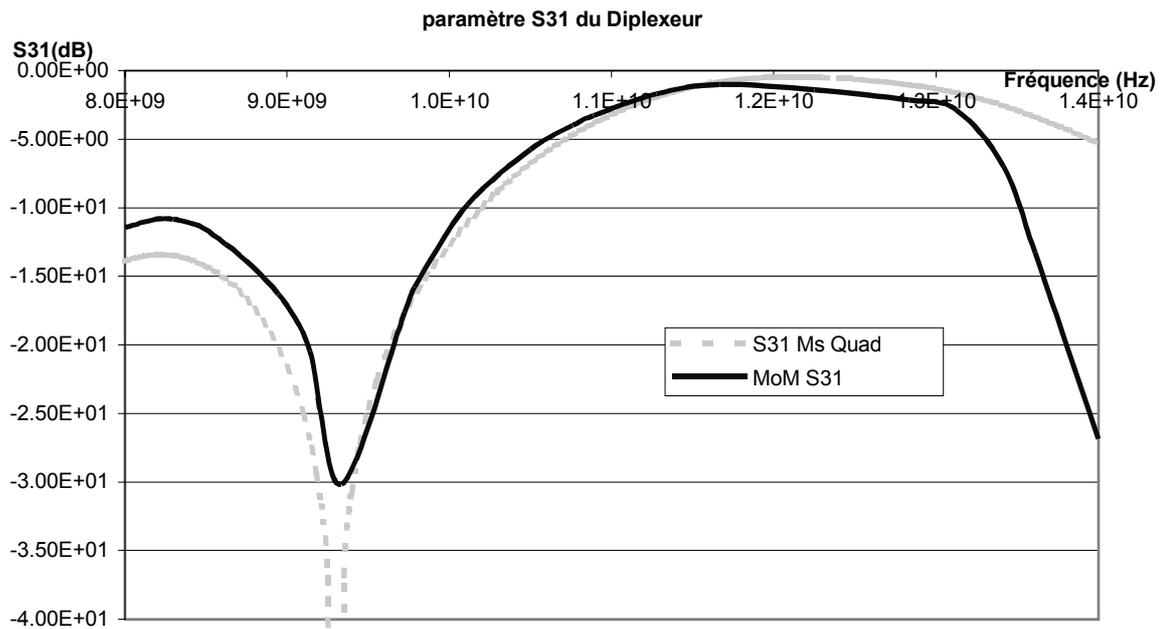


Figure 3-15 : réponses en transmission simulées de la voie commune du diplexeur vers la voie des hautes fréquences.

Les allures des résultats de simulation MS-QUAD et MOMENTUM de ce diplexeur sont très proches. Le cahier des charges fixé par le gabarit est globalement respecté pour ce qui est de la transmission du signal entre la voie commune et les voies des hautes et des basses fréquences (tant en ce qui concerne les bandes de fréquence pour chacune des voies que pour les pertes en transmission qui sont faibles). Toutefois, l'isolation entre ces deux voies est médiocre : autour de 10.8 GHz et de 13.7 GHz, en effet, elle est limitée à -5 dB entre ces deux voies au lieu d'une valeur inférieure à -10 dB attendue. Cette mauvaise isolation a deux origines, la première raison est certainement due à sa non prise en compte par l'optimisation dès l'étape de conception. En effet, l'optimisation du diplexeur porte sur les paramètres en transmission S_{21} et S_{31} , le paramètre S_{32} n'est pas pris en compte par l'optimisation, il est donc normal que ce paramètre ne soit pas optimal. La deuxième raison à cette mauvaise isolation est la proximité des voies des basses fréquences et des hautes fréquences, cette proximité peut induire un couplage direct entre ces deux voies et de ce fait réduire l'isolation entre celles-ci. Ce couplage qui est important pour des fréquences supérieures à 13 GHz est aussi à l'origine d'un effondrement de la transmission vers la voie des hautes fréquences dans cette zone de fréquences sur la simulation MOMENTUM. Ce diplexeur est ensuite réalisé, le circuit expérimental est présenté sur la photo suivante :

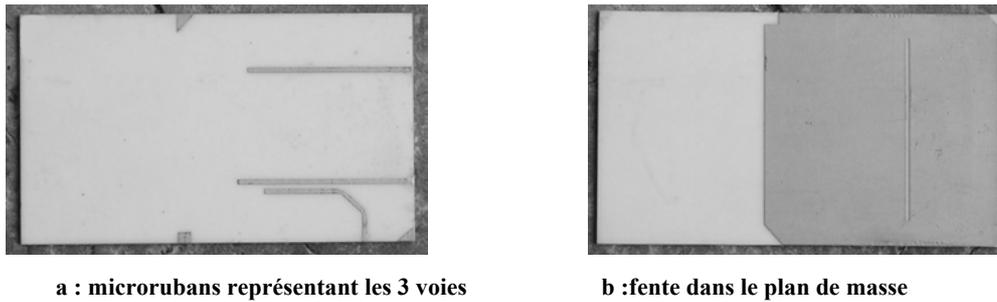


Figure 3-16: photo des deux faces du diplexeur série

Le graphique de la figure 3-17 présente la comparaison résultats de mesure à l'analyseur de réseau HP 8720 D et les résultats de simulation du diplexeur pour les paramètres S_{21} , S_{31} et S_{32} .

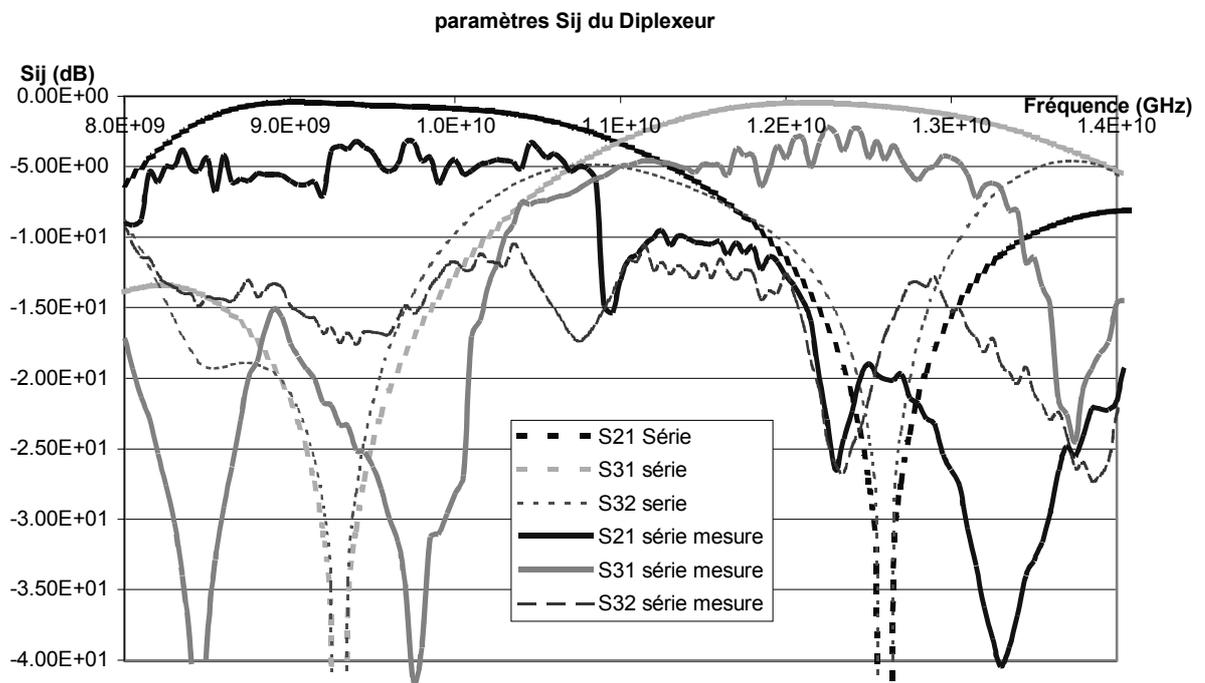


Figure 3-17: comparaison des résultats de simulation et de mesure des réponses du diplexeur série

Les résultats de mesure et de simulation ont la même allure générale. Toutefois, l'amplitude de la transmission du signal est beaucoup plus faible au travers du circuit réalisé que au travers de la simulation. Cette différence d'amplitude peut s'expliquer par les conditions expérimentales. En effet, au cours de la simulation, seul le circuit est pris en compte, lors de la mesure en revanche, la connectique et le châssis de test introduisent des pertes dans les résultats de mesure

3.7 Le diplexeur parallèle

Le diplexeur parallèle est conçu selon le schéma figure 3-18 qui fait apparaître une voie d'entrée (port p1), une première jonction fente/microruban appelée J1 permettant de passer du plan microruban au plan de masse (lignes à fente), puis une ligne à fente répartissant l'énergie vers les deux voies (2) et (3) à l'extrémité desquelles deux jonctions inhomogènes J2 et J3 ne laissent passer que les fréquences désirées dans chacune de ces voies. Les fréquences basses vont vers le port P2 et les fréquences hautes vers le port P3[59].

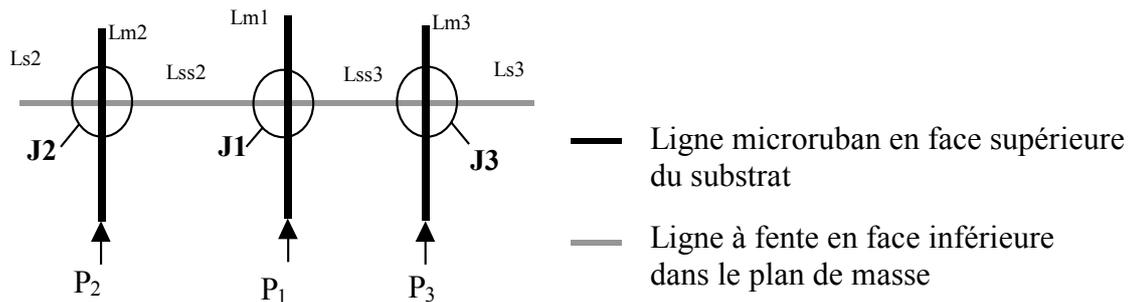


Figure 3-18 : allure du diplexeur parallèle.

La topologie générale de ce diplexeur est proche de celle du diplexeur série mais la jonction J1 ne comporte plus de stub à fente intrinsèque et les jonctions J2 et J3 n'ont plus de stub en commun d'où un modèle quadripolaire différent du diplexeur série. L'implémentation d'une telle topologie dans MS-QUAD peut être réalisée par le modèle quadripolaire suivant :

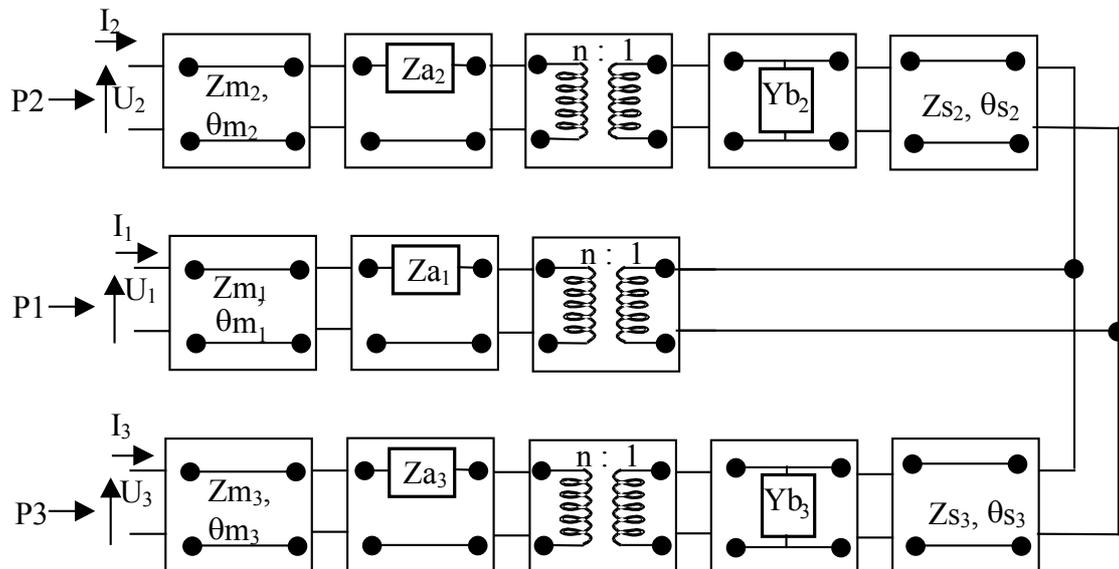


Figure 3-19 : modèle quadripolaire du diplexeur parallèle.

L'étude de ce diplexeur est similaire à l'étude du diplexeur série.

Ainsi :

- le stub microruban de la jonction J1 est quart d’onde à 11GHz
- la largeur des lignes à fentes est fixée à 200 microns,
- les lignes microruban ont une largeur de 600 microns
- une optimisation est faite sur les autres dimensions de la structure.

Il résulte de cette étude les dimensions optimales suivantes :

paramètre	L_{m1}	L_{ss2}	L_{ss3}	L_{s2}	L_{m2}	L_{s3}	L_{m3}
Dimension optimale (mm)	2.65	3.85	3.12	5.21	4.27	7.94	5.79

Tableau 3-4 : dimensions optimales du diplexeur parallèle.

Cette structure est ensuite simulée à l’aide de MS-QUAD et de MOMENTUM, et les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3-20 :

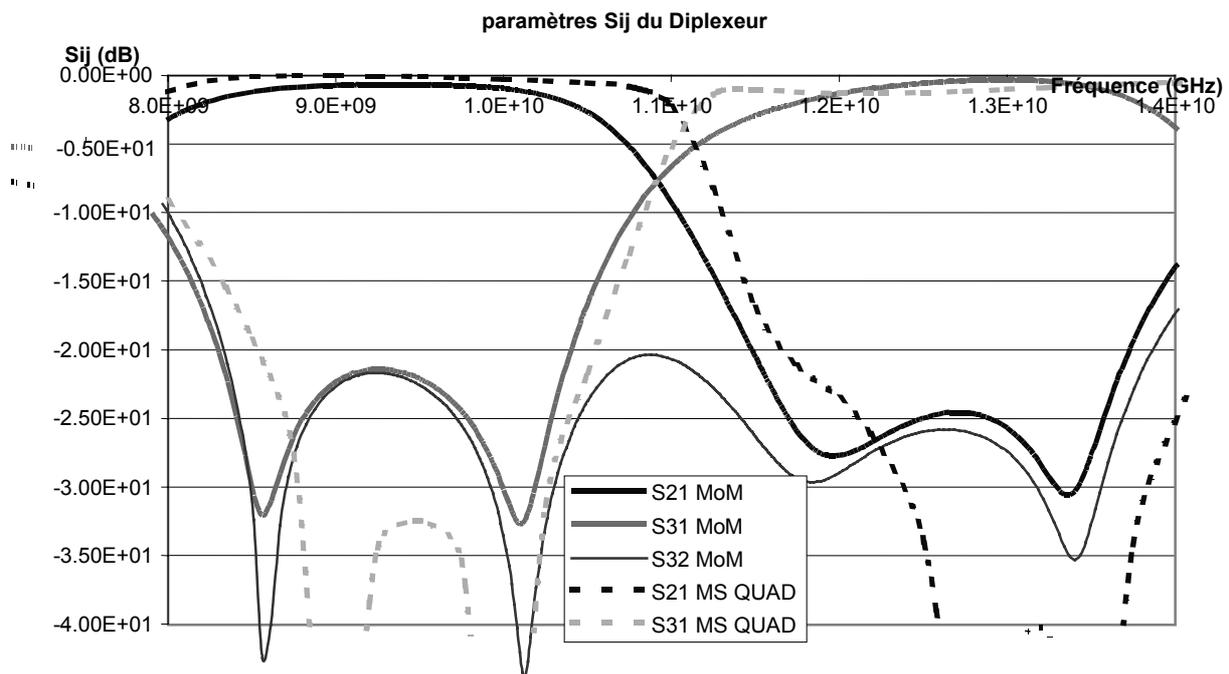
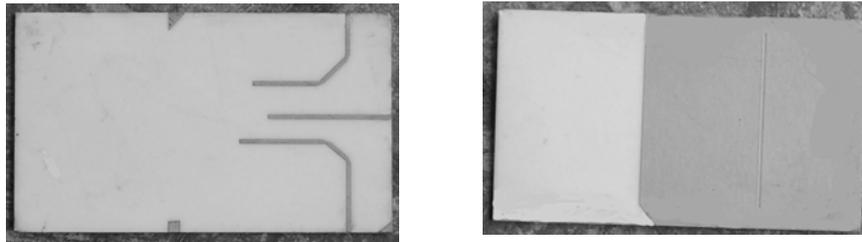


Figure 3-20 : paramètres en transmission simulés du diplexeur parallèle.

Comme dans le cas du diplexeur série, les résultats de simulation MS-QUAD et MOMENTUM sont très proches. Ce diplexeur offre des résultats proches de ceux du diplexeur série en termes de transmission entre la voie commune et chacune des voies hautes et basses

fréquences. Avec toutefois une bande passante plus plate dans chacune des voies et des pentes de réjection plus discriminantes autour de 11GHz. De plus l'isolation entre la voie des basses fréquences et la voie des hautes fréquences est très bonne (S_{32} est toujours inférieur à -20 dB entre 8.5 et 13.5 GHz). Ce diplexeur répond ainsi en tous points aux objectifs fixes par le gabarit.

Ce circuit est alors réalisé . Les deux photos suivantes montrent la face avant (lignes microruban) et la face arrière de ce circuit (fente dans le plan de masse).



a : microrubans représentant les 3 voies b : fente dans le plan de masse

Figure 3-21 : photo des deux faces du diplexeur parallèle

Le plan de masse mesure un pouce par un pouce ce qui donne un aperçu de la petite taille de ce circuit. Le microruban central représente la voie commune ; de part et d'autre de cette voie, deux microrubans matérialisent les voies des hautes et des basses fréquences . L'écart entre ces deux voies permet d'éviter tout couplage direct entre elles comme c'était particulièrement le cas pour le diplexeur série.

Les paramètres S de ce circuit sont ensuite mesurés à l'analyseur de réseau HP 8720 D. Le graphique suivant présente ces résultats expérimentaux et les résultats de simulation MS-QUAD

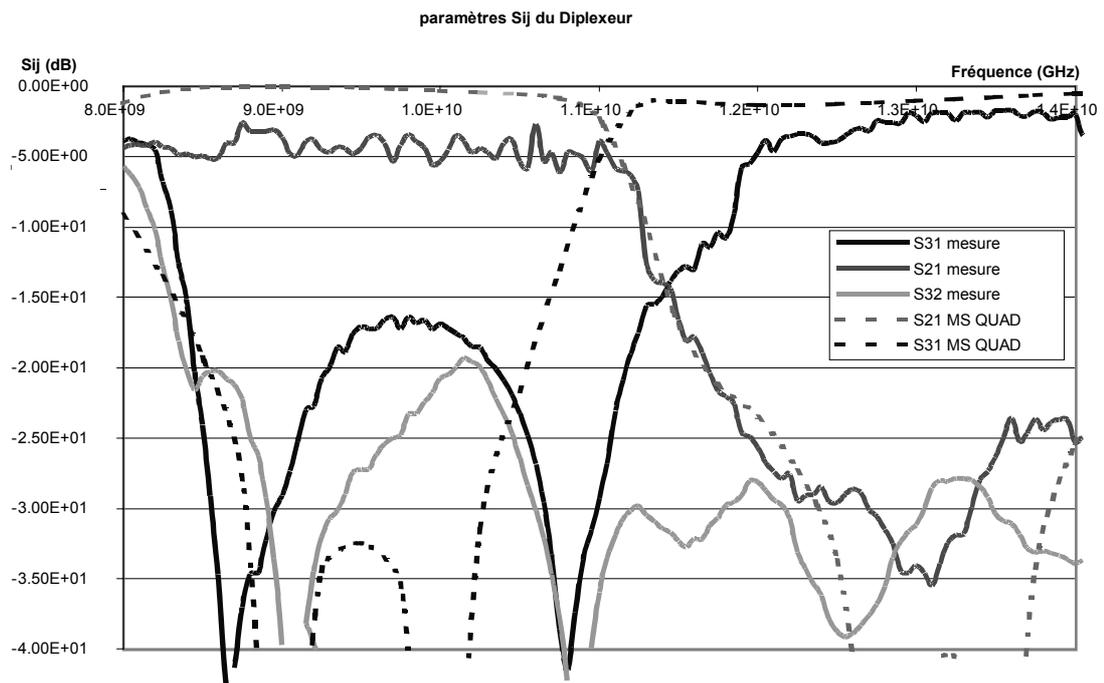


Figure 3-22 : comparaison des réponses mesurées et simulées du diplexeur parallèle

Les résultats de mesure et de simulation sont proches. Cependant, tout comme pour le diplexeur série, l’environnement dans lequel la mesure est effectuée induit des pertes qui n’apparaissent pas lors de la simulation. D’autre part, on remarque un décalage en fréquence entre le paramètre S_{31} mesuré et le paramètre S_{31} simulé. Ce décalage est probablement dû à un mauvais alignement des typons lors de la réalisation. En effet, un décalage de quelques microns entre le plan de masse et le plan microruban change la longueur des stubs et donc la fréquence à laquelle ceux-ci sont quart d’onde. Dès lors, la caractéristique du circuit s’en trouve changée.

Le paragraphe suivant est consacré à la comparaison des quatre diplexeurs qui viennent d’être présentés.

4 COMPARAISON DES 4 DIPLEXEURS

Ces quatre diplexeurs sont dimensionnés pour répondre à des exigences en termes de transmission sur les voies hautes et basses fréquences, d’isolations entre ces voies et des contraintes technologiques. Les résultats des mesures effectuées sur les quatre diplexeurs sont présentés sur les graphiques suivants[60].

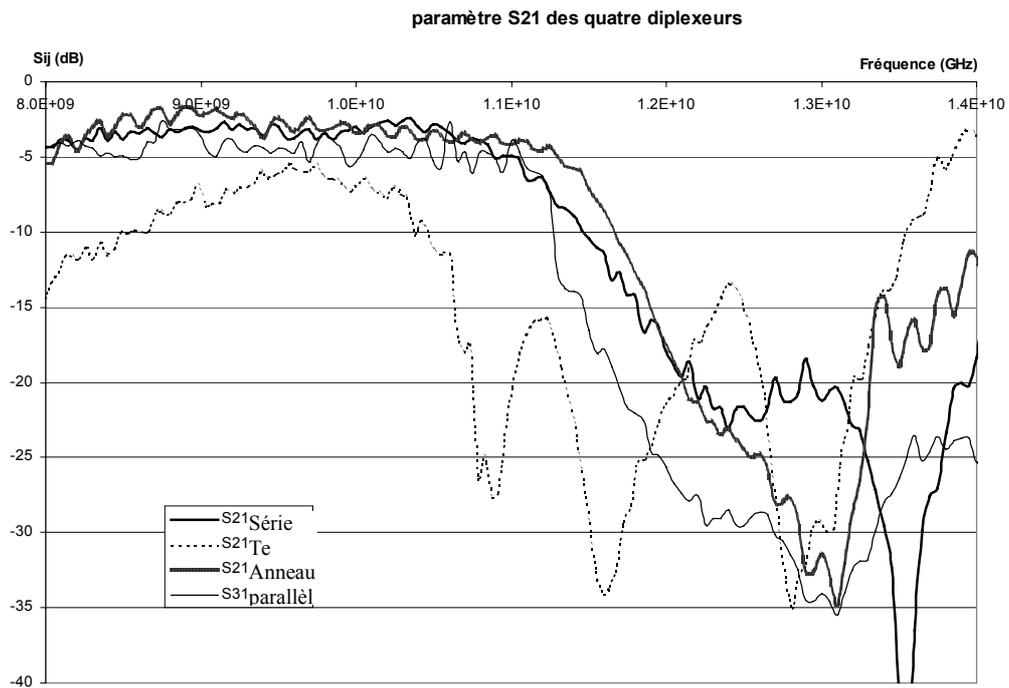


Figure 4-1: paramètre S21 des quatre diplexeurs

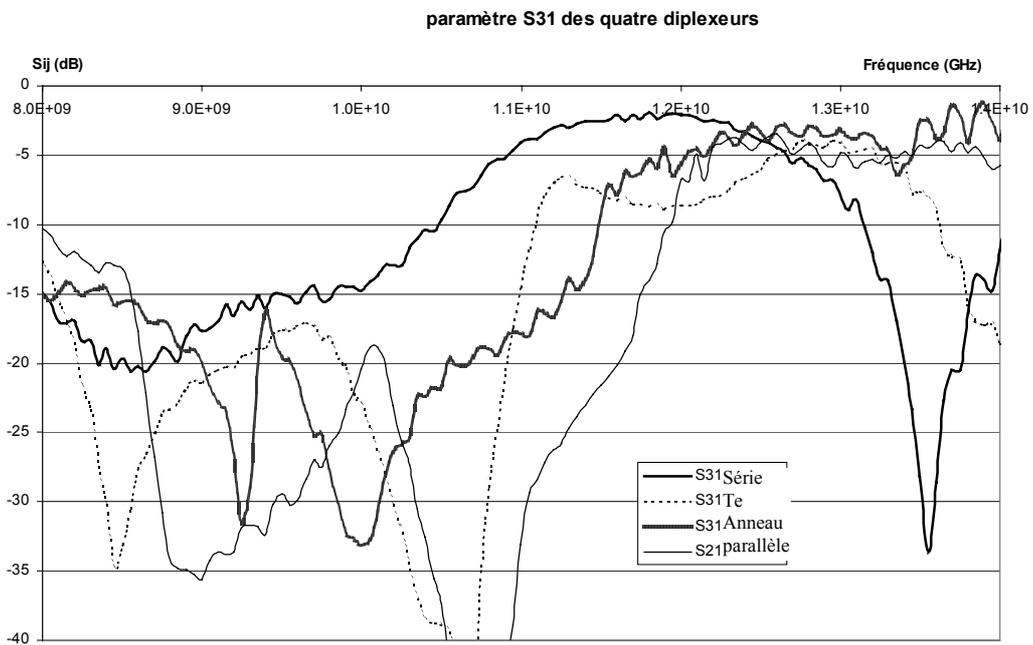


Figure 4-2: paramètre S31 des quatre diplexeurs

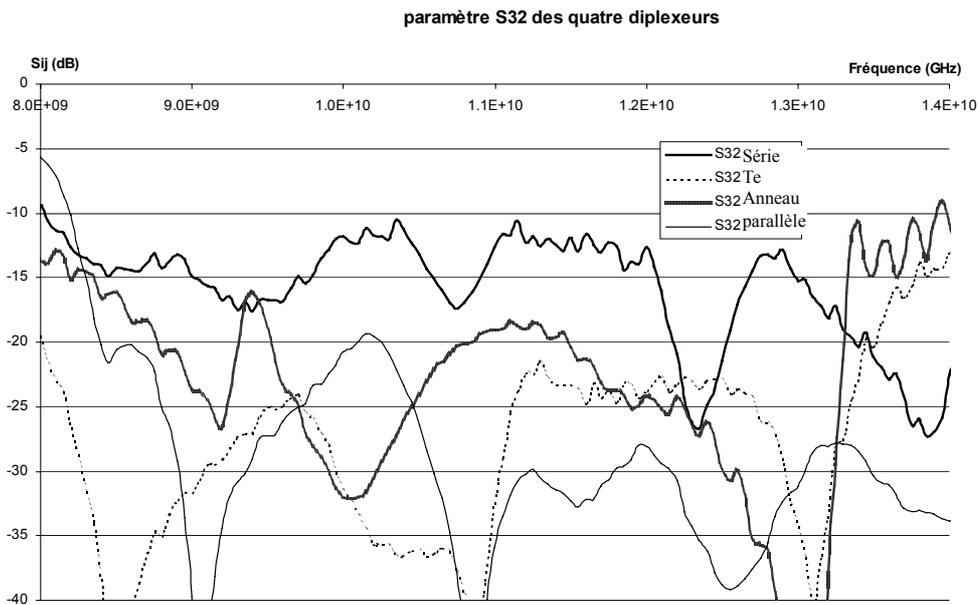


Figure 4-3: paramètre S32 des quatre diplexeurs

Le diplexeur T à fente est le plus encombrant et le plus dur à optimiser des diplexeurs du fait du nombre de paramètres qui peuvent intervenir sur ses caractéristiques. Par sa topologie la fente en T divise l'énergie entre la voie commune et les deux sorties ce qui explique un gain en transmission maximal affaibli vers chacune des voies. Ce circuit n'a pour seul intérêt qu'une isolation élevée entre la voies des hautes fréquences et la voie des basses fréquences (de l'ordre de -20 dB sur la bande passante du circuit).

Le diplexeur anneau à fente est un bon compromis en termes de dimensions et d'isolation entre les deux sorties. Il est toutefois plus limité que les autres diplexeurs en termes de bande passante du fait de l'utilisation d'un anneau pour le couplage entre les différentes voies. De plus l'anneau à fente est une structure bien connue des concepteurs d'antennes pour ses capacités rayonnantes, pour réduire le rayonnement de cette structure, le confiner avec le plan de masse entre deux diélectriques devient essentiel.

Le diplexeur série est la plus compacte des structures proposée, mais les longueurs des lignes entre la voie commune et chacune des voies de fréquences hautes et basses étant liées ; elles sont un facteur limitant dans le dimensionnement et donc l'adaptation des lignes entre la voie commune et chacune des deux autres voies. De plus cette structure est dédiée à une application multicouche. En effet en technologie monocouche, la proximité des deux voies de sortie peut induire un couplage entre celles-ci. Pour pallier ce problème, il est possible d'utiliser la technologie multicouche, de mettre le plan de masse en sandwich entre deux diélectriques et

de faire les sorties en vis à vis par rapport au plan de masse comme indiqué sur le schéma suivant :

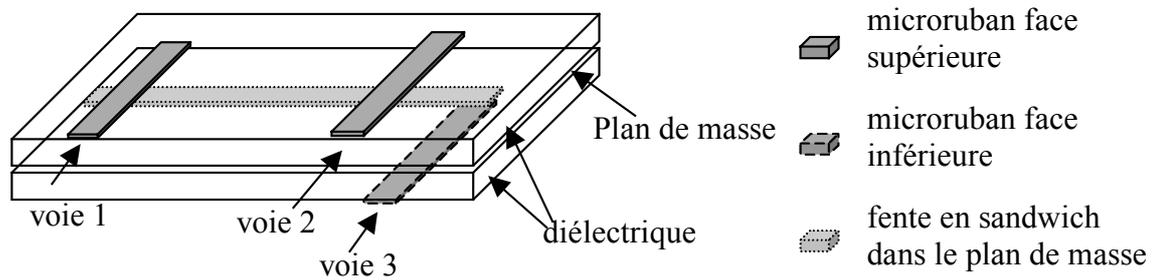


Figure 4-4 : vue en trois dimensions du diplexeur série multicouche

Le diplexeur parallèle permet de pallier les problèmes du diplexeur série en terme d'adaptation des voies et en terme de couplage entre les voies de sortie en technologie monocouche. Comme le diplexeur série, il peut être réalisé en technologie multicouche ce qui permet de réduire les pertes par rayonnement de la ligne à fente. Le diplexeur parallèle est plus encombrant que le diplexeur série mais ses dimensions restent raisonnables et proches de celles du diplexeur série.

En conclusion avec la méthode d'optimisation et les bandes de fréquences désirées pour le circuit, le diplexeur le plus performant des quatre en termes de dimensions et de performances générales est le diplexeur parallèle.

5 FILTRE AJUSTABLE

Les travaux réalisés en collaboration avec G. ZIMMER ont aussi abouti à la réalisation d'un filtre passe bas à fréquence de coupure ajustable. Ce filtre est directement issu des filtres passe bas conçus au laboratoire IXL lors de la venue de G. ZIMMER. Ce circuit est basé sur la possibilité de changer la géométrie d'un circuit par l'utilisation de diodes PIN. En effet, le principe du filtre passe bas est d'utiliser des résonateurs à fentes situés dans le plan de masse sous une ligne microruban. Ces résonateurs font office de réjecteur, ainsi, seule une partie du signal est transmis au travers de la ligne microruban. L'utilisation de diodes PIN commandées par une tension permet de réaliser des court circuits qui changent la longueur électrique des lignes à fentes. Ainsi, leur fréquence de résonance s'en trouve changée et la bande passante du filtre est modifiée. Les photos suivantes présentent la face supérieure et la face inférieure d'un tel circuit :

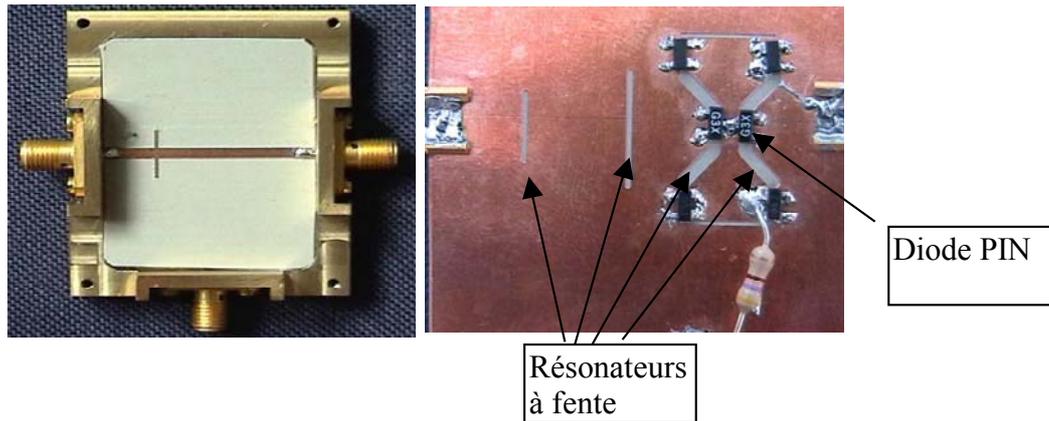


Figure 5-1 : face supérieure et face inférieure du filtre ajustable

Quand les diodes PIN sont à l'état off, les deux gros stubs à fente sont passants, la fréquence de coupure du filtre est alors à 3 GHz, quand les diodes PIN sont à l'état on, le filtre est alors passant jusqu'à 6 GHz comme le montrent les graphiques suivants.

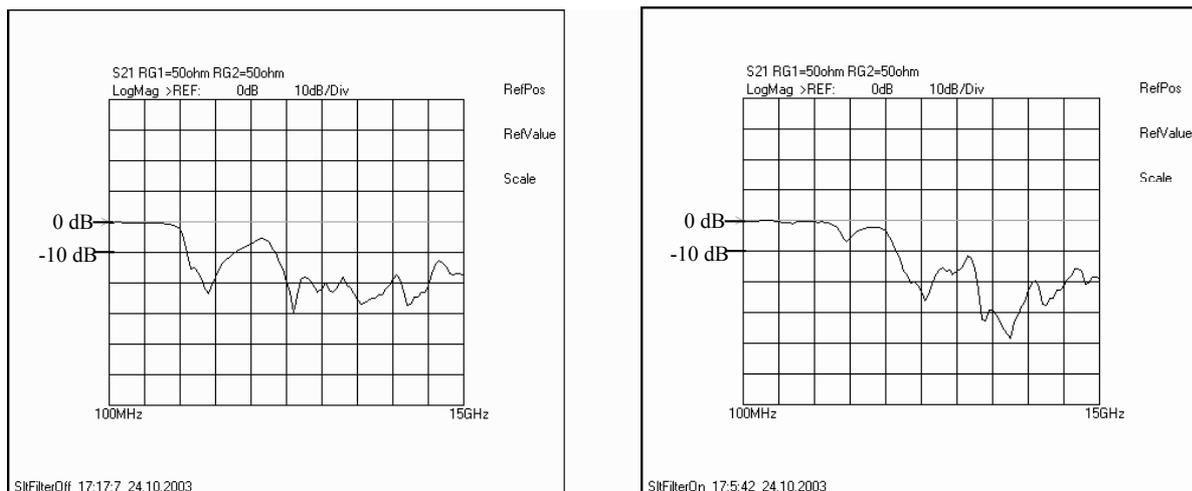


Figure 5-2 : paramètres en transmission du filtre passe bas.

6 CONCLUSION

Les réalisations qui viennent d'être présentées sont des applications directes de l'approche technologique et de la notion de jonction inhomogène mises en place au cours des chapitres précédents. Ainsi, au travers de l'exemple du filtre passe-bande la jonction inhomogène a montré son intérêt dans la conception de filtres. L'étude du filtre passe-bande a de plus permis de valider l'approche technologique l'outil logiciel et la méthode d'optimisation mise en place dans le cadre de cette étude. Les caractéristiques du circuit réalisé ont confirmé la validité de cette approche.

La jonction inhomogène a aussi été appliquée à des structures plus complexes telles que les diplexeurs. Ces structures ont ouvert de nouvelles perspectives dans l'utilisation de la jonction inhomogène en proposant des jonctions imbriquées dans le cas du diplexeur série ou le couplage entre un anneau résonant à fente et des lignes microruban. La comparaison de ces circuits a permis de choisir la topologie de diplexeur parallèle qui répondait le mieux aux objectifs fixés. Ces applications de la jonction inhomogène ont permis de valider par des réalisations, l'approche théorique de la jonction et la méthode de conception sur des systèmes complexes. Enfin, ces travaux ont permis une collaboration dans la réalisation d'un filtre passe-bas de fréquence de coupure ajustable.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Au cours du premier chapitre de ce mémoire, la technologie hybride couche épaisse a été présentée. Dans un premier temps, un récapitulatif sur les substrats a montré le vaste domaine d'application d'une telle technologie. Puis, les procédés de fabrication de circuits couche épaisse ont été présentés.

Dans ce cadre technologique, l'étude des lignes de transmission imprimées et plus particulièrement la ligne microruban et la ligne à fente a conduit à la présentation de la jonction entre ces deux types de lignes. Les différentes jonctions entre la ligne microruban et la ligne à fente ont été comparées et le choix de la jonction utilisant des stubs quart d'onde modélisée par DAS a été retenu.

Ce modèle de jonction a fait l'objet d'une étude détaillée au cours du deuxième chapitre. Ainsi, par une approche quadripolaire, la jonction a été décomposée en éléments de base tels que les stubs ou le transformateur modélisant le couplage entre les lignes microrubans et les lignes à fente. Cette décomposition de la jonction a conduit à l'étude séparée de chacun des éléments de la jonction. De fortes similitudes entre la bande passante d'un stub et celle de la jonction sont alors apparues. De ce fait, l'étude de la jonction a été guidée par celle des stubs qui la composent. D'autre part l'étude séparée de chacun des stubs a conduit à introduire la notion de jonction inhomogène. Celle-ci se présente comme une jonction pour laquelle les stubs microruban et à fente ne sont pas quart d'onde à la même fréquence. Cette jonction présente une bande passante ajustable par le dimensionnement des stubs. Cette étude a alors permis d'envisager la jonction inhomogène comme une structure filtrante.

Au cours du troisième chapitre, les outils permettant l'exploitation de la jonction inhomogène ont été mis en place. Ainsi, dans le cadre d'une approche technologique de la conception de filtres, l'élaboration de domaines de variations pour les longueurs de stubs en fonction de la bande passante désirée pour la jonction ont été établis. Ces domaines de variation couplés à la méthode des plans d'expérience ont été implémentés dans MS-QUAD, outil de simulation de structure à base de lignes à fentes et lignes microruban créé en interne au laboratoire IXL. MS-QUAD est ainsi devenu un outil permettant la synthèse et la conception de filtres utilisant la jonction inhomogène. D'autre part, l'outil HF LOBOR développé en

collaboration avec G. ZIMMER a permis d'avoir une approche système de la simulation de circuits.

Le quatrième chapitre de ce rapport est consacré aux applications de la jonction inhomogène. Ainsi, un filtre passe bande a été synthétisé dans une approche technologique. L'optimisation, le dimensionnement du circuit et sa simulation à l'aide de MS-QUAD ont donné des résultats conformes à ceux fixés par le cahier des charges. Ces résultats ont été confirmés par les simulations réalisées à l'aide des logiciels du commerce et par les mesures sur le circuit réalisé.

L'outil de synthèse mis en place a d'autre part été appliqué sur quatre topologies de diplexeurs. La réalisation et la comparaison de ces circuits ont permis par des résultats de simulation et de mesure satisfaisant, d'une part de confirmer la validité de la méthode et des outils de synthèse, et d'autre part d'envisager de nouvelles topologies dans la conception de circuits utilisant les lignes à fente, les lignes microruban et la jonction inhomogène.

La technologie et les lignes présentées dans ce rapport se prêtent particulièrement bien aux applications multicouches. De plus, les nouveaux substrats tels que les LTCC et les PCB présentés au premier chapitre permettent ce type de réalisations multicouches dans une technologie mature et bas coût. L'utilisation simultanée de lignes à fentes et de lignes microrubans sur plusieurs niveaux de conduction permet :

- de réduire le rayonnement électromagnétique des lignes et donc les pertes en confinant les champs électromagnétiques
- de réduire considérablement la surface des circuits en superposant les éléments des circuits.

Des premiers essais de simulation sur un filtre passe bande en technologie multicouche encouragent les investigations dans cette voie.

Enfin avec la montée en fréquence des circuits et la diminution des longueurs de lignes, l'approche multicouche de cette technologie pourrait être appliquée aux substrats des circuits actifs tels que le silicium ou les substrats polymères pour évoluer vers des structures complètes toutes intégrées.

ANNEXES

1 ANNEXE I : METHODE DE LA RESONANCE TRANSVERSE

La clé de cette méthode introduite par Cohn consiste à considérer la ligne à fente comme un guide d'onde rectangulaire pour obtenir les paramètres suivants :

λ_g : la longueur d'onde guidée dans la fente

Z_c : l'impédance caractéristique définie à partir de la puissance et d'une tension

$v\phi/vg$: le rapport de la vitesse de phase sur la vitesse de groupe

à partir des paramètres suivants :

w : la largeur de la ligne à fente

d : l'épaisseur du diélectrique

ϵ_r : la permittivité relative du substrat

f : la fréquence de travail.

Pour cela, Cohn introduit successivement de part et d'autre de la fente des murs électriques et magnétiques faisant apparaître une structure de guide d'onde.

Considérons une fente excitée entre ses bords, de manière à créer deux ondes de même fréquence f , d'égale amplitude et de directions opposées. Il existe alors des plans transverses à la fente (plans normaux à l'axe Ox) séparés de $\lambda_g/2$ dans lesquels, le champ transverse électrique et le champ normal magnétique sont nuls. On obtient de plus un régime d'onde stationnaire. Ainsi on peut considérer deux murs électriques distants de $a = \lambda_g/2$ dans des plans pour lesquels E transverse est nul. Ces murs ainsi placés n'influencent pas le sur l'onde stationnaire.

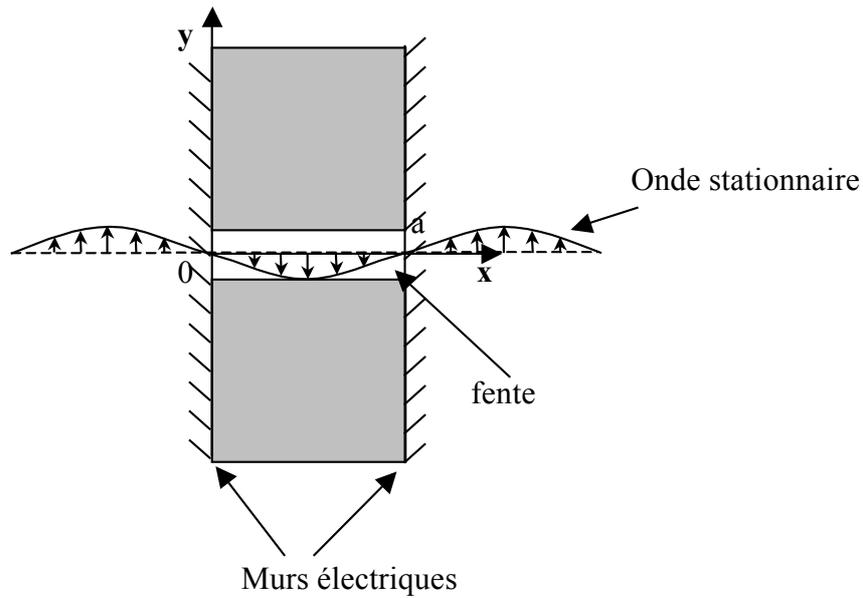


Figure A1-1 : onde stationnaire sur la fente entre deux murs électriques

De plus, on considère en $y = \pm b/2$ deux murs électriques ou magnétiques dans le plan normal à l'axe Oy . b est choisi suffisamment grand pour ne pas influencer sur l'onde. Ainsi on obtient une structure de guide d'onde de longueur infinie selon l'axe Oz dont a et b sont les dimensions de la section.

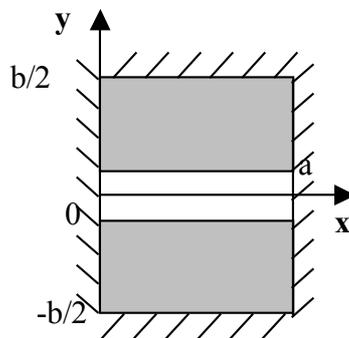


Figure A1-2 : section du guide d'onde rectangulaire

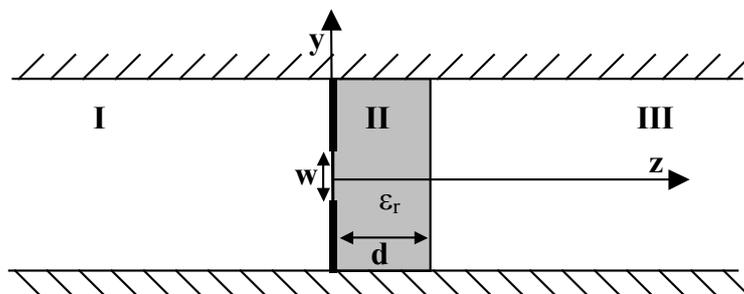


Figure A1-3 : vue en coupe du guide d'onde

Dans le guide d'onde ainsi réalisé, on distingue trois régions, les régions I et III représentent une structure semi-infinie remplie d'air de guide d'onde rectangulaire de largeur $a = \lambda_g/2$ et de hauteur b , la région II représente un guide d'onde de même section de longueur d rempli de diélectrique de constante ϵ_r . La ligne à fente dans une telle structure se comporte comme un iris capacitif de largeur w . En tenant compte d'une infinité de modes discrets $TE_{1,2n}$ et $TM_{1,2n}$ satisfaisant le raccord des champs dans le plan de la fente $z = 0$, on obtient la susceptance totale ramenée par les régions I, II et III mises en parallèle. En se plaçant à la première résonance de la fente $a = \lambda_g/2$, la susceptance totale B_t s'annule. Il s'agit de la résonance transverse.

En posant les changements de variables $\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 376.7 \Omega$ $p = \lambda/\lambda_g$, l'expression de la susceptance totale devient :

$$\eta B_t = \frac{a}{2b} [-v + u \tan(\frac{\pi du}{ap} - \arctan \frac{v}{u})] + \frac{1}{p} \left\{ \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} - p^2 \right) \ln \frac{2}{\pi \delta} + \frac{1}{2} \sum_{n=1,2,3,\dots} \left[v^2 \left(1 - \frac{1}{F_n} \right) + M_n \right] \frac{\sin^2(\pi n \delta)}{n(\pi n \delta)^2} \right\}$$

$$\text{avec : } \delta = \frac{w}{b}, \quad u = \sqrt{\epsilon_r - p^2}, \quad v = \sqrt{p^2 - 1}, \quad F_n = \sqrt{1 + \left(\frac{bv}{2anp} \right)^2}, \quad F_{n1} = \sqrt{1 - \left(\frac{bv}{2anp} \right)^2}$$

pour F_{n1} réel, l'expression de M_n est :

$$M_n = \frac{\epsilon_r \tanh m - p^2 F_{n1}^2 \coth q_n}{\left[1 + \left(\frac{b}{2an} \right)^2 \right] F_{n1}} - u^2 \quad \text{avec : } m = \frac{2\pi nd F_{n1}}{b} + \tanh^{-1} \left(\frac{F_{n1}}{\epsilon_r F_n} \right) \quad \text{et } q_n = \frac{2\pi nd F_{n1}}{b} + \coth^{-1} \left(\frac{F_n}{F_{n1}} \right)$$

pour F_{n1} imaginaire, l'expression de M_n devient :

$$M_n = \frac{\epsilon_r \tan m' - p^2 |F_{n1}|^2 \cot q_n'}{\left[1 + \left(\frac{b}{2an} \right)^2 \right] |F_{n1}|} - u^2 \quad \text{avec : } m' = \frac{2\pi nd |F_{n1}|}{b} + \tan^{-1} \left(\frac{|F_{n1}|}{\epsilon_r F_n} \right) \quad \text{et } q_n' = \frac{2\pi nd |F_{n1}|}{b} + \cot^{-1} \left(\frac{F_n}{|F_{n1}|} \right)$$

L'expression de la susceptance qui vient d'être présentée permet de calculer les paramètres caractéristiques de la ligne à fente.

En effet, le calcul du rapport entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe se fait comme suit.

Soit une fréquence de travail f_0 , la longueur d'onde dans le vide est alors λ_0 fixe, on cherche P_0 la valeur de P qui annule la susceptance. Cela revient à chercher la valeur de λ_g pour laquelle la susceptance s'annule ; P ayant pour expression λ/λ_g . Pour les fréquences $f_1 = f_0 - \epsilon$ et $f_2 = f_0 + \epsilon$ voisines de f_0 , la susceptance s'annule respectivement λ_{g1} et λ_{g2} le rapport entre la vitesse de phase et la vitesse de groupe est alors :

$$\frac{v\phi}{vg} = 1 + \frac{f_0}{\lambda_0/\lambda_g} \frac{\Delta(\lambda_0/\lambda_g)}{\Delta f} \text{ avec } \Delta f = f_2 - f_1$$

le calcul de ηBt pour $P_1 = P_0 - \varepsilon$ et $P_2 = P_0 + \varepsilon$ donne l'expression de l'impédance caractéristique suivante :

$$Z_{ca} = 376.7 \left[\frac{v\phi}{vg} \right] \frac{\pi \Delta P}{P \Delta(\eta Bt)}$$

Ainsi, la méthode de la résonance transverse permet de déterminer les paramètres caractéristiques d'une ligne à fente à partir de sa largeur, de l'épaisseur et la constante diélectrique du substrat ainsi que la fréquence de travail.

2 ANNEXE II : ASSOCIATION DE QUADRIPOLES

La matrice chaîne d'un quadripôle est notée $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$, les paramètres chaîne de ce quadripôle sont donc : A, B, C et D. Dans cette annexe, les paramètres chaîne des quadripôles Q_1 et Q_2 seront notés respectivement A_1, B_1, C_1, D_1 et A_2, B_2, C_2, D_2 .

Le calcul de la matrice chaîne du quadripôle correspondant à l'association de deux quadripôle dépend du mode d'association de ces deux quadripôles.

1 Association de deux quadripôles en chaîne

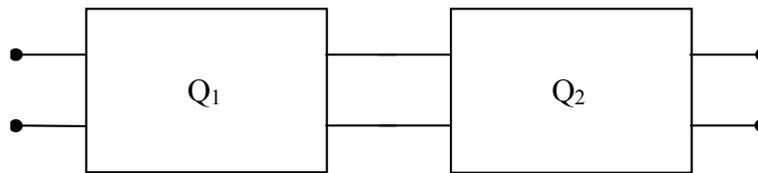


Figure A2-1 : Quadripôles en chaîne

Cette association est la plus courante la matrice chaîne du quadripôle équivalent à ces deux quadripôles en cascade est le produit des matrices chaînes de chacun des quadripôles.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}$$

Compte tenu de la non commutativité du produit des matrices, l'ordre de la mise en cascade des quadripôles est à respecter lors du calcul des matrices chaînes.

2 Association de deux quadripôles en série

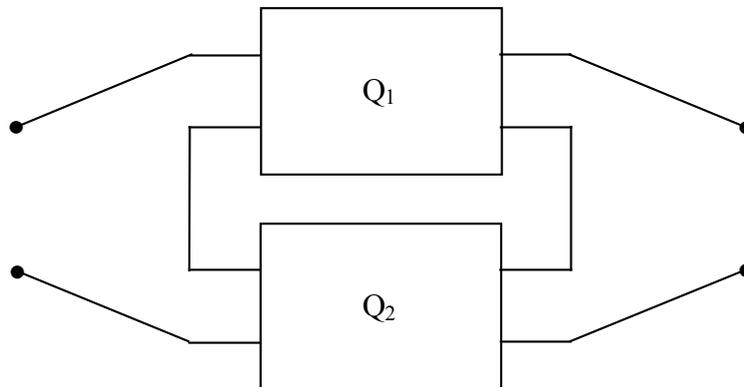


Figure A2-2 : Quadripôles en série

les expressions des paramètres chaînes ABCD du quadripôle équivalent à l'association en série de Q_1 et de Q_2 sont les suivantes :

$$A = \frac{A_1.C_2 + A_2.C_1}{C_1 + C_2}, \quad B = B_1 + B_2 + \frac{(A_1 - A_2)(D_2 - D_1)}{C_1 + C_2},$$

$$C = \frac{C_1.C_2}{C_1 + C_2} \quad \text{et} \quad D = \frac{D_1.C_2 + D_2.C_1}{C_1 + C_2}$$

3 Association de deux quadripôles en parallèle

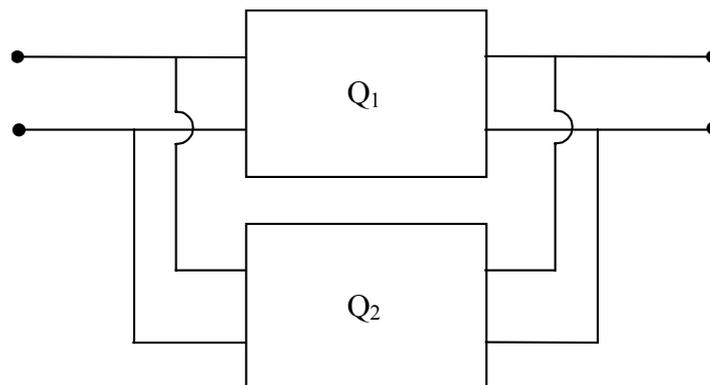


Figure A2-3 : Quadripôles en parallèle

Les paramètres chaînes ABCD du quadripôle équivalent s'expriment en fonction des paramètres chaînes des quadripôles Q_1 et Q_2 selon les expressions suivantes.

$$A = \frac{A_1.B_2 + A_2.B_1}{B_1 + B_2}, \quad B = \frac{B_1.B_2}{B_1 + B_2},$$

$$C = C_1 + C_2 + \frac{(A_1 - A_2) \cdot (D_2 - D_1)}{B_1 + B_2} \text{ et } D = \frac{D_1 \cdot B_2 - D_2 \cdot B_1}{B_1 + B_2}$$

4 Association de deux quadripôles série parallèle

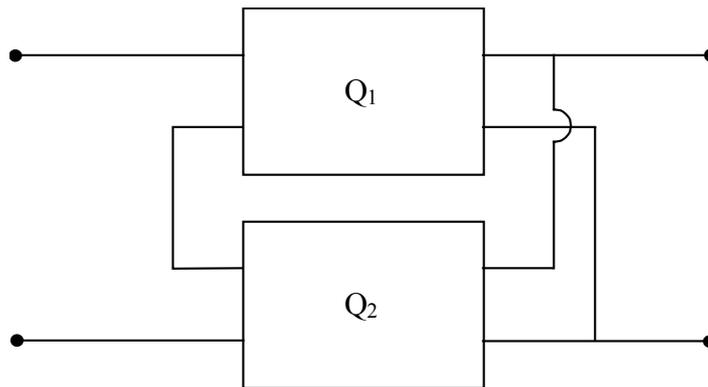


Figure A2-4 : branchement série parallèle

Les paramètres chaînes ABCD du quadripôle équivalent s'expriment en fonction des paramètres chaînes des quadripôles Q_1 et Q_2 selon les expressions suivantes.

$$A = \frac{B_1 \cdot C_2 + B_2 \cdot C_1 + A_1 \cdot D_2 + A_2 \cdot D_1 + 2}{D_1 + D_2}, \quad B = \frac{B_1 \cdot D_2 + B_2 \cdot D_1}{D_1 + D_2},$$

$$C = \frac{C_1 \cdot D_2 + C_2 \cdot D_1}{D_1 + D_2} \text{ et } D = \frac{D_1 \cdot D_2}{D_1 + D_2}$$

5 Branchement en parallèle d'un quadripôle

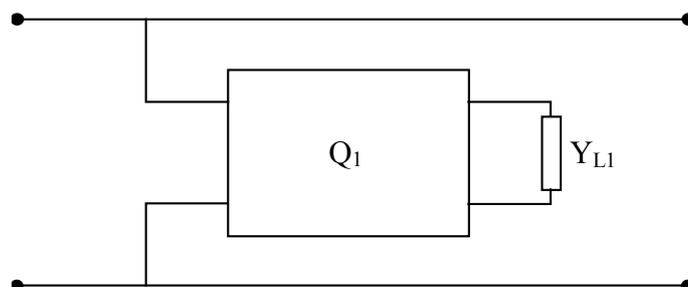


Figure A2-5 : branchement en parallèle d'un quadripôle

Les paramètres chaînes ABCD du quadripôle équivalent s'expriment en fonction des paramètres chaînes du quadripôle Q_1 et de l'admittance de la charge Y_{L1} selon les expressions suivantes.

$$A=1, B=0,$$
$$C = \frac{C_1 + D_1 \cdot Y_{L1}}{A_1 + B_1 \cdot Y_{L1}} \text{ et } D=1$$

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

- 1 Y. Chable, «Circuits hybrides à couches épaisses, Masson, Monographie d'électronique», 1992
- 2 A. Vimpari, «The Characterisation of the Integrated RF Passive Components in LTCC» VTT Electronics, IMAPS 2002
- 3 M. Clénet, J. Litzenberger, G. A. Morin¹, Y. M. M. Antar, «Design of End-fire Antennas on Laminated Substrate» R et D pour la défense, Canada – Ottawa octobre 2002
- 4 R. Kulke, W. Simon, A. Lauer, M. Rittweger, P. Waldow, S. Stringfellow, R. Powell, M. Harrison, J.P. Bertinet, «Investigation of Ring-Resonators on Multilayer LTCC» conference IMS 2001, Phoenix
- 5 «LTCC Process», Source Internet, disponible sur www.ltcc.de/what-is-ltcc/ltcc-process/ltcc-process.htm
- 6 N. Santhanam, «High Performance, Economical Substrate : Myth or Reality» Taconic Advanced Dielectric Division, Source Internet, disponible sur www.taconic.com
- 7 L. Devlin, G. Pearson, J. Pittock, B. Hunt, « RF and microwave components in LTCC» , Source internet, disponible sur www.plextek.com/paper/nordic.pdf
- 8 Y. Ousten, «Microélectronique Hybride Couches Epaissees : Conception, Hybridation et Evaluation de Capteurs. Evaluation de la Technologie par des Méthodes d'Analyses Physiques et et Physico-Chimiques Non Destructives.» Thèse de l'Université de Bordeaux I, 1989, n° d'ordre 317
- 9 J. Coquempot, «Conception et élaboration d'assemblages chauffants à base de substrats AISic sérigraphiés.», Licence Professionnelle, IUT BORDEAUX 1, 2002
- 10 M.P. Martin, «Réalisation de varistances sérigraphiées à base de ZnO pour des applications en électronique de puissance : influence des électrodes sur les propriétés électriques du composant de protection», Thèse de l'Université de Bordeaux, 2003, n° d'ordre 2761
- 11 H. Debéda, «Dispositifs multicapteurs sélectifs au méthane, réalisés en technologie micro-électronique hybride couches épaisses», Thèse de l'Université de Bordeaux, 1996
- 12 K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, «Microstrip and Slot Lines» , Artech House, 1979
- 13 L. G. Maloratsky, «Reviewing The Basic Of Microstrip Lines» ; Microwave & RF , March 2000
- 14 F. Eryani, «Etude de transmissions ligne microruban, ligne à fente avec HFSS» Rapport de stage de DEA Electronique, Université Bordeaux I, 2001
- 15 P.F. Combes, «Micro-ondes 1. Lignes, Guides et Cavités», Dunod, 1996
- 16 M. K. Krage, G. I. Haddad, «Frequency-Dependent Characteristics of Microstrip Transmission Lines» , IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-20, N°10, October 1972 pp 678-688
- 17 N. K. Das, « A New Theory of the Characteristic Impedance of General Printed Transmission Lines Applicable When Power Leakage Exists» , IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-48, N°7, July 2000 pp 1108-1117

- 18 C. Wan, A. Hoofar, «Improved Design Equations for Multilayer Microstrip Lines» , IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 10, N°6, June 2000 pp 223-224
- 19 D. Pretre, «Chapitre2 : les lignes de transmission» , disponible sur perso.wanadoo.fr/xcotton/electron/coursetdocs.htm
- 20 M. Kirsching, «Accurate Model for Open End Effect of Microstrip Lines» Elect. Letters, Vol 17-n°3 February 1981 p123-126
- 21 S. B. Cohn, «Slotline : An Alternative Transmission Medium for Integrated Circuits» IEEE G. MTT International Microwave Symposium Digest 1968 pp 104-109
- 22 E. Mariani, C. Heinzman, J. Agrios and S.B. Cohn. "Measurement of Slot Line characteristics." 1969 G-MTT International Microwave Symposium Digest of Technical Papers 69.1 (1969 [MWSYM]): 99-105
- 23 J. J. Lee, « Slotline Impedance » IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-39, N°4, April 1991 pp 666-672
- 24 T Itoh, R. Mittra, «Dispersion Characteristic of Slot-line» Electronic Letters, vol-7 May 1971 pp 364-365
- 25 Q. Chen, V. F. Fusco, «Three Dimensional Finite-Difference Time Domain Slotline Analysis on Limited Memory Personal Computer» IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-43, N°2, February 1995 pp 358-362
- 26 G. C. Liang, Y. W. Liu, «Full Wave Analysis of Coplanar Waveguide and Slotline Using Time Domain Finite Difference Method.» , IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-37, N°12, December 1989 pp 1949-1957
- 27 S. B. Cohn, «Slotline on a Dielectric Substrate» , IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, N°4, October 1969 pp 768-778
- 28 E. A. Mariani, C. P. Heinzman, J. P Agrios S. B. Cohn, «Slot Line Characteristics» , IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, N°12, December 1969 pp 1091-1096
- 29 J. B. Knorr, J. Saenz, «End Effect in a Shorted Slot» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, September 1973, pp 579-580
- 30 G Duchamp, L Casadebaig, S Gauffre, J Pistré, «An Alternative Method for End Effect Characterisation in Shorted Slotlines» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 46-n°11 November 1998
- 31 B. Schüppert, «Microstrip/Slotline Transitions:Modeling and Experimental Investigation» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 36-n°08 August 1988
- 32 J. B. Knorr, «Slot-line Transition» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 22-1974
- 33 B. Sciek and J. Köler, «An Improved Microstrip to Microslot Transition» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 24-1976-pp.231-233
- 34 M. M. Zinieris, R. Sloan, and L. E. Davis, «A Broadband Microstrip-to-Slot-Line Transition» , Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 18, No 5, August 5 1998
- 35 F. C. de Ronde, «A New Class of Microstrip Directional Couplers» , Digest of Tech. Papers G-MTT Sym.-1970 pp 184-189

- 36 M. Weib, R. Knöchel, «A New Potential-Free Connection Circuit employing a Compact Microstrip to Slotline Transition», 30th European Microwave Conference, Paris Octobre 2000
- 37 H. Y Yang, N. G. Alexopoulos, «A Dynamic Model for Microstrip-Slotline Transition and Related Structures» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 36, No2-February 1988 pp283-293
- 38 N Das, «Generalised Multiport Analysis of Surface-to-Surface Transition Between Multiple Printed Transmission Lines» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 41-n°6/7 June/july 1993
- 39 R. Badoual, «Les micro-ondes I- circuits. Microruban. Filtres» ed Masson 1984
- 40 H.B. Gatland, «Electronic engineering applications of two-port networks» ed Pergamon 1976
- 41 F. Mésa, «Méthodes d'études des circuits électriques» Les cours de l'école supérieure d'électricité, éd EYROLLES 1987
- 42 H.B. Gatland, «Electronic engineering applications of two-port networks» ed Pergamon 1976
- 43 L. Casadebaig, «Etude de fonctions passives en bande S et X réalisées selon la technique du guidage mixte ligne microruban-ligne à fente. Application à l'intégration d'un duplexeur multicouche» thèse de l'université de Bordeaux I, 1999, n° d'ordre 2136
- 44 P. Gouget, G. Duchamp, J. Pistré, «Design of X Band Filter Using Inhomogeneous Microstrip to Slotline Transition» , EUMW 2002, Milan, Italie
- 45 Jean-marie Escané, «Synthèse des circuits passifs et actifs filtres», Les cours de l'école supérieure d'électricité, éd EYROLLES 1987
- 46 Cours de maîtrise EEA Université de Savoie disponible sur www.univ.savoie.fr/Portail/Groupes/FORMATION/livrets_des_etudes
- 47 G. Duchamp, P. Gouget, J. Pistré, «Optimisation of Microwave Filter Using Microstrip to Slotline Transitions» , APMC 2002, Kyoto, Japan, 19-22 Nov.2002
- 48 J. G. Elliot, «Statistical Methods and Applications» , Allied-Signal Corporation, 1987
- 49 «Plans d'expérience par la méthode Taguchi» , Journée d'étude 22 février 1994, IUFM de Toulouse
- 50 J. S. Hong, M. J. Lancaster, «Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filter with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 48-n°7 July 2000 pp. 1098-1107
- 51 H. J. Carling, W. Kohler, «Direct Synthesis of Bond-Pass Transmission Line Structures» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, May 1965, pp.283-297
- 52 L. M. Manzano, J. R. Montejo Garai, J. Pistré, J. Duchamp, « Diseño y realizacion de filtros pseudoelipticos en tecnologica de capa gruesa en microstrip » , URSI'95, Valladolid - Espagne, 27-28-29 Septiembre 1995
- 53 I. Corbella, J. Bara, «A New Structure of Coupled Transmission Line Filter», 30th European Microwave Conference, Paris Octobre 2000

- 54 C. C. Rocha, A. J. M. Soares, H. Abdalla, «Microwave Multiplexers Using Complementary Filters» , Applied Microwave and Wireless, Jan-Feb 1998
- 55 C. H. Ho, L. Fan, K. Chang, «Slotline Annular Ring Elements and Their Applications to Resonator, Filter and Couplers Design» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 41-n°9, September 1993 pp. 523-527
- 56 M. Aikawa, H. Ogawa, « A New MIC Magic-T Using Coupled Slot Lines» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 28-n°6, June 1980 pp. 1648-1650
- 57 F. Tefiku, E. Yamashita, «Improved Analysis Method for Multiport Microstrip Annular-Ring Power-Dividers» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 42-n°3, March 1994 pp. 376-382
- 58 L. Fan, C. H. Ho, S. Kanamaluru, K. Chang, «Wide-Band Reduced-size Uniplanar Magic-T, Hybrid-Ring, and de Ronde's CPW-Slot Couplers» , IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques vol-MTT 43-n°12 December 1995 pp. 2749-2758
- 59 P. Gouget, G. Duchamp, J. Pistré, «Optimisation et réalisation d'un diplexeur en bande X utilisant des transitions microruban / ligne à fente inhomogènes.» Colloque Télécom'2003 & JFMMA, 15,16 &17 Octobre 2003 Marrakech, Maroc
- 60 P. Gouget, G. Duchamp, J. Pistré, «Optimisation and Comparison of Three Diplexers Based on a New Slot to Microstrip Junction.» , IMS 2003, Philadelphie, USA

Etude de circuits hyperfréquences utilisant la jonction inhomogène ligne à fente – ligne microruban. Application à l'intégration de filtres et de diplexeurs.

Résumé

L'étude comporte quatre chapitres. Le premier permet de situer le sujet par rapport à la problématique de la miniaturisation des circuits électroniques dans le domaine des télécommunications hyperfréquences et d'exposer le cadre technologique de l'étude. L'association verticale des deux types de guidage (ligne microruban, ligne à fente) exploitée dans les chapitres suivants est abordée.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des transitions entre ces deux types de lignes de transmission. La notion de jonction inhomogène permettant d'ajuster la bande passante de la transition est ainsi étudiée. La relation entre bande passante de la jonction et dimensionnement technologique des stubs est développée.

Le troisième chapitre traite de la mise en œuvre de méthode d'optimisation pour la conception de structures multicouches utilisant des jonctions inhomogènes. Une approche technologique des structures filtrantes est proposée et les outils logiciels d'aide à la conception développés dans le cadre d'une optimisation par la méthode des plans d'expérience sont présentés. Les performances du modèle proposé sont comparées à celles d'autres modèles ainsi qu'aux résultats disponibles dans la littérature.

Enfin dans un dernier chapitre, des applications utilisant la jonction inhomogène permettent de valider les outils d'optimisation et de simulation développés. L'auteur traite successivement de la réalisation sur substrat d'alumine d'un filtre passe-bande (10-12GHz) puis développe plusieurs topologies de diplexeurs (voie basse : 8 – 10,8GHz et voie basse 11,2 – 14GHz). Les performances des circuits réalisés, en accord avec les spécifications initiales, permettent de valider l'approche de conception et d'optimisation. Pour finir une prospective en terme de filtre ajustable est suggérée.

Mots clés :

Ligne microruban – Ligne à fente – Jonction inhomogène - Filtres – Diplexeurs - Technologie hybride couches épaisses – Sérigraphie – Modélisation – Plans d'expérience

Study of microwave circuits using inhomogeneous slotline to microstrip junction. Application to filters and diplexers integration.

Abstract:

Four chapters compose this study. The first one situates the research subject into the high frequencies telecommunications domain with the links to the increasing of electronic circuits miniaturisation and the technological features used in the study. The vertical association of two types of wave guide lines (microstrip line and slot line) used in the following chapters is presented.

The second chapter deals with the model of microstrip to slot line transition. This study is completed by a new inhomogeneous junction concept with tuneable bandwidth. The relationship between junction's bandwidth and technological dimensions of its stubs is developed.

In the third chapter, an optimisation method for multi layer structures using inhomogeneous junction is developed. A technological approach of filtering structures is proposed and CAD (circuit aided design) tools based on DOE (design of experiment) optimisation method are presented. The model performances are compared to other models and literature results.

Finally in a last chapter, structures using the inhomogeneous junctions validate the previous optimisation and simulation tools. The author treats successively several realisations on an alumina substrate: a band pass filter (10 - 12GHz) and several diplexer topologies (low frequencies way: 8 - 10.8GHz and high frequencies way: 11.2 – 14GHz). The features of these realisations, in conformity with the required specifications, validate the conception and optimisation approach. Finally, an expectation in terms of tuneable filter is planned.

Key Words

Microstrip – slotline – inhomogeneous junction - Filters – Diplexers – thickfilm – Serigraphy – Modélisation – design of experiment
