



HAL
open science

Conception de lignes, transition, composants en technologies verre-silicium dans la bande (57-66)GHz

Emad Elrifai

► **To cite this version:**

Emad Elrifai. Conception de lignes, transition, composants en technologies verre-silicium dans la bande (57-66)GHz. Electronique. Université Paris-Est, 2016. Français. NNT: 2016PESC1037 . tel-01534833

HAL Id: tel-01534833

<https://theses.hal.science/tel-01534833v1>

Submitted on 8 Jun 2017

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



**UNIVERSITÉ PARIS-EST
ÉCOLE DOCTORALE MSTIC**

THÈSE

Pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université Paris-Est
Spécialité : Électronique, optronique et systèmes

**Conception de lignes, transitions, composants
en technologies verre-silicium dans la bande
(57-66) GHz**

Thèse soutenue publiquement le 08/12/2016 par:

Emad ELRIFAI

Directeur de thèse : **Odile PICON**

Co Directeur : **Gaëlle LISSORGUES**, Encadrants : **Marjorie GRZESKOWIAK** et **Elodie RICHALOT**

Rapporteurs :

Tuami LASRI
Florence PODEVIN

Professeur à l'IEMN (Président du jury)
Maitre de conférences à l'INP Grenoble (IMEP-LAHC)

Examineurs :

Frédérique DESHOURS
Marjorie GRZESKOWIAK
Gaëlle LISSORGUES
Odile PICON

Maitre de conférences à l'UPMC (L2E)
Maitre de conférences à l'UPEM (ESYCOM)
Professeur à l'ESIEE (ESYCOM)
Professeur Émérite à l'UPEM (ESYCOM)

Invité :

Elodie RICHALOT
Gérard CARRER

Professeur à l'UPEM (ESYCOM)
Professeur à l'UPEM

Remerciements

Ce travail a été réalisé au laboratoire ESYCOM à l'Université Paris Est.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont encouragées et guidées pendant toute la durée de la thèse

Je tiens tout particulièrement à remercier vivement mon directeur de thèse Madame Odile PICON, mon Co-directeur Gaëlle LISSORGUES et mes encadrants Marjorie GRZESKOWIAK et Elodie RICHALOT. Je les remercie du fond du cœur pour leurs conseils et leurs soutiens qui m'ont à chaque fois apporté la motivation nécessaire à l'avancement de mes travaux et pour leurs qualités humaines qui m'ont permis d'être à l'aise pendant ma thèse.

J'exprime toute ma reconnaissance aux rapporteurs: Madame Florence PODEVIN et Monsieur Tuami LASRI, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de participer au jury de ma thèse.

Toute ma gratitude va également à Madame Frédérique. DESHOURS, et Monsieur Gérard. CARRER pour leur précieuse contribution et l'aide qu'elles ont apportées à ce travail.

Je tiens à remercier tous les membres du laboratoire ESYCOM qui m'ont aidé de près ou de loin. Je remercie également mes collègues et amis, les Thésards pour leur solidarité et leurs encouragements.

Résumé

La montée en fréquence jusqu'à 60 GHz dans la bande de fréquences millimétriques, qui devrait permettre des débits supérieurs de l'ordre de 5 à 7 Gb/s environ, a été la réponse aux exigences croissantes des systèmes de télécommunication haut débit. Cette montée nécessite la réalisation de circuits actifs ou passifs plus intégrés avec de hautes performances.

Dans ce travail de thèse, nous utilisons la technologie LGP (Ligne de Goubau Planaire) à 60 GHz : un ruban métallique est placé sur un diélectrique sans plan de masse dans le cas des circuits planaires, nous utilisons un diélectrique composé d'une bicouche (une couche de silicium haut résistivité au-dessus d'une couche de verre) pour prendre en compte le plateau métallique du banc de mesure dans les simulations.

Pour montrer l'efficacité de cette technologie à 60 GHz, plusieurs circuits passifs ont été développés et caractérisés: des lignes de transmission (qui ont montré de très faibles pertes, ainsi qu'un facteur de qualité Q très élevé), des transitions coplanaire/LGP, des filtres à base de résonateurs en boucle carrée ouverte, et un filtre passe-bas à saut d'impédance.

Les mesures en concordance avec les résultats de simulations électromagnétiques et électriques ont validé l'utilisation de la technologie LGP pour la réalisation de filtres passe-bande et passe-bas à 60 GHz.

Abstract

The rise in frequency band till 60 GHz in millimeter frequency-band, which should provide high data rate up to 5 or 7 Gb/s, has been the response to the increasing demands for high data rate telecommunication systems. This rising in frequency spectrum requires active or passive circuits more integrated with high performances.

In this work we use the PGL technology (Planar Goubau Line) at 60 GHz: a metal strip deposited on a dielectric substrate without ground plane, the dielectric in our case is a bilayer substrate (High Resistivity silicon over Glass), we take into account in the simulations the measure bench metal plate.

To show the efficiency of PGL technology at 60 GHz, several passive circuits have been fabricated and characterized: Transmission Lines (of low transmission losses with high quality factor Q), Coplanar/ PGL transition, filters based on square open-loop resonators, and a stepped impedance low pass filter.

The agreement between the measurement and simulations validate this technology for the fabrication of low-pass and bandpass filters.

Sommaire

1.	CHAPITRE I: Introduction.....	21
1.1	Bande de fréquences millimétriques	23
1.2	L'onde électromagnétique à 60 GHz	23
1.3	Lignes de transmission	25
1.4	Lignes de transmission planaires.....	28
1.4.1	Ligne micro-ruban.....	28
1.4.2	Guide d'ondes coplanaire	28
1.4.3	Ligne micro-ruban inversée	29
1.5	Etat de l'art des composants à 60 GHz	30
1.5.1	Lignes de transmission à 60 GHz.....	30
1.5.2	Filtres à 60 GHz	35
1.6	Outil de simulation HFSS	38
1.7	Conclusion:.....	40
1.8	Bibliographie:.....	42
2	CHAPITRE II: Ligne de Goubau Planaire	47
2.1	Introduction	49
2.2	Propagation électromagnétique	49
2.3	Ligne de Goubau planaire sur silicium	50
2.3.1	Influence de l'épaisseur de la couche diélectrique	55
2.3.2	Influence de la permittivité diélectrique.....	56
2.4	Paramètres caractéristiques de la ligne de Goubau planaire	57
2.4.1	L'impédance caractéristique	57
2.4.2	La permittivité effective	58
2.4.3	Longueur d'onde.....	58
2.4.4	Constante de phase β	59
2.4.5	Le coefficient d'atténuation α	60
2.4.6	Le facteur de qualité	62
2.5	Conclusion:.....	63
2.6	Bibliographie:.....	65
3	CHAPITRE III: Ligne de Goubau Planaire sur Silicium et Verre.....	67
3.1	Introduction	69

3.2	Présentation de Ligne de Goubau planaire sur silicium et verre.....	72
3.3	Influence de la largeur de la ligne de Goubau planaire sur silicium+verre.....	73
3.3.1	Impédance caractéristique	73
3.3.2	La permittivité effective	73
3.3.3	Longueur d'onde.....	74
3.3.4	Les constantes de propagation α et β , et le coefficient de qualité Q.....	75
3.4	Propriétés des lignes simples de largeurs 50 et 350 μm	78
3.5	Etude paramétrique des lignes parallèles couplées	80
3.6	Transition	82
3.6.1	Transition ligne Coplanaire-Ligne de Goubau (50 μm).....	84
3.6.2	Transition Coplanaire-Ligne de Goubau (350 μm).....	86
3.7	Mesures sous pointes.....	91
3.7.1	TRL de-embedding	91
3.7.2	Résultats de mesures	99
3.8	Conclusion.....	105
3.9	Bibliographie	106
4	CHAPITRE IV: Filtres	107
4.1	Introduction	109
4.2	Méthodes de synthèse des filtres.....	109
4.2.1	Approximations en amplitude	110
4.2.2	Transformation du filtre	111
4.2.3	Synthèse des filtres passe-bas	113
4.2.4	Synthèse des filtres passe-bande	115
4.3	Mise en œuvre dans le domaine millimétrique	116
4.4	Topologies des filtres planaires.....	117
4.4.1	Les sauts d'impédance	117
4.4.2	Les résonateurs	118
4.5	Filtres en technologie ligne de Goubau Planaire.....	122
4.5.1	Filtre passe-bas à sauts d'impédance.....	122
4.5.2	Filtre passe-bande à résonateurs.....	130
4.5.3	Représentation électrique en éléments localisés	136
4.5.4	Étude de sensibilité de la structure du résonateur	143
4.6	Mesures des filtres passe-bas à sauts d'impédance et à résonateurs.....	144

4.7	Conclusion.....	148
4.8	Bibliographie.....	149
5	Conclusion Générale et Perspectives	151
6	Annexe : Dimensions des structures simulées	153

Liste des Figures

Figure 1.1 Allocation de la bande de fréquences selon l'union internationale des télécommunications.....	23
Figure 1.2 Allocation de bandes autour de 60 GHz sans licence.....	23
Figure 1.3 L'effet d'absorption par l'Oxygène à 60 GHz [1].....	24
Figure 1.4 Atténuation des signaux sous l'effet de l'absorption par l'oxygène [1].....	24
Figure 1.5 Modèle d'une ligne de transmission en éléments localisés.....	25
Figure 1.6 Ligne de transmission micro-ruban.....	28
Figure 1.7 Ligne de transmission coplanaire, a. mode de transmission impair, b. mode de transmission pair.....	29
Figure 1.8 Ligne de transmission micro-ruban inversée.....	29
Figure 1.9 Ligne de transmission micro-ruban à ondes lentes [4].....	30
Figure 1.10 Ligne de transmission coplanaire à ondes lentes [5].....	31
Figure 1.11 Ligne de transmission micro-ruban suspendue [6].....	31
Figure 1.12 a. Conducteur métallique d'Arnold Sommerfeld, b. Conducteur métallique enrobé d'une couche diélectrique par Georg Goubau.....	32
Figure 1.13 Comparaison en lignes de champs électromagnétiques simulées à 60GHz, conducteurs de Sommerfeld (cylindre parfaitement conducteur de rayon 50 μ m) et Goubau (ajout d'une couche de silicium HR, cylindre de rayon r=450 μ m).....	32
Figure 1.14 a. Ligne de Goubau, b. Ligne de Goubau Planaire.....	33
Figure 1.15 Filtres volumiques à cavité et à guide d'onde.....	35
Figure 1.16 Filtres planaires à résonateurs linéiques [26].....	36
Figure 1.17 Filtres planaires à lignes couplées [27].....	36
Figure 1.18 Filtres planaires à résonateurs carrés [28].....	37
Figure 2.1 Propagation électromagnétique dans la direction X sur un ruban métallique.....	50
Figure 2.2 Ligne de Goubau sur silicium.....	50
Figure 2.3 Lignes de champ électrique et magnétique à 60 GHz (mêmes échelles) a. micro-ruban, b. ligne de Goubau planaire.....	53
Figure 2.4 Champ électrique dans les plans transversal et longitudinal de la ligne de Goubau à 60 GHz, pour trois hauteurs de substrat différentes (350 μ m, 500 μ m et 650 μ m).....	55
Figure 2.5 Champ électrique dans les plans transversal et longitudinal à 60 GHz, pour un substrat de 350 μ m et différentes permittivités diélectriques ϵ_r	56
Figure 2.6 a. Câble coaxial en simulation avec le vecteur qui définit la ligne orientée permettant le calcul de la tension entre le conducteur central et le blindage, b. ligne micro-ruban en simulation avec le vecteur qui définit la ligne orientée le long de laquelle est calculée la tension entre le conducteur principal et le plan de masse [6].....	57
Figure 2.7 Impédance caractéristique simulée Z_C en fonction de la largeur de ligne, pour $f = 60$ GHz, $h = 350$ μ m.....	58
Figure 2.8 Permittivité effective relative ϵ_{reff} en fonction de largeur de la ligne de Goubau, $f = 60$ GHz, $h = 350$ μ m.....	58
Figure 2.9 Longueur d'onde guidée λ_g en fonction de largeur de la ligne de Goubau, $f = 60$ GHz, $h = 350$ μ m.....	59

Figure 2.10 Constante de phase β en fonction de largeur de la ligne de Goubau, $f = 60$ GHz, $h = 350 \mu\text{m}$	59
Figure 2.11 Coefficient d'atténuation simulé α en fonction de la largeur de la ligne de Goubau, $f = 60$ GHz, $h = 350 \mu\text{m}$, et cartographies correspondantes de l'amplitude du champ électrique	60
Figure 2.12 Facteur de qualité simulé $Q = \beta / (2 * \alpha)$ en fonction de largeur de la ligne de Goubau, $f = 60$ GHz, $h = 350 \mu\text{m}$	62
Figure 3.1 a. le banc de mesure sous pointes, b. les trois pointes GSG d'un accès de mesure, c. La position de la plaque sur le banc de mesure	69
Figure 3.2 a. Lignes de champ électrique pour ligne de Goubau planaire, b. lignes de champ électrique pour ligne de Goubau planaire sur un support métallique qui correspond au plateau du banc de mesure. Simulation à 60GHz pour un ruban de largeur $W = 50 \mu\text{m}$ et une propagation suivant la direction des X croissants.	70
Figure 3.3 Cartographies et lignes de champ électrique dans les plans transversal et longitudinal pour: a. ligne de Goubau sur $350 \mu\text{m}$ de silicium haute résistivité de permittivité diélectrique relative 11,6 sur le plateau métallique du banc de mesure, b. ligne de Goubau sur une couche de permittivité diélectrique relative 20 sur le plateau métallique du banc de mesure, c. ligne de Goubau sur un substrat bicouche de $350 \mu\text{m}$ de silicium haute résistivité et $500 \mu\text{m}$ de verre sur le plateau de banc de mesure	71
Figure 3.4 Ligne de Goubau sur bicouche silicium et verre+plateau métallique	72
Figure 3.5 Impédance caractéristique Z_c en fonction de la largeur du ruban, pour la structure avec silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique.	73
Figure 3.6 Permittivité relative effective ϵ_{reff} à 60GHz en fonction de la largeur du ruban, pour la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique	74
Figure 3.7 Longueur d'onde λ_g à 60GHz en fonction de la largeur du ruban, pour la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique ...	74
Figure 3.8 Atténuation dB/mm à 60GHz en fonction de la largeur du ruban, la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique	75
Figure 3.9 Constante de phase β en rad/m à 60GHz en fonction de la largeur du ruban, pour la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique	76
Figure 3.10 Facteur de Qualité à 60GHz en fonction de la largeur du ruban, pour la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique ...	76
Figure 3.11 Propriétés simulées de la ligne de Goubau planaire (sur silicium+verre+plateau métallique) dans la bande de fréquences 55-67 GHz, pour une longueur de ligne de 2mm et deux largeurs de ruban différentes.	78
Figure 3.12 Impédances caractéristiques pair et impair deux lignes de Goubau planaires (sur silicium+verre+plateau métallique) couplées en parallèle	80
Figure 3.13 la permittivité effective relative paire (E_{pair}) et impair (E_{impair}) des lignes de Goubau planaires (sur silicium+verre+plateau métallique) couplées en parallèle	81
Figure 3.14 Lignes de transmission et modes de propagation associés, (2. Eric. Holzman)	82

Figure 3.15	Modes de propagation, a. guide d'ondes coplanaire, b. ligne de Goubau planaire	83
Figure 3.16	a. Transition Coplanaire-ligne de Goubau planaire-Coplanaire, b. guide d'ondes coplanaire	83
Figure 3.17	Géométrie de la transition entre une ligne coplanaire et une ligne de Goubau planaire de largeur 50 μ m	84
Figure 3.18	a. Amplitude du champ électrique sur les métallisations de la transition, b. Lignes de champ électrique en deux plans transversaux de la transition, 1. Ligne coplanaire, 2. Ligne de Goubau planaire de largeur 50 μ m	85
Figure 3.19	Simulation HFSS, a. Structure coplanaire-ligne de Goubau, a.1 paramètres S, a.2.amplitude du champ électrique sur le métal, b. structure tête-bêche coplanaire-ligne de Goubau-coplanaire, b.1 paramètres S,b.2.amplitude du champ électrique sur le métal	86
Figure 3.20	Transition ligne coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur de 350 μ m	87
Figure 3.21	La partie coplanaire de la transition, a. ligne centrale d'élargissement linéaire, b. ligne centrale courbée d'élargissement graduel	87
Figure 3.22	Paramètres S simulés sous HFSS de: a. transition Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μ m, b. transitions tête-bêche Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μ m-Coplanaire (variation linéaire de la largeur du ruban)	88
Figure 3.23	Paramètres S en simulation sous HFSS de: a. transition Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μ m, b. transitions Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μ m-Coplanaire (ruban courbe)	89
Figure 3.24	Impédance Caractéristique Z_c sur les deux accès de la transition coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μ m	90
Figure 3.25	Mise en cascade des trois quadripôles	91
Figure 3.26	Quadripôles cascades (circuit ouvert)	92
Figure 3.27	Répartition de la plaque de silicium	99
Figure 3.28	La disposition des motifs sur le masque réalisé	100
Figure 3.29	La plaque réalisée en salle blanche à l'ESIEE	101
Figure 3.30	La procédure de mesure: a, la calibration b, la plaque sous test	101
Figure 3.31	Les premières mesures des paramètres S pour les composants « étalons »utilisés en De-embedding	102
Figure 3.32	Les constantes de propagation α et β de la ligne de Goubau de largeur 50 μ m	103
Figure 3.33	Paramètres S de la Transition entre la ligne coplanaire et la ligne de Goubau de largeur 50 μ m	104
Figure 4.1	Gabarits en transmission des filtres idéaux: (a) passe-bas (b) passe bande, (c) coupe-bande, (d) passe-haut	109
Figure 4.2	Structures périodiques: en haut structure périodique d'une ligne de transmission, en bas structure périodique d'un guide d'onde	110
Figure 4.3	Réponse en transmission de la fonction: a. Elliptique, b. Tchebychev, c. Butterworth	111
Figure 4.4	Circuits prototype du filtre passe-bas: a. Série-parallèle b. Parallèle-Série	114
Figure 4.5	Courbe caractéristique des pertes d'insertion (approximation de Tchebychev)	115
Figure 4.6	Transformation en fréquence (a) prototype passe-bas (b) transformation en passe-bande	116

Figure 4.7 Transformation des éléments localisés en tronçons de lignes de transmission	117
Figure 4.8 Structure d'un filtre planaire passe-bas à sauts d'impédance.....	118
Figure 4.9 Exemples de formes des résonateurs en boucle.....	119
Figure 4.10 Les différents types de couplages des résonateurs en boucle ouverte a. mixte b. magnétique c. électrique.....	119
Figure 4.11 a. résonateurs couplés en parallèle b. résonateurs couplés en série.....	120
Figure 4.12 Représentation des modes de propagation pour des lignes micro-ruban couplées a. pair b. impair	120
Figure 4.13 Coupe transversale du filtre	122
Figure 4.14 Prototypage du filtre passe-bas.....	122
Figure 4.15 Paramètres S en dB du filtre en fonction de la fréquence.....	123
Figure 4.16 Filtre passe-bas à sauts d'impédance.....	124
Figure 4.17 Filtre simulé sous HFSS	125
Figure 4.18 Les paramètres S en fonction de la fréquence pour les filtres passe-bas à saut d'impédance notés A et B (simulations sous HFSS).....	125
Figure 4.19 Cartographies de l'amplitude du champ électrique du filtre A et B	126
Figure 4.20 Etudes paramétriques des tronçons du filtre passe-bas à sauts d'impédance (HFSS).....	127
Figure 4.21 Études de sensibilité.....	128
Figure 4.22 a. Résonateurs en boucle ouverte b. Circuit équivalent.....	130
Figure 4.23 Types d'alimentation pour les résonateurs en boucle ouverte.....	130
Figure 4.24 Distribution de l'amplitude du champ électrique autour de lignes de Goubau de différentes largeurs, a. 50 μ m, b. 150 μ m, c. 250 μ m	131
Figure 4.25 Résonateurs en boucle carrée ouverte alimentés par couplage avec une ligne de Goubau planaire	132
Figure 4.26 Résultats des simulations sur HFSS pour les structures présentées sur Figure 4.25, a. pour une ligne de Goubau centrale continue, b. pour une ligne de Goubau centrale discontinue	133
Figure 4.27 Coefficient de transmission pour deux longueurs différentes de résonateur	134
Figure 4.28 Distribution du champ électrique sur le métal en trois points de fréquence.....	135
Figure 4.29 Lignes de champ magnétique dans le plan YZ en trois points de fréquence.....	135
Figure 4.30 Résonateur en boucle carrée ouverte alimenté par couplage avec une ligne de Goubau planaire	136
Figure 4.31 Représentation électrique de ligne d'alimentation centrale (ligne de Goubau planaire), a. ligne de Goubau planaire continue, b. ligne de Goubau planaire discontinue ...	136
Figure 4.32 Schéma électrique équivalent de la structure en bleu clair sur Figure 4.30.....	137
Figure 4.33 Matrice Z d'une ligne de transmission	138
Figure 4.34 La structure de ligne centrale discontinue simulée sous HFSS	139
Figure 4.35 Schéma en éléments localisés simplifié en fonction du coefficient du couplage M	140
Figure 4.36 Paramètres S du filtre passe-bande planaire en boucle carrée ouverte simulé sous HFSS, et schéma électrique équivalent en éléments localisés simulé sous ADS	141

Figure 4.37 Variation de longueur de boucle résonnatrice en structure planaire sous HFSS et les résultats des schémas électrique LC équivalents.....	142
Figure 4.38 Études de sensibilité.....	143
Figure 4.39 Structures des filtres réalisés a, filtre passe-bas à sauts d'impédance b, filtre à résonateurs en boucle carrée ouverte.....	144
Figure 4.40 Comparaison S paramètres en simulation(Sim) et Mesure(M) pour le filtre passe-bas à sauts d'impédance.....	145
Figure 4.41 Résultats de mesure de S paramètres pour la structure des résonateurs avec une ligne de Goubau centrale continue	145
Figure 4.42 Résultats de mesure de S paramètres pour la structure des résonateurs avec une ligne de Goubau avec un gap de 20 μm	146
Figure 4.43 Comparaison des résultats de S paramètres des mesures extraits avec les simulation électromagnétique HFSS et électrique (schémas électrique LC) ADS	146

Introduction Générale

Dans la plupart des situations quotidiennes, que ce soit pour régler une station de radio, regarder la télévision, envoyer des messages texte, faire une analyse IRM (imagerie par résonance magnétique), vous utilisez l'énergie électromagnétique. Cette énergie voyage sous forme d'ondes électromagnétiques, soit dans l'air à la vitesse de la lumière, soit dans d'autres milieux où la vitesse de propagation est inférieure et liée aux caractéristiques électromagnétiques de ces milieux. Les ondes électromagnétiques ont été réparties en fonction des longueurs d'onde dans le spectre électromagnétique.

Avec le développement des systèmes de télécommunication, plusieurs études s'orientent vers l'utilisation de la bande de fréquence autour de 60 GHz, pour son aspect faible porté (notion de sécurité), et la transmission des données à haut débit. Avant de pouvoir concevoir des dispositifs de télécommunication complets, ces développements commencent par des études des composants passifs ou actifs et de circuits qui composent les circuits intégrés.

Dans le cadre du développement de technologies plus intégrées et matures adaptées aux fréquences millimétriques, nous avons choisi de nous focaliser sur la technologie à faible coût LGP (Ligne de Goubau Planaire): cette technologie sur substrat silicium HR (Haute Résistivité) présente les pertes les plus faibles à 60 GHz ($\alpha < 0.07$ dB/mm) par rapport à l'état de l'art, d'après la thèse soutenue en Juillet 2010 au laboratoire ESYCOM par Julien ÉMOND. Nous souhaitons réaliser à l'aide de la technologie LGP des composants passifs à 60 GHz, tels que des filtres passe-bas et passe-bande.

Nous présentons dans le premier chapitre les avantages d'utiliser la bande de fréquence autour de 60 GHz, l'état de l'art des composants passifs, tels que les lignes de transmission et les filtres à 60 GHz, ainsi que l'état de l'art de la technologie de la LGP dans les bandes millimétriques et submillimétriques.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude d'une LGP sur une couche de silicium HR à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS (**H**igh **F**requency **S**tructure **S**imulator). Dans ce chapitre, nous présentons des cartographies des modes de propagation dans le cas de la LGP, ainsi que des études paramétriques en fonction de la largeur de ligne pour présenter les caractéristiques de la ligne qui ont permis de les dimensionner afin de limiter les pertes.

Introduction Générale

Le troisième chapitre a du prendre en compte l'environnement de mesure, tel que le plateau métallique qui perturbe le mode de propagation; pour s'en affranchir nous avons proposé d'utiliser une couche diélectrique supplémentaire, à savoir du verre, et optimisé des transitions compatibles avec des mesures sous pointe. Des études paramétriques, pour comparer les structures précédentes sans verre à celles optimisées dans ce chapitre avec le verre, ont permis de dimensionner les largeurs de ligne pour réaliser les filtres et les résonateurs. La technique d'extraction des paramètres des lignes et des transitions (De-embedding TRL), et les résultats mesurés après extraction sont présentés à la fin de ce chapitre.

Le quatrième et dernier chapitre se focalise sur l'étude et la conception des filtres en technologie LGP. A partir des abaques relatives aux lignes réalisées dans le chapitre précédent, nous avons réalisé un filtre passe-bas à sauts d'impédance mais aussi des filtres passe-bande et passe-bas à partir de résonateurs en boucle carrée. Les simulations électromagnétiques et électriques des caractéristiques de filtres ont été comparées aux mesures après extraction et ont permis de prouver l'efficacité de cette technologie en termes de performance et de facilité de réalisation par rapport à l'état de l'art.

Bien que la technologie LGP ait permis de réaliser des filtres à très faibles pertes d'insertion, et que nous souhaitons réaliser d'autres filtres, à l'aide de lignes couplées, mais aussi des éléments antennaires, nous devons faire un point pendant la conclusion sur les inconvénients de cette technologie pour l'intégration des fonctions filtre et sur les moyens pour y remédier.

1. CHAPITRE I: Introduction



1.1 Bande de fréquences millimétriques

La bande de fréquences millimétriques, connue également comme la bande extrêmement haute fréquence (EHF), occupe la bande de fréquences de 30 GHz à 300 GHz. Les ondes dans cette bande millimétrique ont une longueur d'onde λ courte entre 10 mm à 1 mm (Figure 1.1).

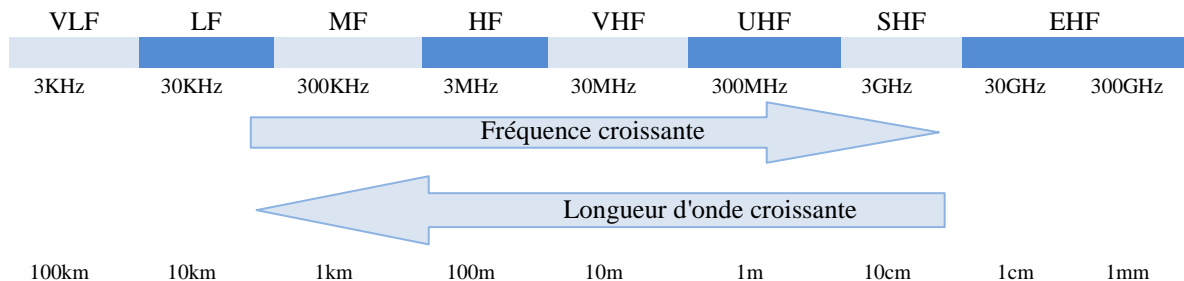


Figure 1.1 Allocation de la bande de fréquences selon l'union internationale des télécommunications

Au cours des dernières années, les bandes de fréquences entre 57GHz et 66GHz dans la bande de fréquences millimétriques ont été ouvertes au public gratuitement sans nécessiter de licence (Figure 1.2). Ces blocs continus de fréquences forment une bande intéressante et attendue, surtout en ce qui concerne l'exigence technologique d'une transmission haut débit sécurisée.

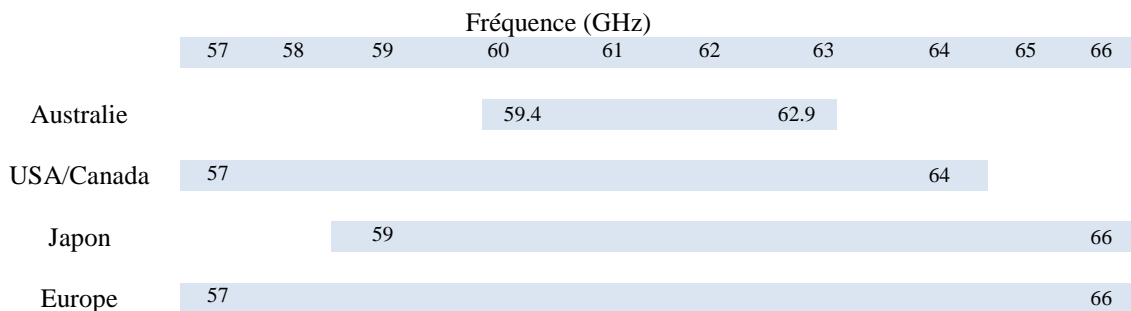


Figure 1.2 Allocation de bandes autour de 60 GHz sans licence

1.2 L'onde électromagnétique à 60 GHz

Profitant d'une transmission haut débit avec des caractéristiques spécifiques à la propagation autour de 60 GHz, cette bande a été utilisée largement dans les domaines de la sécurité et des applications militaires. La caractéristique de la propagation électromagnétique dans cette bande qui présente le plus d'intérêt est le phénomène naturel d'absorption par l'oxygène à 60 GHz, qui produit une atténuation très élevée de tous les signaux transmis autour 60 GHz.

Absorption par l'oxygène à 60 GHz

La molécule d'oxygène absorbe l'énergie électromagnétique ; cette absorption est plus élevée autour de 60 GHz que pour les autres bandes de fréquences utilisées pour des systèmes sans fil.

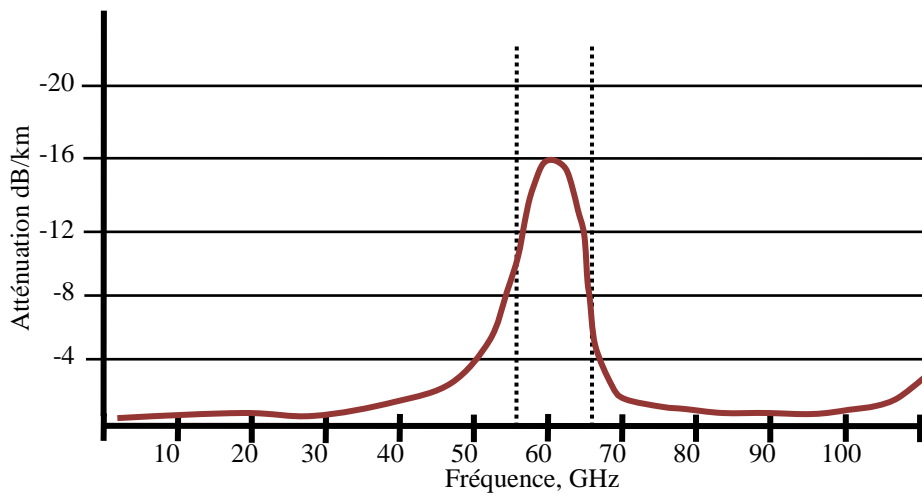


Figure 1.3 L'effet d'absorption par l'Oxygène à 60 GHz [1]

L'importance de l'absorption par l'oxygène correspond à une atténuation forte atteignant -16 dB/km (Figure 1.3).

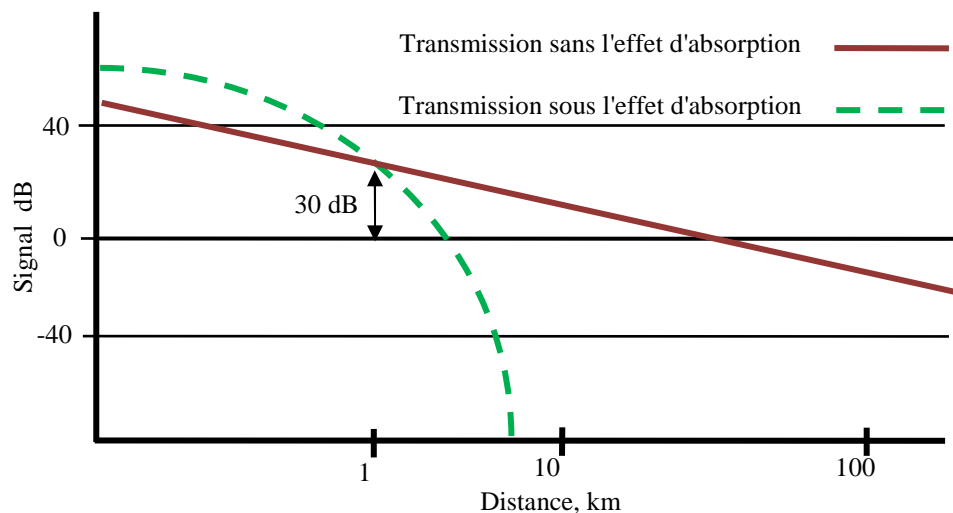


Figure 1.4 Atténuation des signaux sous l'effet de l'absorption par l'oxygène [1]

Par une réduction rapide de la portée des liaisons radio à 60 GHz sur une distance courte (Figure 1.4), cette atténuation présente les avantages suivants:

- Les signaux ne se transmettent pas au-delà du périmètre d'utilisation prévu.
- Les liaisons radio n'interfèrent pas entre elles
- Augmentation du nombre de liaisons radio utilisées dans la même région géographique (réutilisation de fréquence)

Concernant les antennes, la directivité d'une antenne est limitée par le principe de diffraction qui précise que la largeur du faisceau est inversement proportionnelle avec la fréquence, par conséquent la largeur du faisceau d'une antenne à 60 GHz est plus petite que pour d'autres bandes de fréquences plus basses qui ne nécessitent pas de licence d'accès. Grâce à sa petite longueur d'onde, la taille et le poids des composants qui travaillent à ces fréquences (60 GHz

CHAPITRE I: Introduction

et ses voisines) sont plus petits en comparaison avec ceux fonctionnant à des fréquences inférieures à 60 GHz.

En conclusion la bande de fréquence gratuite (57GHz-66GHz) est assez élevée pour la miniaturisation des composants (Lignes de transmission, filtres, antennes..). Par ailleurs les composants dans cette bande seront compatibles avec les systèmes de communication qui exigent des liaisons sécurisées et courte portée, en raison du phénomène d'absorption par l'oxygène à 60 GHz.

1.3 Lignes de transmission

Les lignes de transmission permettent le transfert des signaux qui portent différents types d'informations, en conséquence les technologies utilisées pour les lignes de transmission dépendent du type d'information transférée.

Rappels sur la théorie des lignes de transmission

Il existe deux approches pour caractériser une ligne de transmission, à savoir l'application des équations de Maxwell (où la structure de la ligne de transmission dépend des caractéristiques et dimensions du substrat diélectrique, ainsi que de la propagation de champ électromagnétique dans ce substrat), ou la modélisation par des éléments localisés (où la ligne de transmission est représentée par des composants électriques, telles que des capacités et des inductances).

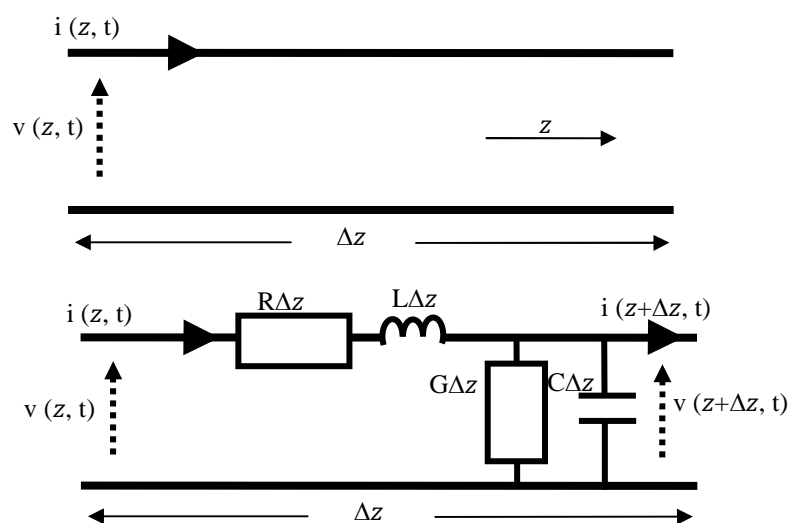


Figure 1.5 Modèle d'une ligne de transmission en éléments localisés

Dans l'approche par éléments localisés, la ligne de transmission est modélisée à l'aide de composants électriques discrets; ces composants sont définis en fonction de l'unité de longueur dz .

L'inductance $L \cdot dz$ représente l'effet magnétique lié au passage du courant dans les conducteurs, la capacité $C \cdot dz$ modélise le condensateur induit par deux conducteurs portés à des potentiels différents, la résistance $R \cdot dz$ est liée aux pertes par effet Joule dans les conducteurs, et la conductance $G \cdot dz$ représente les pertes dans le diélectrique (Figure 1.5)

CHAPITRE I: Introduction

En utilisant les lois de Kirchhoff [2] :

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0. \quad (1.1a)$$

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0. \quad (1.1b)$$

La division par Δz , et prenant $\lim_{\Delta z \rightarrow 0}$ nous donne

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}. \quad (1.2a)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}. \quad (1.2b)$$

Ces deux équations sont appelées "*Equations des télégraphistes*".

Dans un cas sinusoïdal de pulsation ω

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -[R + j\omega L]I(z). \quad (1.3a)$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -[G + j\omega C]V(z). \quad (1.3b)$$

En dérivant les relations

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} = -[R + j\omega L] \frac{\partial I(z)}{\partial z}. \quad (1.4a)$$

$$\frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} = -[G + j\omega C] \frac{\partial V(z)}{\partial z}. \quad (1.4b)$$

on obtient

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} = [R + j\omega L][G + j\omega C]V(z) = \gamma^2 V(z). \quad (1.5a)$$

$$\frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} = [G + j\omega C][R + j\omega L]I(z) = \gamma^2 I(z). \quad (1.5b)$$

Où γ est la constante de propagation d'onde en fonction de la fréquence ($\omega = 2\pi f$)

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}. \quad (1.6)$$

Où α est le coefficient d'atténuation, et β la constante de phase de la ligne de transmission. Le coefficient d'atténuation α est fonction de plusieurs paramètres: les pertes dans le conducteur, les pertes dans le substrat diélectrique, et les pertes par rayonnement.

L'impédance caractéristique d'une ligne peut être calculée en décomposant tension et courant sous la forme de deux ondes se propageant en sens contraire:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}. \quad (1.7a)$$

CHAPITRE I: Introduction

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}. \quad (1.7b)$$

Où $e^{-\gamma z}$ représente la propagation de l'onde dans la direction z .

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}). \quad (1.8)$$

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}. \quad (1.9)$$

La longueur d'onde et la vitesse de propagation des ondes sont:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}. \quad (1.10)$$

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f. \quad (1.11)$$

Dans le cas d'une ligne de transmission sans pertes (de très faibles pertes, qui peuvent ainsi être négligées) $\alpha = 0$ (*les pertes*), $R = G = 0$, la constante de propagation en (1.6) vaut:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC}, \quad \beta = \omega\sqrt{LC} \quad (1.12)$$

et l'impédance

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1.13)$$

1.4 Lignes de transmission planaires

Les systèmes RF et micro-ondes ont nécessité au départ l'utilisation de guides d'ondes et de câbles coaxiaux.

Les guides d'ondes ont pour avantage de permettre de manipuler des puissances avec des faibles pertes, mais ils sont volumineux et coûteux. Les câbles coaxiaux sont des structures ne permettant pas d'intégrer des composants micro-ondes. Les lignes de transmission planaires ont fourni une bonne alternative.

Les lignes de transmission planaires sont compactes, moins chères que d'autres types de lignes de transmission et sont facilement intégrées dans les circuits actifs. Dans la suite, nous présentons les structures de lignes de transmission planaires les plus connues.

1.4.1 Ligne micro-ruban

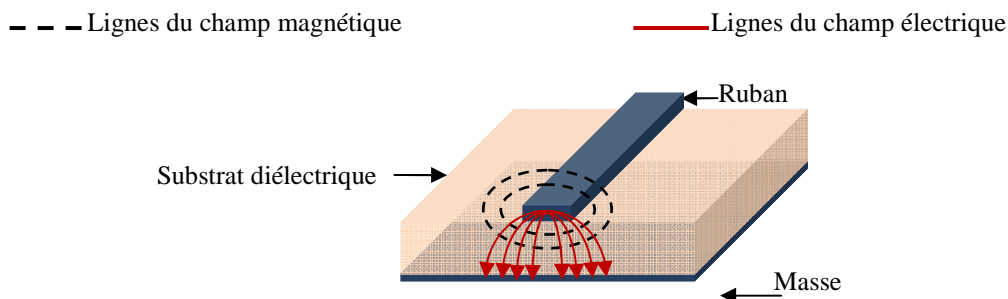


Figure 1.6 Ligne de transmission micro-ruban

Commençons par la ligne micro-ruban classique qui est constituée d'un substrat diélectrique sur lequel est déposé en face avant un ruban métallique et sur la face arrière un plan de masse (Figure 1.6). Ce type de lignes est utilisé à des fréquences allant de quelques mégahertz à des dizaines de gigahertz aux fréquences plus élevées. Dans la bande millimétrique, les pertes deviennent importantes, et la propagation des modes d'ordres supérieurs pose également des problèmes.

1.4.2 Guide d'ondes coplanaire

Les lignes de transmission coplanaires ont un plan de masse constitué de deux rubans métalliques situés de part et d'autre de la piste conductrice sur la même face du substrat diélectrique. Dans ce type de structures, deux modes de propagation se propagent: un mode quasi-TEM (impair) souhaitable (Figure 1.7.a), et un mode TE (pair) non souhaitable (Figure 1.7.b). L'ajout de ponts à air permet d'éliminer la propagation de ce deuxième mode.

Les lignes de champs sont moins confinées dans le substrat que dans le cas d'une ligne micro-ruban. Ce type de lignes présente un autre avantage, à savoir une souplesse de conception et de réalisation en raison de sa structure simple, localisée sur une seule face de substrat diélectrique (un seul niveau de métallisation), ce qui facilite notamment l'intégration de composants (celle-ci étant plus complexe avec la ligne micro-ruban).

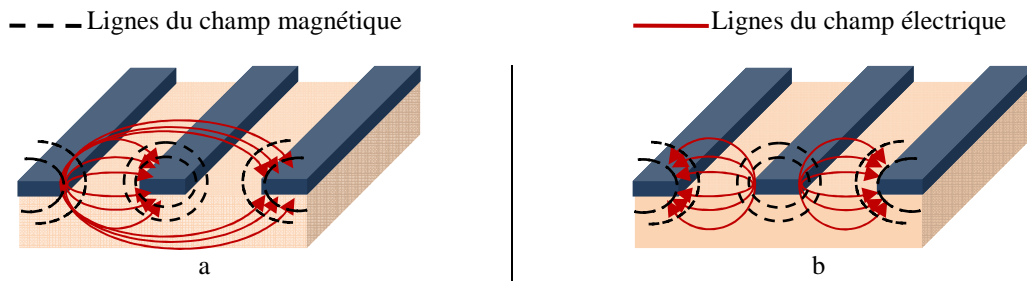


Figure 1.7 Ligne de transmission coplanaire, a. mode de transmission impair, b. mode de transmission pair

1.4.3 Ligne micro-ruban inversée

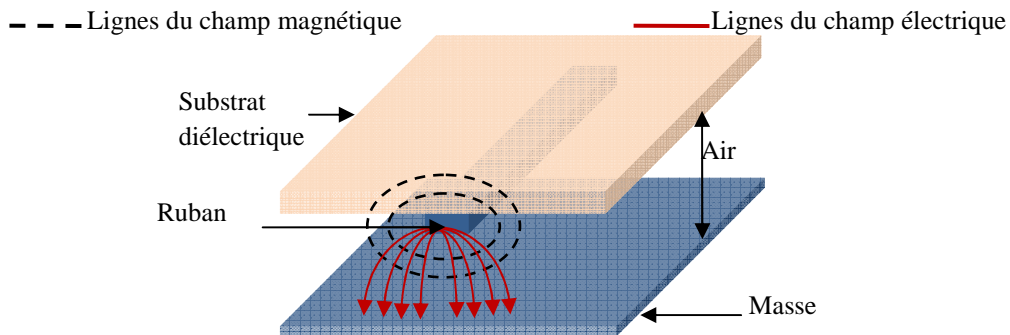


Figure 1.8 Ligne de transmission micro-ruban inversée

Les lignes micro-rubans inversées sont similaires à la ligne micro-ruban métallique, la différence tenant au fait que les lignes de champ se situent dans l'air et non pas dans un diélectrique, ce qui permet de diminuer les pertes diélectriques : le plan de masse n'est pas sur la face arrière du substrat diélectrique, mais est généralement déposé sur un autre substrat masqué par ce plan de masse. Ce type de ligne a été réalisé dans notre laboratoire [3], en gravant un substrat "support" sur une hauteur h pour former une cavité au fond de laquelle se trouve le plan de masse, un second substrat étant utilisé pour déposer le ruban (Figure 1.7). Cette cavité permet de plus d'encapsuler la ligne inversée, et de diminuer ainsi les pertes par rayonnement.

1.5 Etat de l'art des composants à 60 GHz

1.5.1 Lignes de transmission à 60 GHz

1.5.1.1 Lignes à ondes lentes

La vitesse des ondes qui se propagent dans une ligne de transmission idéale est définie par (1.14), l'effet du phénomène des ondes lentes a été appliqué aux différentes technologies des lignes de transmission à 60 GHz pour optimiser les caractéristiques des lignes de transmission. Selon [4], nous pouvons réduire la vitesse des ondes dans une ligne de transmission en augmentant L et C, ce qui correspond à une hausse de permittivité effective $\epsilon_{r_{eff}}$ dans les structures planaires (1.14).

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \quad (1.14)$$
$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\}$$

h: Epaisseur du substrat, W: largeur du ruban métallique.

1.5.1.1.1 Micro-ruban à ondes lentes

(Ariana L. C. Serrano) ont présenté dans [4] les mesures d'une structure de ligne micro-ruban à ondes lentes composée d'une ligne métallique de cuivre d'épaisseur de 3 μm et gravée sur un substrat diélectrique de SiO₂ d'épaisseur 0,8 μm au-dessus d'une membrane d'alumine poreux de 300 μm d'épaisseur constituée de nano-fils métalliques reliés perpendiculairement à un plan de masse, (Figure 1.10).

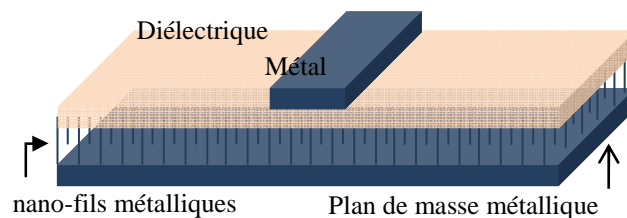


Figure 1.9 Ligne de transmission micro-ruban à ondes lentes [4]

Les mesures effectuées dans cet article à 60GHz montrent que, pour une ligne de largeur comprise entre 14 μm et 51 μm , ces largeurs sont liées aux paramètres suivants et varient:

- dans le sens inverse des impédances caractéristiques variant entre 45 Ω à 24 Ω .
- dans le même sens que la permittivité diélectrique effective $\epsilon_{r_{eff}}$ variant de 22 à 43, que le un facteur de qualité Q variant de 30 à 40, que le facteur de pertes α variant de 0,73 et 1,00 dB/mm.

1.5.1.1.2 Guide d'ondes coplanaire à ondes lentes

Un guide d'onde coplanaire à ondes lentes a été intégré par (D. A. A. Mat) [5], (Figure 1.10) montre la structure proposée, qui se compose d'une ligne coplanaire sur une couche de SiO₂

au-dessus d'une couche métallique qui sépare le SiO₂ ($\epsilon_r = 3.6$) et le substrat silicium ($\epsilon_r = 11.68$). La simulation de cette structure montre des pertes $\alpha = 0,731$ dB/mm et un facteur de qualité Q égal 16 pour une impédance caractéristique de 50Ω à 60 GHz.

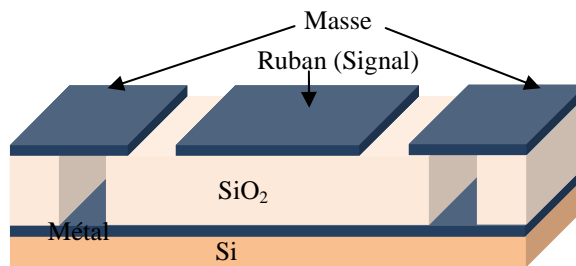


Figure 1.10 Ligne de transmission coplanaire à ondes lentes [5]

1.5.1.1.3 Ligne micro-ruban suspendue

Une étude par simulation de lignes micro-ruban suspendues a été présentée par (Prasad) [6] (Figure 1.11); la structure constituée d'une ligne métallique sur un substrat diélectrique est composée de:

- Silicium de faible résistivité
- Nitrure de silicium (Si₃N₄): $\epsilon_r = 7,5$, $\tan\delta = 0,0005$
- Polyimide: $\epsilon_r = 3,4$, $\tan\delta = 0,004$.

Les pertes à 60 GHz trouvées par simulation sont $\alpha = 0,14$ dB/mm

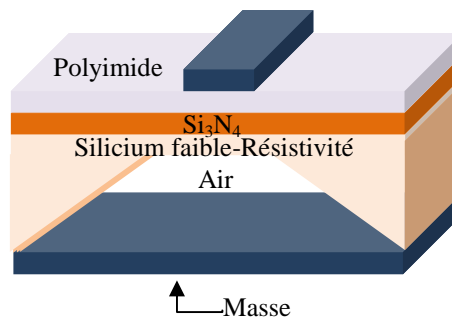


Figure 1.11 Ligne de transmission micro-ruban suspendue [6]

1.5.1.1.4 Ligne de Goubau planaire

La découverte des ondes de surface sur un fil métallique a été faite par A. Sommerfeld en 1899 (A. Sommerfeld) [7]; ces ondes de surface présentent des pertes par rayonnement importantes (dans le cas d'un conducteur parfait dans l'air). En 1950, Georg Goubau a revisité la découverte de la propagation des ondes de surface sur un fil conducteur cylindrique.

Les études de Georg Goubau ont eu comme but principal de limiter les champs entourant ce fil conducteur. La limitation voulue peut être obtenue en enrobant ce fil conducteur d'une couche diélectrique [8], (Figure 1.12).

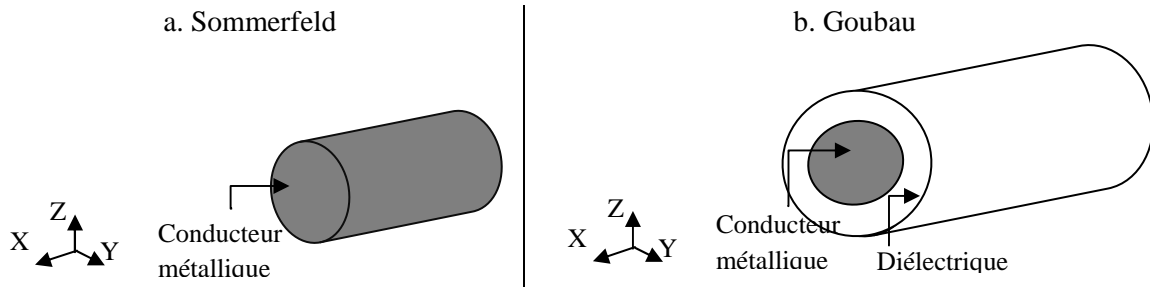
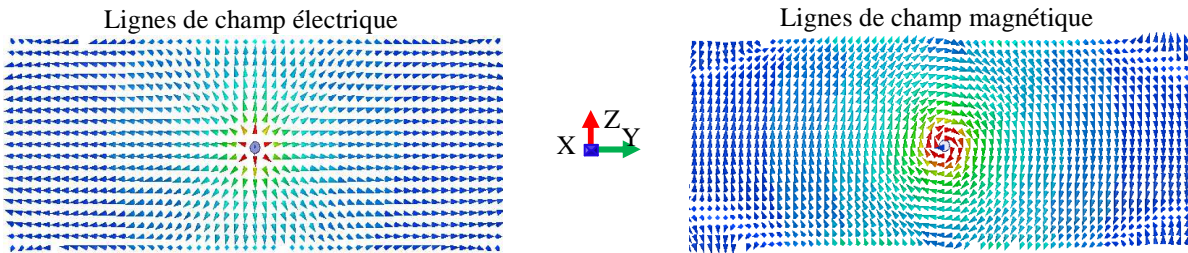
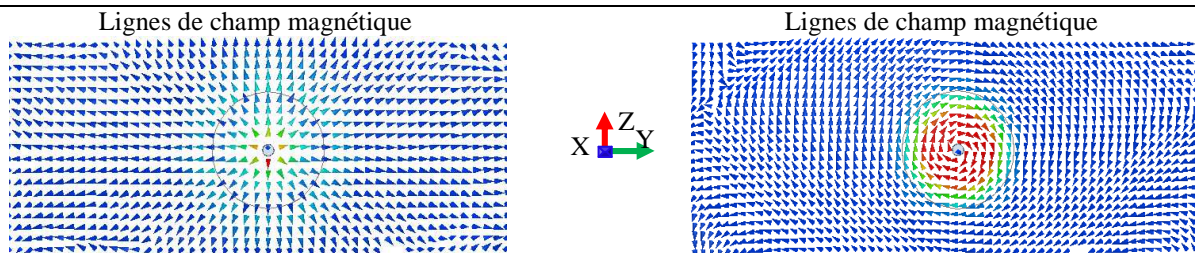


Figure 1.12 a. Conducteur métallique d'Arnold Sommerfeld, b. Conducteur métallique enrobé d'une couche diélectrique par Georg Goubau



Lignes de champ électrique et magnétique pour une ligne de Sommerfeld Figure 1.12. a, ($r = 50 \mu\text{m}$)
 $\alpha = 0,98 \text{ dB/mm}$, $\lambda_g = 5,1 \text{ mm}$ à 60 GHz (HFSS)



Lignes de champ électrique et magnétique pour une ligne de Goubau Figure 1.12. b, ($r = 50 \mu\text{m}$, diélectrique
 $r = 450 \mu\text{m}$) $\alpha = 0.045 \text{ dB/mm}$, $\lambda_g = 1.6 \text{ mm}$ à 60 GHz (HFSS)



Figure 1.13 Comparaison en lignes de champs électromagnétiques simulées à 60GHz, conducteurs de Sommerfeld (cylindre parfaitement conducteur de rayon $50\mu\text{m}$) et Goubau (ajout d'une couche de silicium HR, cylindre de rayon $r = 450\mu\text{m}$)

Contrairement au cas étudié par Sommerfeld, avec le conducteur enrobé d'une couche diélectrique proposé par Goubau, la propagation des ondes de surface reste confinée autour du fil métallique, et les champs électromagnétiques ont fortement diminué dans le plan

CHAPITRE I: Introduction

transversal (Figure 1.13); ce résultat est très intéressant en vue de guider un signal. Ainsi cette découverte a donné naissance aux lignes de transmission de Goubau.

La ligne de Goubau planaire (la version planaire de la ligne de transmission de Goubau sera présentée et étudiée dans le chapitre suivant) a une structure simple composée d'un ruban métallique correspondant au fil cylindrique conducteur, sur une couche diélectrique qui remplace la couche qui enrobe le fil métallique de la ligne de Goubau originale (Figure 1.14). Cette technologie a été étudiée assez récemment dans les bandes de fréquences GHz et THz.

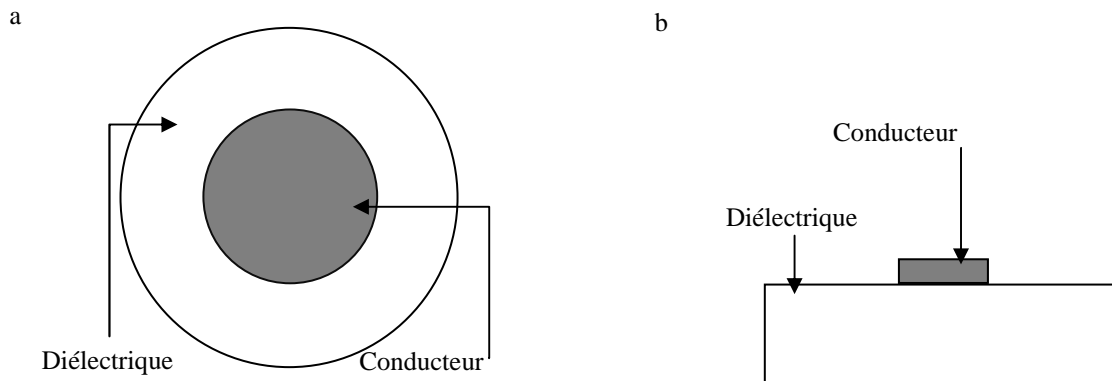


Figure 1.14 a. Ligne de Goubau, b. Ligne de Goubau Planaire

En 2005, (Anthony Treizebré) a présenté une étude par simulation et mesure d'une transition entre une ligne coplanaire et une ligne de Goubau planaire à 60 GHz [9]. Il a montré dans cette étude la propagation d'un mode de propagation de ligne de Goubau planaire quasi-TEM.

En 2006 T. Akalin a simulé et mesuré une structure de ligne de Goubau planaire sur un substrat de Quartz jusqu'à 1 THz [10].

En 2006 également Y. Xu a caractérisé en simulation des lignes de Goubau couplées entre 70 et 140 GHz [11]. Il a continué en 2007 [12] l'étude sur la ligne de Goubau planaire pour des circuits millimétriques entre 100 et 300 GHz. En 2011 Y. Xu a étudié en simulation et mesure des composants en technologie de ligne de Goubau planaire entre 40 et 60 GHz [13].

Entre 2012 et 2013 le nombre de publications concernant des études sur lignes de Goubau planaire a augmenté.

En 2012, J. Emond a montré en simulation et mesure des faibles pertes $\alpha < 0,07$ dB/mm pour une ligne de Goubau planaire sur silicium haute résistivité [14].

En 2013, Y. Xu a présenté le couplage entre des lignes de Goubau planaires courbées de forme circulaire [15].

A. Chahadih a réalisé un filtre à résonateurs carrés périodiques pour des applications métamatériaux en THz en technologie ligne de Goubau planaire [16].

Moktar Zehor a étudié une ligne de Goubau planaire sur un substrat de silicium haute résistivité en THz [17].

CHAPITRE I: Introduction

Ali. K. Horestani a étudié en simulation et mesure un filtre passe-bande en technologie de ligne Goubau planaire pour des applications méta-matériaux [18].

Daniel Sanchez a présenté deux antennes en technologie de ligne de Goubau planaire; la première fonctionnait en THz [19], et la deuxième était une antenne périodique en bande millimétrique à 40 GHz [20].

En 2014, (Ali K. Horestani) a refait un filtre à résonateur du premier ordre, et l'a comparé avec un filtre de troisième ordre [21]. (G. Moreno) a étudié l'effet des résonateurs circulaires ouverts couplés à ligne de Goubau planaire en THz [22]

Une étude pour développer une ligne de Goubau pour des systèmes micro-fluidiques à été présentée par (M. Swithenbank) en 2015 [23].

Le tableau suivant (Tableau 1.1) présente les pertes sur la ligne de Goubau dans les dernières années.

Tableau 1.1 L'état de l'art des pertes sur la ligne de transmission de Goubau

Composants en technologie LGP	Fréquence, GHz	Pertes d'insertions
Transition CPW/LGP (A. Treizebré)	140-220	2.5-5 dB
Transition Micro-ruban/LGP (Y. Xu)	40-65	2-2.5 dB
Ligne (T. Akalin)	Jusqu'à 1000	1.2 dB/mm (60-300GHz) 2.9 dB/mm à 500GHz
Ligne (J. Emond)	55-65	0.07 dB/mm à 60GHz
Ligne (M. Zehar)	210-325	2.5 dB/mm à 210 GHz
Filtre Passe-bas (A. Chahadih)	255	-4 dB (140-255 GHz)
Filtre Passe-bande (A. K. Horestani)	170	3.5 dB

Les très faibles pertes qui ont été présentées par la ligne de Goubau sur silicium haute résistivité ($\alpha < 0,07$ dB/mm et $Q > 150$), ainsi que le procédé de réalisation technologique à un niveau de masquage utilisé au cours de la thèse de J. Emond au laboratoire ESYCOM a retenu notre intérêt [14].

Nous avons souhaité reprendre l'étude de cette ligne commencée dans notre laboratoire, et notamment l'optimisation de la transition en prenant en compte les différents supports à proximité de la ligne pendant la mesure (substrat de verre, chuck du banc de mesure, mais aussi la colle pour joindre les substrats de silicium et de verre).

1.5.2 Filtres à 60 GHz

Dans cette partie, nous présentons une étude des différentes technologies utilisées dans le domaine du filtrage, ainsi que l'état de l'art des technologies des filtres micro-onde autour de 60 GHz. Pour présenter les structures des filtres, nous considérons deux principales catégories de technologies utilisées en filtrage : la technologie volumique et la technologie planaire.

1.5.2.1 Filtres volumiques

Nous pouvons classer les filtres volumiques en trois catégories principales:

- Filtres à cavités
- Filtres à guides d'ondes
- Filtres à résonateurs diélectriques

D'une part, ce type de filtre (filtre volumique) a l'avantage de présenter un facteur de qualité très élevé permettant d'obtenir de faibles pertes, mais d'autre part ces filtres ont des structures plus compliquées et coûteuses au niveau de la réalisation technologique.

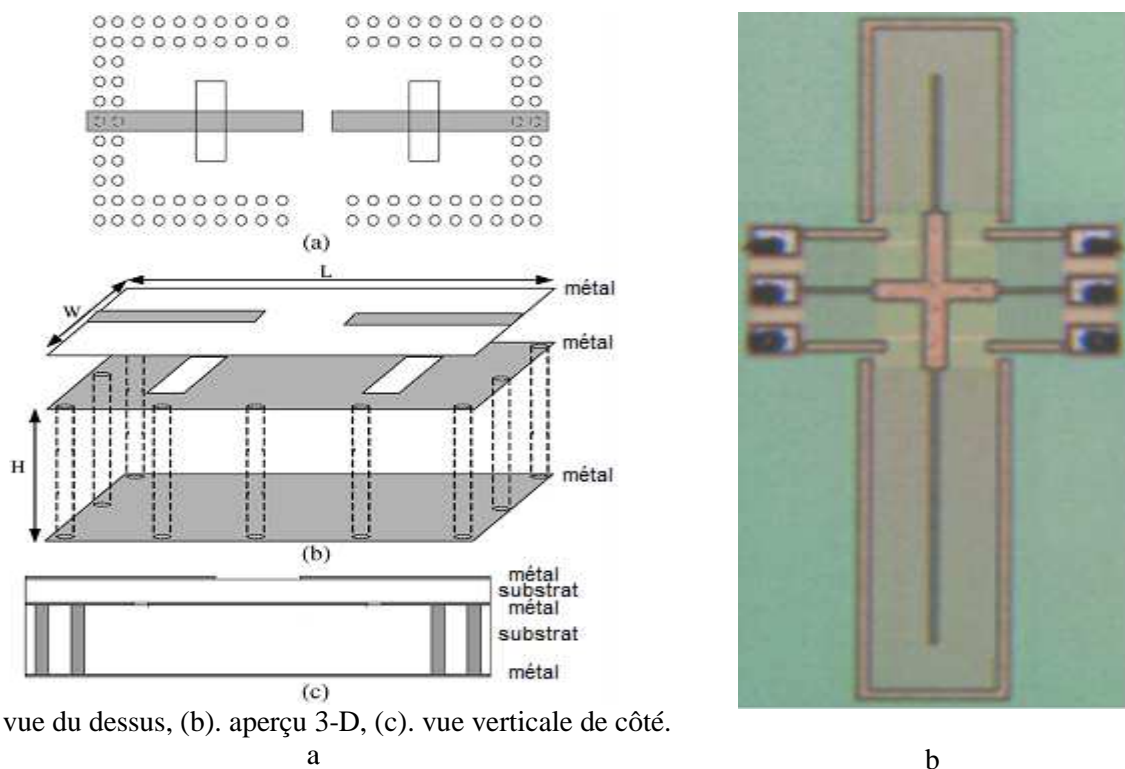


Figure 1.15 Filtres volumiques à cavité et à guide d'onde

La Figure 1.15 montre deux structures de filtres volumiques à cavités et à guide d'ondes [24, 25]. Figure 1.15a montre un filtre volumique en technologie cavité LTCC (Low-Temperature Co-Fired Ceramic) [24]: le résonateur à cavité est constitué de deux plans conducteurs écartés par un espace H , représentant des parois horizontales, et des vias formant des parois latérales de la cavité. Ce filtre passe-bande présente des pertes d'insertion d'environ 0,89 dB à 59,2 GHz, ainsi que 1,5% de bande-passante à -3dB.

La Figure 1.15b présente une structure de guide d'onde coplanaire, qui utilise le concept des ondes lentes (S-CPW TLines), et a été étudié dans la bande millimétrique à 60 GHz. Cette

technologie présente un facteur de qualité $Q = 46$ à 60 GHz. En utilisant cette technologie, un filtre passe-bande a été réalisé: ce filtre présente des pertes d'insertion de 2,6 dB et une bande-passante de 18% [25].

Nous pouvons noter l'utilisation de plusieurs couches de différents matériaux pour chaque structure, ce qui complique la réalisation de ces structures par rapport à d'autres structures utilisant la technologie planaire.

1.5.2.2 Filtres planaires

Les filtres planaires ont subi dans les dernières années d'importants développements tant au niveau des topologies adoptées que des méthodes de conception.

Les avantages des structures planaires concernent leur faible encombrement, l'intégration à l'environnement électronique et le coût de production peu élevé. Les points faibles de ces structures sont dues aux pertes importantes, à leur faible facteur de qualité Q qui réduit la sélectivité et n'autorise pas la réalisation de bandes passantes étroites.

Différents types des filtres planaires ont été réalisés dans la bande millimétrique à 60 GHz.

Les méthodes de conception planaires sont toujours basées sur des résonateurs, un résonateur étant un tronçon de ligne dont la longueur est une fraction de la longueur d'onde guidée. Ces résonateurs peuvent être soit des résonateurs linéiques (sauts d'impédance, lignes couplées et résonateurs des stubs) [26, 27], soit des résonateurs non-linéiques (des patches).

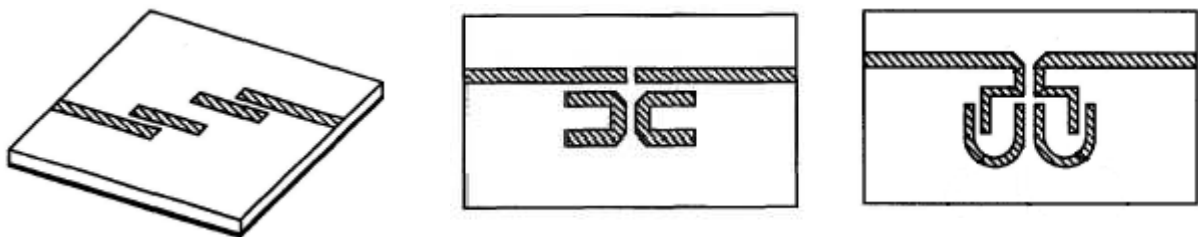


Figure 1.16 Filtres planaires à résonateurs linéiques [26]

Les structures de la Figure 1.16 représentent des filtres passe-bande planaires à résonateurs linéiques, qui ont été développés à 60 GHz sur un substrat de céramique d'épaisseur 0,15 mm et de permittivité $\epsilon_r = 8,9$, [26]. Ces structures présentent des pertes d'insertion inférieures à 4 dB à 60 GHz.



Figure 1.17 Filtres planaires à lignes couplées [27]

Dans [27], une optimisation des structures de filtre passe-bande à lignes couplées sur un substrat de Duroid à 60 GHz a été présentée pour remplacer la structure classique des lignes

CHAPITRE I: Introduction

couplées par une structure en forme de V, et arriver à obtenir une bande supérieure à 20%, avec des pertes d'insertion de 3 dB à 60 GHz, Figure 1.17.

La Figure 1.18 présente un filtre passe-bande planaire en technologie LTCC. Ce filtre à résonateurs carrés d'ordre 4 a été présenté dans [28]. Il présente des pertes d'insertion de 3,7 dB à 60 GHz, avec une bande-passante de 3,4%.

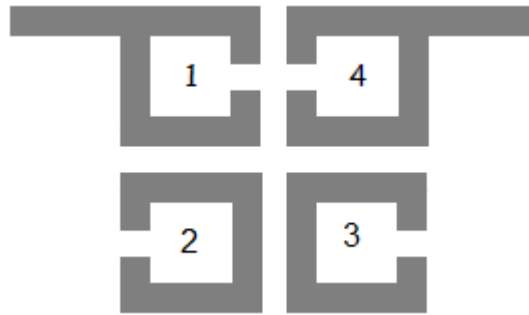


Figure 1.18 Filtres planaires à résonateurs carrés [28]

Dans Le (Tableau 1.2) nous présentons une comparaison pour des filtres passe-bande planaires à 60 GHz.

Tableau 1.2 L'état de l'art des filtres passe bande planaire à 60 GHz

Filtres passe-bande planaire à 60 GHz	F_C , GHz	Pertes d'insertions	Bande passante Δf
X. SHU et al. [27] "Design of 60 GHz parallel coupled-line band pass filters"	60	3 dB	20%
R. E. AMAYA. [28] "A layout efficient, vertically stacked, resonator-coupled band-pass filter in LTCC for 60 GHz SOP"	60	3.7 dB	3.4%
I. FERRER et al. [29] "A 60 GHz Image Rejection Filter Manufactured Using a High Resolution LTCC Screen Printing"	61	4 dB	9%
S. GLISIC et al. [30] "Integrated Compact Micro-strip Filters for 60 GHz Applications"	60	3.5 dB	9.5%
Y. AMANO et al. [26] "Low cost planar filter for 60GHz applications"	60	4 dB	5%

Après avoir présenté l'état de l'art de composants, à savoir des lignes et des filtres à 60 GHz, nous présentons dans la suite les logiciels qui seront utilisés dans ce travail pour les simulations électromagnétiques.

1.6 Outil de simulation HFSS

(High Frequency Structure Simulator) HFSS d'Ansoft est un outil commercial de simulation 3D du champ électromagnétique (EM). Il intègre la modélisation, la simulation, et la visualisation des structures étudiées, dans un environnement facile à utiliser. HFSS propose plusieurs techniques de résolution (basées sur la méthode des éléments finis, des équations intégrales ou sur des méthodes hybrides avancées) pour résoudre un large éventail d'applications micro-ondes, radiofréquences ou haut-débit. En outre, les solveurs HFSS utilisent tous un processus de maillage automatisé où il suffit de fournir en entrée la géométrie et les propriétés des matériaux.

À partir de là, HFSS génère automatiquement un maillage précis, adapté à la résolution du problème avec la technologie choisie. HFSS peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres du multi pôles étudié S , sa matrice admittance Y et impédance Z , l'impédance caractéristique du port d'excitation, la fréquence de résonance. Il permet aussi de visualiser les champs électriques et magnétiques dans les structures simulées. HFSS permet de choisir entre différents types d'excitations selon le type de la structure simulée [31], ces types d'excitation sont:

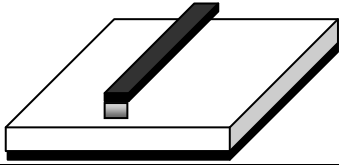
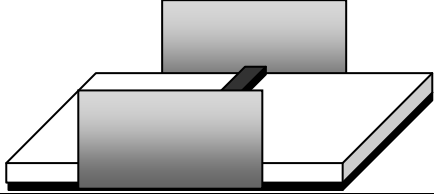
- Wave port: Surface extérieure sur laquelle des modes propres sont calculés (en considérant la direction de propagation comme étant normale à cette surface) pour être ensuite utilisés pour exciter la structure.
- Lumped Port: Représente une surface intérieure où le signal excite la structure. Dans ce cas, contrairement au Wave port, il faut forcément indiquer l'orientation du champ électrique.
- Floquet Port: Ce type d'excitation, spécifique aux structures périodiques, ne s'utilise qu'avec les conditions aux limites maître et esclave sur les surfaces liées par la condition de périodicité.
- Incident Wave: Représente une onde électromagnétique incidente; il peut s'agir d'une onde plane ou d'une onde gaussienne.
- Voltage Source: Représente un champ électrique constant sur une surface.
- Current Source: Représente un courant électrique constant sur une surface.

En tenant compte de la nature spécifique de la structure de ligne de Goubau planaire (un seul conducteur métallique sur diélectrique sans plan de masse), nous trouvons que le Wave Port qui n'exige pas de définir la direction des lignes de champ électrique est la condition d'excitation la plus adaptée aux lignes de champ orientées radialement autour du seul conducteur métallique de la ligne de Goubau planaire.

CHAPITRE I: Introduction

Le tableau suivant montre une comparaison entre les deux types d'excitation Wave port et Lumped port.

Tableau 1.3 Comparaison entre deux types d'excitation HFSS

	Lumped Port	Wave port
		
Localisation	Intérieur du volume simulé	Sur la surface extérieure du volume simulé
Modes supérieurs	Non	Oui
De-embedding	Non	Oui

1.7 Conclusion:

Nous avons présenté les caractéristiques de la bande millimétrique autour 60 GHz, où le signal subit une atténuation forte en raison du phénomène d'absorption par l'oxygène, et l'intérêt de cette bande gratuite, qui permet d'utiliser des systèmes de communication courte portée.

Nous avons présenté également l'état de l'art des différentes technologies des composants passifs (lignes de transmission, filtres) sur cette bande de fréquence, ainsi que les faibles pertes à 60 GHz atteintes par la ligne de transmission de Goubau planaire.

Dans ce travail de thèse, nous allons étudier, caractériser et réaliser des composants (lignes, transitions, résonateurs et filtres) en technologie de ligne de Goubau planaire sur la bande de fréquence millimétrique 55GHz-67GHz.

Nous utiliserons HFSS pour toutes les simulations électromagnétiques des structures planaires en utilisant le Waveport comme condition d'excitation.

1.8 Bibliographie:

1. Mark Stevens, Grant Grafton. «The Benefits of 60 GHz Unlicensed Wireless Communications» White Paper. S. d.
2. David M. POZAR, *Microwave engineering*. John Wiley& Sons, 2009.
3. Laurent. MARTOGLIO, *Etude et caractérisation de lignes microbandes inversées sur verre et silicium utilisant une technologie de type Mems: Synthèse de fonctions micro-ondes dans la bande Ka*. 2005. Thèse de doctorat. Université de Marne-la-Vallée.
4. Ariana LC. SERRANO, Anne-Laure. FRANC, Danilo P.ASSIS *et al.* Slow-wave micro strip line on nanowire-based alumina membrane. In : *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*. IEEE, 2014. p. 1-4.
5. D. A. A. MAT, R. K. POKHAREL, R. SAPAWI *et al.* Low-loss 60 GHz patterned ground shield CPW transmission line. In : *TENCON 2011-2011 IEEE Region 10 Conference*. IEEE, 2011. p. 1118-1121.
6. Manish. PRASAD, A. Singh. GAUR, Vivek Kr. SHARMA, *et al.* Dispersion and attenuation characteristics of suspended micro strip line on multi layer lossy silicon substrate at 60 GHz. In : *2008 33rd International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*. 2008.
7. Arnold. SOMMERFELD, Ueber die Fortpflanzung elektrodynamischer Wellen längs eines Drahtes. *Annalen der Physik*, 1899, vol. 303, no 2, p. 233-290.

8. Georg. GOUBAU. Surface waves and their application to transmission lines. *Journal of Applied Physics*, 1950, vol. 21, no 11, p. 1119-1128.
9. Anthony. TREIZEBRÉ, Tahsin. AKALIN et Bertrand. BOCQUET. Planar excitation of Goubau transmission lines for THz bioMEMS. *IEEE microwave and wireless components letters*, 2005, vol. 15, no 12, p. 886-888.
10. T. AKALIN, J. F. LAMPIN, L. DESPLANQUE *et al.* Propagation of terahertz pulses along planar Goubau lines. In : *2006 Joint 31st International Conference on Infrared Millimeter Waves and 14th International Conference on Terahertz Electronics*. IEEE, 2006. p. 568-568.
11. Y. XU et R. G. BOSISIO. Coupled Goubau lines for millimeter and sub-millimeter wave applications. *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, 2006, vol. 153, no 4, p. 347-352.
12. Y. XU et R. G. BOSISIO. A comprehensive study on the planar type of Goubau line for millimeter and sub-millimeter wave integrated circuits. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2007, vol. 1, no 3, p. 681-687.
13. Y. XU, C. NERGUIZIAN et R. G. BOSISIO. Wide band planar Goubau line integrated circuit components at millimeter waves. *IET microwaves, antennas & propagation*, 2011, vol. 5, no 8, p. 882-885.
14. J. EMOND, M. GRZESKOWIAK, G. LISSORGUES *et al.* A low loss planar goubau line and a coplanar PGL transition on high resistivity silicon substrate in the 57–64 GHz band. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2012, vol. 54, no 1, p. 164-168.

15. Y. XU et R. G. BOSISIO. Wideband planar Goubau line (PGL) couplers and six-port circuits compatible with short range (60 GHz) radio. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2013, vol. 7, no 12, p. 985-990.
16. A. CHAHADIH, S. KAYA, I. TURER *et al.* Terahertz Filters based on Planar Goubau transmission Lines with Multi split rings resonators. In: *2013 38th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*. 2013.
17. Mokhtar. ZEHAR, Gabriel. MORENO, Abdallah. CHAHADIH *et al.* Lowloss terahertz Planar Goubau Line on high resistivity silicon substrate. In : *2013 13th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*. IEEE, 2013. p. 1-3.
18. Ali K. HORESTANI, Withawat. WITHAYACHUMNANKUL, Abdallah. CHAHADIH *et al.* Metamaterial-inspired band-pass filters for terahertz surface waves on Goubau lines. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2013, vol. 3, no 6, p. 851-858.
19. Daniel. SANCHEZ-ESCUDEROS, Miguel. FERRANDO-BATALLER, Mariano. BAQUERO-ESCUDERO *et al.* Leaky-wave antenna on planar Goubau line at THz frequencies. In : *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*. IEEE, 2013. p. 3805-3809.
20. Daniel. SANCHEZ-ESCUDEROS, Miguel. FERRANDO-BATALLER, Jose I. HERRANZ *et al.* Periodic leaky-wave antenna on planar Goubau line at millimeter-wave frequencies. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, vol. 12, p. 1006-1009.
21. A K. HORESTANI, W. WITHAYACHUMNANKUL, A. CHAHADIH *et al.* Band pass filters based on coupled split ring resonators for surface

- waves on planar Goubau lines. In : *Antenna Technology: " Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications"(iWAT), 2014 International Workshop on.* IEEE, 2014. p. 57-60.
22. G. MORENO, A. CHAHADIH, M. ZEHAR *et al.* Position effect of split ring resonators along terahertz planar Goubau line. In : *2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz).* IEEE, 2014. p. 1-1.
23. M. SWITENBANK, C. RUSSELL, A. D. BURNETT *et al.* Development of planar Goubau line-micro fluidic integrated devices for THz spectroscopy of liquid analytes. 2015.
24. J-H. LEE, S. PINEL, J. PAPAPOLYMEROU *et al.* Low-loss LTCC cavity filters using system-on-package technology at 60 GHz. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 2005, v. 53, n 12, p. 3817-3824.
25. Anne-Laure. FRANC, Emmanuel. PISTONO, Daniel. GLORIA *et al.* High-performance shielded coplanar waveguides for the design of CMOS 60-GHz band pass filters. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2012, vol. 59, no 5, p. 1219-1226.
26. Yoshihisa. AMANO, Atsushi. YAMADA, Eiji. SUEMATSU *et al.* Low cost planar filter for 60GHz applications. In : *Microwave Conference, 2000. 30th European.* IEEE, 2000. p. 1-4.
27. Xiongjun. SHU, Jincui. WEN, et Lingling. SUN. Design of 60 GHz parallel coupled-line bandpass filters. In : *2015 IEEE 16th International Conference on Communication Technology (ICCT).* IEEE, 2015. p. 244-247.

28. Rony E. AMAYA. A layout efficient, vertically stacked, resonator-coupled band pass filter in LTCC for 60 GHz SOP transceivers. In : *2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. IEEE, 2010. p. 245-248.
29. I. FERRER et J. SVEDIN. A 60 GHz image rejection filter manufactured using a high resolution LTCC screen printing process. In : *Microwave Conference, 2003 33rd European*. IEEE, 2003. p. 423-425.
30. S. GLISIC et C. SCHEYTT. Integrated compact micro strip filters for 60 GHz applications. In : *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*. IEEE, 2008. p. 1386-1389.
31. ANSYS-HFSS (<http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>)

2 CHAPITRE II: Ligne de Goubau Planaire



2.1 Introduction

Plusieurs technologies de lignes de transmission planaires ont été traitées dans les années précédentes, les modes de propagation électromagnétique et les paramètres principaux de ces technologies tels que l'impédance caractéristique, le coefficient d'atténuation et la fréquence de coupure, pour n'en nommer que quelques-unes, ont été définis et étudiés [1-2].

Cependant, ces paramètres sont insuffisamment caractérisés pour la ligne de Goubau planaire.

Dans ce chapitre, nous allons étudier à 60 GHz une structure de ligne de Goubau planaire sur une couche diélectrique de silicium haute résistivité sans plan de masse, cette étude va s'intéresser au mode de propagation des ondes sur une ligne de Goubau planaire. Ensuite nous caractériserons la structure de ligne de Goubau planaire proposée par sa constante de propagation et l'impédance caractéristique en fonction de la largeur du ruban métallique.

Enfin, dans le prochain chapitre, nous comparerons cette structure avec une autre structure où une couche de verre a été ajoutée en-dessous de la couche de silicium.

2.2 Propagation électromagnétique

La propagation des ondes le long d'une ligne de transmission est liée à une tension et un courant: un champ électrique est créé par l'application d'une tension entre les conducteurs métalliques alors qu'un champ magnétique est généré par le passage d'un courant dans ces conducteurs. L'orientation des composantes des champs électrique et magnétique, par rapport la direction de propagation, définit le mode de propagation des ondes dans les lignes de transmission. En tout point, le champ électrique et le champ magnétique sont toujours perpendiculaires entre eux, ainsi qu'à la direction de propagation pour un mode de propagation Transverse électromagnétique (TEM).

Le mode TEM est le mode de propagation électromagnétique considéré dans la plupart des lignes de transmission planaires, où ni le champ électrique ni le champ magnétique n'ont de composante dans la direction de la propagation, alors que, comme nous le verrons dans la suite, ce n'est pas le cas pour la ligne de Goubau planaire, où la propagation électromagnétique est considérée comme un mode Quasi (TEM): en effet, le champ électrique a une composante longitudinale non nulle.

Nous pouvons classer les modes de propagation des ondes électromagnétiques pour une onde se propageant suivant la direction de transmission Ox (Figure 2.1) en trois catégories principales:

- Transverse électromagnétique (TEM): Nous appelons mode transverse électromagnétique (TEM) un mode de propagation tel que $E_x = 0$ et $H_x = 0$, c'est-à-dire tels que les champs électrique et magnétique sont tous les deux orthogonaux à la direction de propagation.

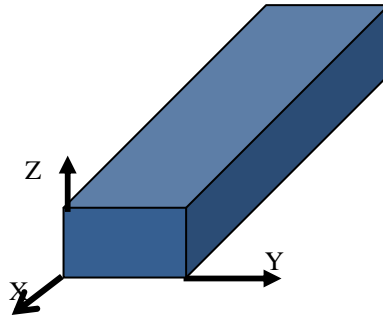


Figure 2.1 Propagation électromagnétique dans la direction X sur un ruban métallique

- Transverse électrique (TE): Nous appelons mode transverse électrique (TE) un mode de propagation tel que $E_x = 0$ et $H_x \neq 0$, c'est-à-dire tel que le champ électrique est orthogonal à la direction de propagation.
- Transverse magnétique (TM): Nous appelons mode transverse magnétique (TM) un mode de propagation tel que $E_x \neq 0$ et $H_x = 0$, c'est-à-dire tel que le champ magnétique est orthogonal à la direction de propagation.

Les deux modes TE et TM sont des modes de propagation se trouvant généralement dans les guides d'ondes qui ne supportent pas le mode TEM, alors que le mode de propagation TEM se trouve souvent dans les lignes de transmission constitués au minimum des deux couches (rubans) métalliques.

2.3 Ligne de Goubau planaire sur silicium

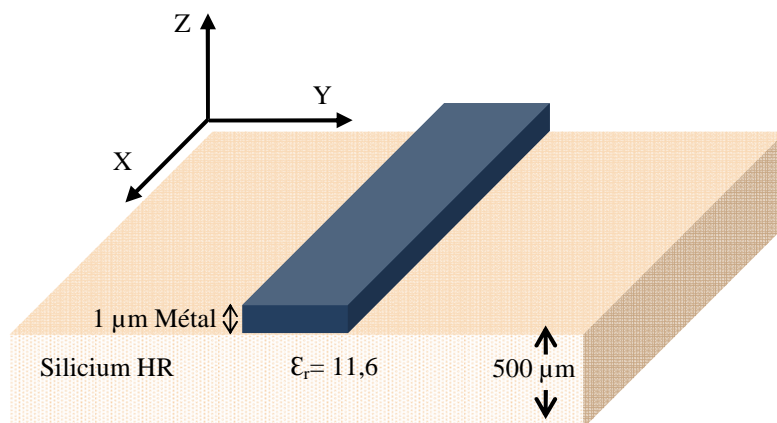


Figure 2.2 Ligne de Goubau sur silicium

Une étude précédente sur les lignes de transmission dans la bande de 60 GHz a montré un comportement très intéressant pour les lignes de Goubau sur silicium haute-résistivité sur cette bande de fréquences, avec des très faibles pertes, inférieures à 0,07 dB/mm [3] (Figure 2.2).

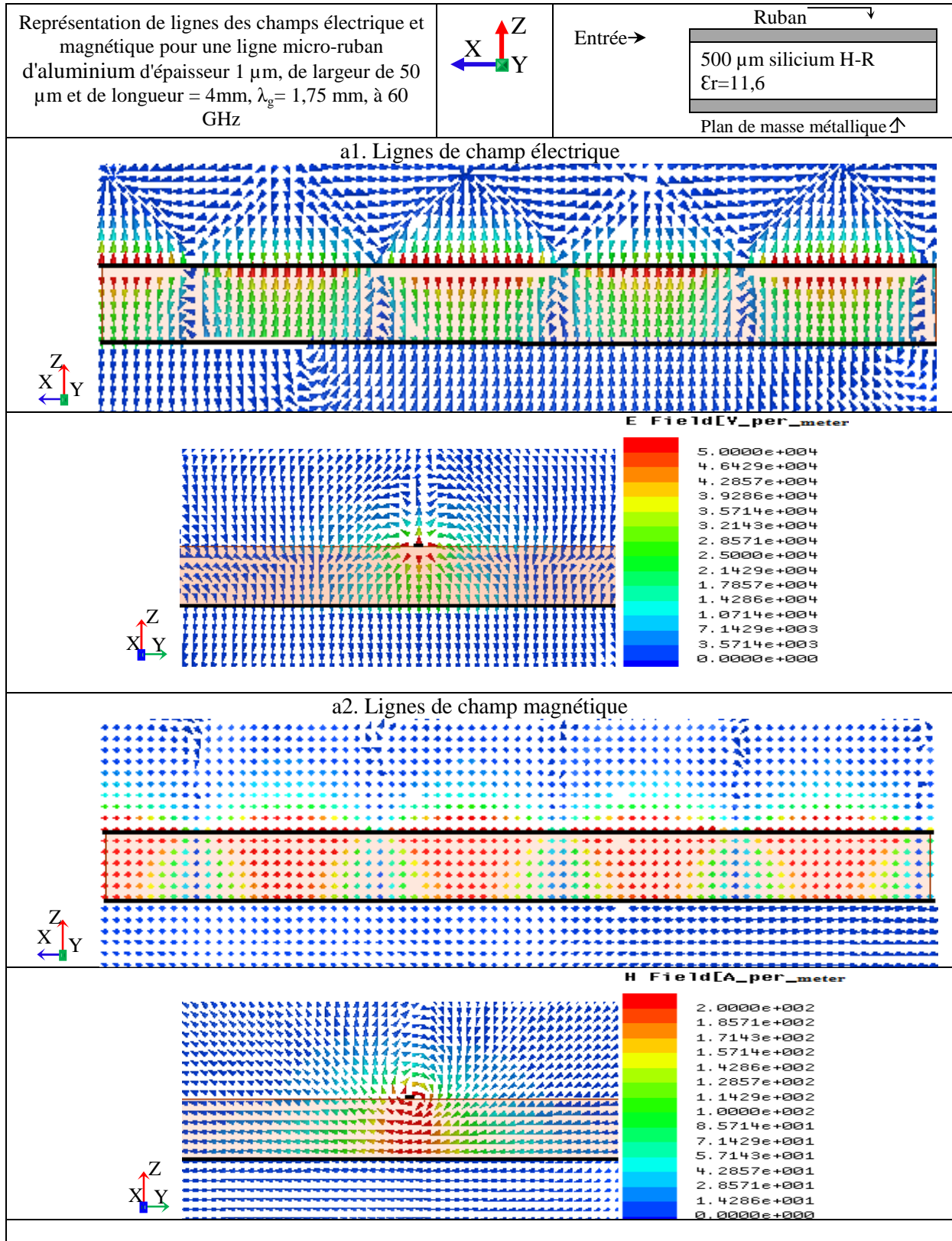
CHAPITRE II: Ligne de Goubau Planaire

Partant de la structure précédente, nous avons effectué des études paramétriques afin de bien comprendre et caractériser le comportement général des lignes de Goubau planaires dans la bande de fréquences millimétriques. Nous nous sommes intéressés dans un premier temps à chercher le type de mode de propagation qui se propage sur une ligne de Goubau planaire.

Nous savons que le mode de propagation TEM se propage dans les lignes de transmission typiques constituées de deux ou plusieurs conducteurs métalliques. Dans le cas de la ligne de Goubau planaire où il n'y a qu'un seul conducteur métallique sur le substrat diélectrique, le mode de propagation sur cette structure ne peut pas être un mode TEM pur.

CHAPITRE II: Ligne de Goubau Planaire

Commençons par étudier le mode de propagation électromagnétique dans la structure de la ligne de Goubau planaire sur silicium haute résistivité.



CHAPITRE II: Ligne de Goubau Planaire

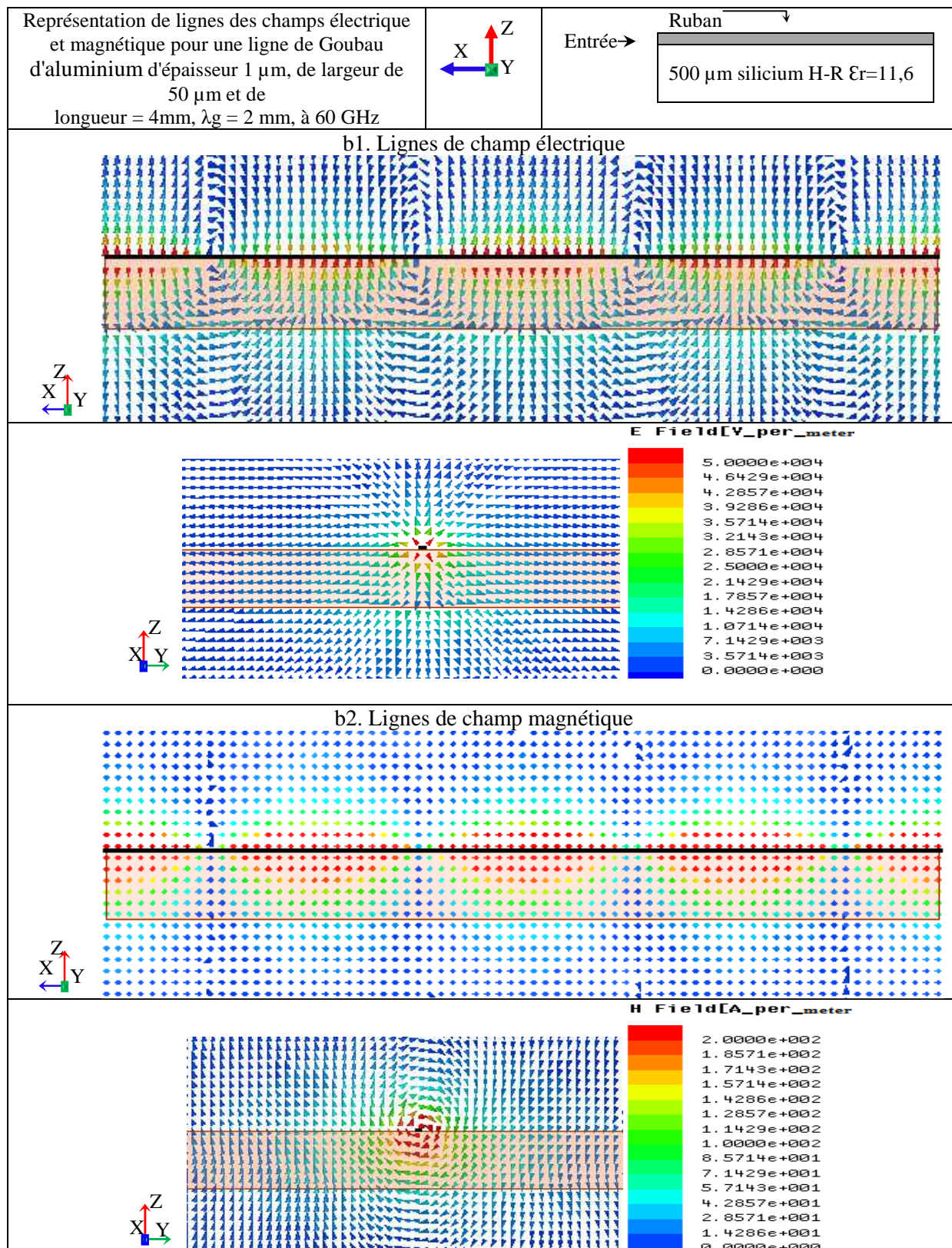


Figure 2.3 Lignes de champ électrique et magnétique à $60\ \text{GHz}$ (mêmes échelles)
a. micro-ruban, b. ligne de Goubau planaire

La Figure 2.3 compare les distributions des champs électrique et magnétique pour deux lignes de propagation à 60 GHz. Le premier cas (Figure 2.3a) correspond à une ligne de transmission constituée d'une couche diélectrique avec deux conducteurs, en haut le conducteur principal et en bas, le plan de masse (ligne micro-ruban). Le deuxième (Figure 2.3b) cas est celui d'une ligne de transmission constituée d'un seul conducteur sur une couche diélectrique (ligne de Goubau planaire). Dans le premier cas, nous pouvons constater que le mode de propagation est bien un mode TEM, où tous les deux champs électrique et magnétique sont totalement perpendiculaires à la direction de la propagation.

Tandis que le champ magnétique est perpendiculaire à la direction de la propagation dans le deuxième cas de la ligne de Goubau planaire, le champ électrique présente une composante longitudinale à la direction de la propagation (cette composante dans la direction de la propagation reste d'amplitude faible), et donc nous pouvons qualifier le mode de propagation sur une ligne de Goubau planaire de mode Quasi TEM.

Afin de montrer la différence en mode de propagation entre les deux lignes de transmission micro-ruban et Goubau planaire, nous avons calculés sous HFSS les composants des champs électriques (E) et magnétiques (H) sur la direction de propagation X pour les deux lignes, pour la ligne micro-ruban Figure 2.3a, nous avons $\frac{E_x}{E_z} = 0.19$ et $\frac{H_x}{H_y} = 0.17$, et pour la ligne de Goubau planaire dans la Figure 2.3b nous avons trouvé $\frac{E_x}{E_z} = 0.35$ et $\frac{H_x}{H_y} = 0.3$, ce qui affirme le mode de propagation quasi-TEM sur ligne de Goubau planaire.

Après avoir examiné le mode de propagation électromagnétique sur une ligne de Goubau planaire, nous allons étudier l'effet de la couche diélectrique en fonction de son épaisseur et de sa permittivité diélectrique.

2.3.1 Influence de l'épaisseur de la couche diélectrique

Soit un ruban métallique d'aluminium de 1 μm d'épaisseur, largeur de 50 μm et 4 mm de longueur, déposé sur une couche diélectrique de silicium haute-résistivité de permittivité 11,6. Nous avons fait varier l'épaisseur de cette couche de silicium pour observer les changements des champs électromagnétiques autour de la piste conductrice.

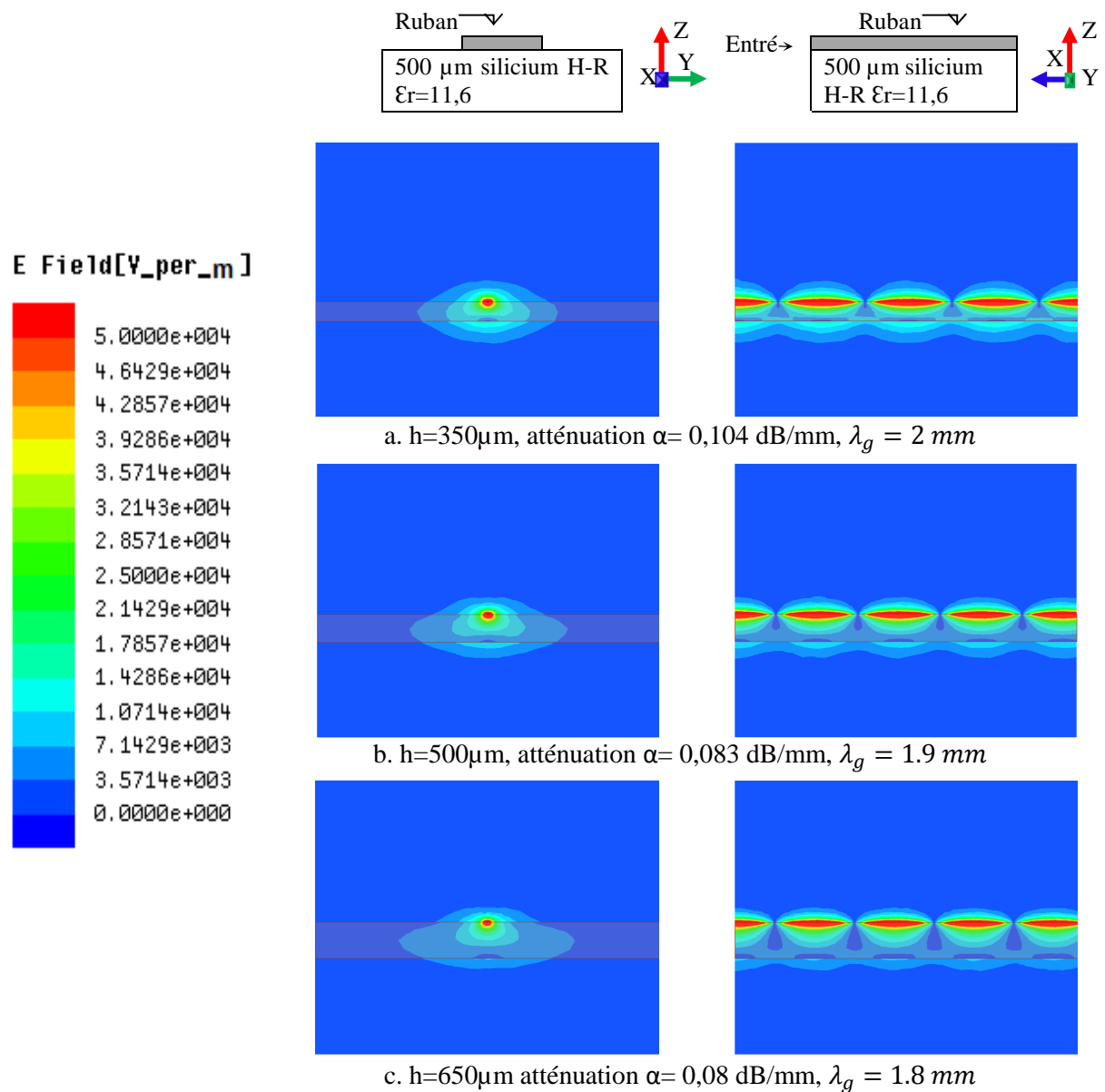


Figure 2.4 Champ électrique dans les plans transversal et longitudinal de la ligne de Goubau à 60 GHz, pour trois hauteurs de substrat différentes (350 μm , 500 μm et 650 μm)

La Figure 2.4 nous montre des champs électriques dans les plans transversal et longitudinal pour trois hauteurs différentes de substrat diélectrique 350 μm , 500 μm et 560 μm . En comparant ces trois cartographies, nous pouvons observer le lien entre la hauteur de la couche diélectrique, le confinement du champ électrique autour du conducteur, et les pertes de transmission: les pertes diminuent lorsque le confinement du champ électrique augmente, et ainsi diminuent lorsque la hauteur de la couche diélectrique augmente.

Nous continuons l'étude paramétrique de la couche diélectrique en analysant l'effet de la permittivité diélectrique dans le paragraphe suivant.

2.3.2 Influence de la permittivité diélectrique

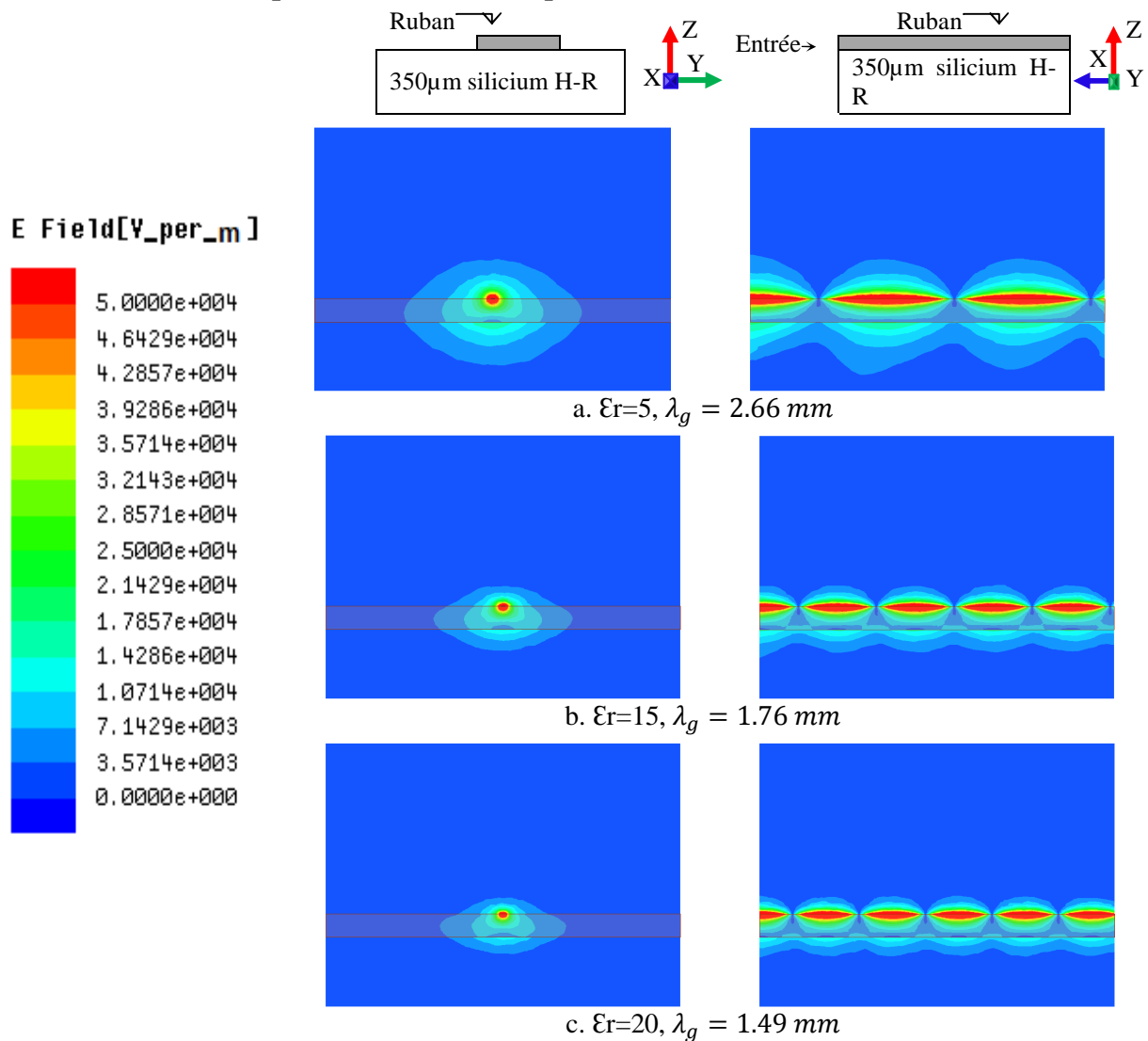


Figure 2.5 Champ électrique dans les plans transversal et longitudinal à 60 GHz, pour un substrat de 350 µm et différentes permittivités diélectriques ϵ_r

En regardant les cartographies dans la figure précédente (Figure 2.5), qui représentent le champ électrique autour d'une ligne de Goubau planaire sur une couche diélectrique de permittivité diélectrique relative 5, 15, et 20, nous remarquons le changement de la distribution du champ électrique: il est plus confiné dans la couche diélectrique lorsque la permittivité diélectrique augmente, ce qui explique aussi la différence entre ligne de Goubau enrobée d'une couche diélectrique [4] et le conducteur métallique de Sommerfeld [5] entouré d'une permittivité égale 1 correspondant à la permittivité de l'air.

Nous allons maintenant caractériser les paramètres principaux des lignes de Goubau planaires, tels que l'impédance caractéristique, la constante de propagation et le coefficient d'atténuation.

2.4 Paramètres caractéristiques de la ligne de Goubau planaire

Nous présentons les paramètres caractéristiques d'une ligne de Goubau planaire, qui a une structure constituée d'une piste conductrice d'aluminium d'épaisseur $1\ \mu\text{m}$, de largeur de $50\ \mu\text{m}$ et de longueur de $2\text{mm} \approx \lambda_g$, sur une couche de $350\ \mu\text{m}$ d'épaisseur de silicium haute résistivité de permittivité 11,6; ces dimensions correspondant à l'échantillon fabriqué par la suite en salle blanche.

Les caractéristiques des lignes de transmission sont décrites par deux paramètres principaux, l'impédance caractéristique Z_C et la permittivité diélectrique effective relative ϵ_{reff} .

Nous précisons que tous les résultats et les courbes des caractéristiques de ligne de Goubau planaire ont été obtenus par des simulations électromagnétiques sous HFSS

2.4.1 L'impédance caractéristique

L'impédance caractéristique de la ligne de Goubau planaire est calculée en utilisant HFSS qui peut calculer l'impédance sur les ports d'excitation conformément à trois définitions différentes Z_{pi} , Z_{pv} , et Z_{vi} [6] : Z_{pi} , calculée en fonction de la puissance et du courant, est le rapport des amplitudes de la puissance et du courant au carré, Z_{pv} est donné par le rapport des amplitudes de la tension au carré et de la puissance, tandis que Z_{vi} se calcule comme le rapport des amplitudes de la tension et du courant.

Dans notre cas, nous utilisons l'impédance caractéristique Z_C conforme à la définition de Z_{pi} , puisque la puissance et le courant sont définis sur le port d'excitation. Les définitions de Z_{pv} et Z_{vi} ne peuvent pas être utilisées dans ce cas, car la tension V doit être calculée par rapport à un plan de masse (Figure 2.6), ce qui n'est pas possible avec la configuration de la ligne de Goubau planaire.

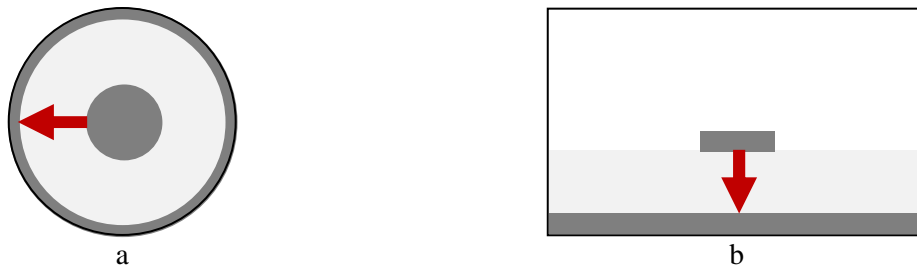


Figure 2.6 a. Câble coaxial en simulation avec le vecteur qui définit la ligne orientée permettant le calcul de la tension entre le conducteur central et le blindage, b. ligne micro-ruban en simulation avec le vecteur qui définit la ligne orientée le long de laquelle est calculée la tension entre le conducteur principal et le plan de masse [6]

La Figure 2.7 montre une variation d'impédance caractéristique Z_C de 90 à $40\ \Omega$ en fonction de largeur du ruban métallique de ligne de Goubau entre 50 et $500\ \mu\text{m}$, obtenue par simulation sous HFSS à $60\ \text{GHz}$.

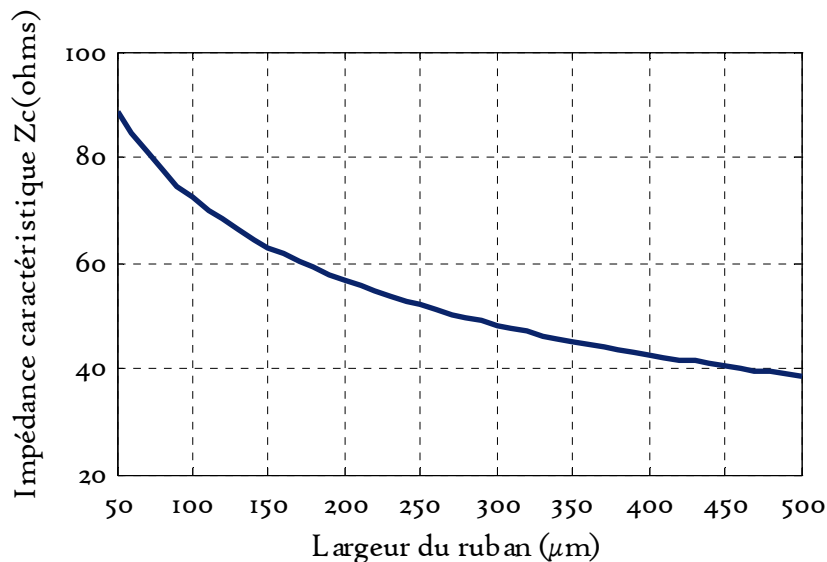


Figure 2.7 Impédance caractéristique simulée Z_c en fonction de la largeur de ligne, pour $f = 60 \text{ GHz}$, $h = 350 \mu\text{m}$

2.4.2 La permittivité effective

Dans l'approximation quasi-TEM, nous pouvons remplacer le milieu de propagation inhomogène diélectrique-air par un diélectrique homogène de permittivité diélectrique effective relative ϵ_{reff} .

La Figure 2.8 nous montre la permittivité effective en fonction de la largeur de ligne de Goubau, d'après une simulation électromagnétique sous HFSS.

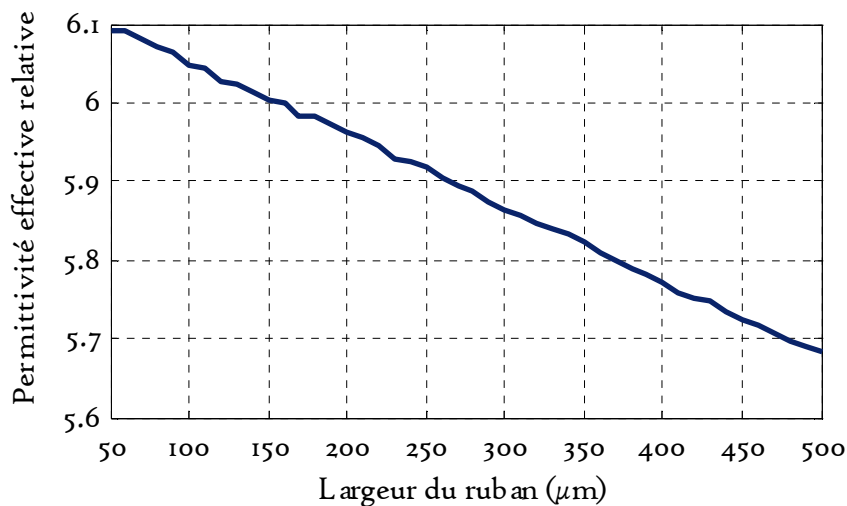


Figure 2.8 Permittivité effective relative ϵ_{reff} en fonction de largeur de la ligne de Goubau, $f = 60 \text{ GHz}$, $h = 350 \mu\text{m}$

2.4.3 Longueur d'onde

Une fois que la constante diélectrique effective relative d'une ligne de Goubau planaire est déterminée par simulation, nous allons tracer la longueur d'onde guidée en fonction de largeur du ruban

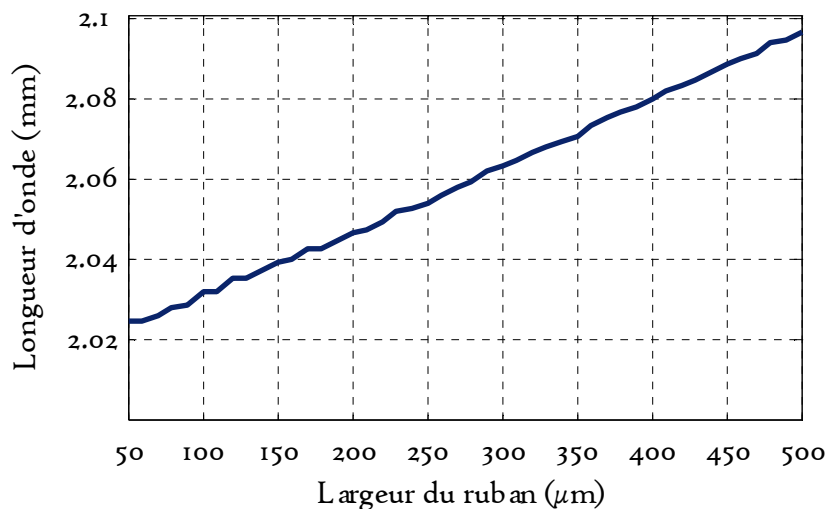


Figure 2.9 Longueur d'onde guidée λ_g en fonction de largeur de la ligne de Goubau, $f = 60 \text{ GHz}$, $h = 350 \mu\text{m}$

Dans la Figure 2.9, nous pouvons remarquer que la longueur d'onde pour une ligne de Goubau sur silicium est $\lambda_g \approx 2 \text{ mm}$ à 60 GHz .

Ensuite nous allons estimer les constantes liées à la propagation $\gamma = \alpha + j\beta$, où β correspond à la constante de phase du signal transmis, et α le coefficient d'atténuation de transmission. Pour finir nous allons définir et calculer le facteur de qualité Q .

2.4.4 Constante de phase β

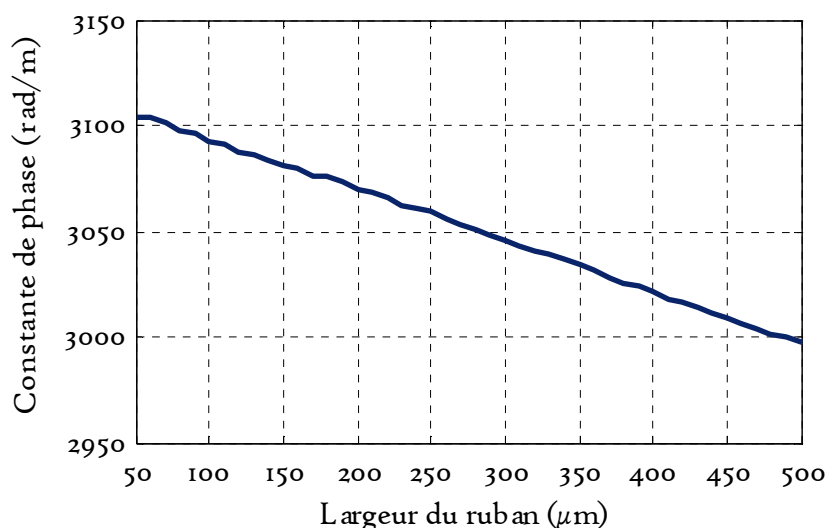


Figure 2.10 Constante de phase β en fonction de largeur de la ligne de Goubau, $f = 60 \text{ GHz}$, $h = 350 \mu\text{m}$

La Figure 2.10 représente la constante de phase β , et montre comment elle est liée inversement à la longueur d'onde (Figure 2.9).

2.4.5 Le coefficient d'atténuation α

La constante de propagation pour une ligne de transmission est exprimée par

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

Où la partie réelle α (Neper/ unité de longueur) est la somme des trois types de pertes [7]:

- Les pertes dans le conducteur métallique: α_c
- Les pertes dans la couche diélectrique: α_d
- Les pertes par rayonnement: $\alpha_{rayonnement}$

$$\alpha_{total} = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_{rayonnement}$$

Ces pertes α se convertissent en dB selon:

$$\begin{aligned} \alpha(\text{dB/unité de longueur}) &= (20 \log_{10} e) \alpha \text{ (Neper/unité de longueur)} \\ &\approx 8.686 \times \alpha \text{ (Neper/unité de longueur)} \end{aligned}$$

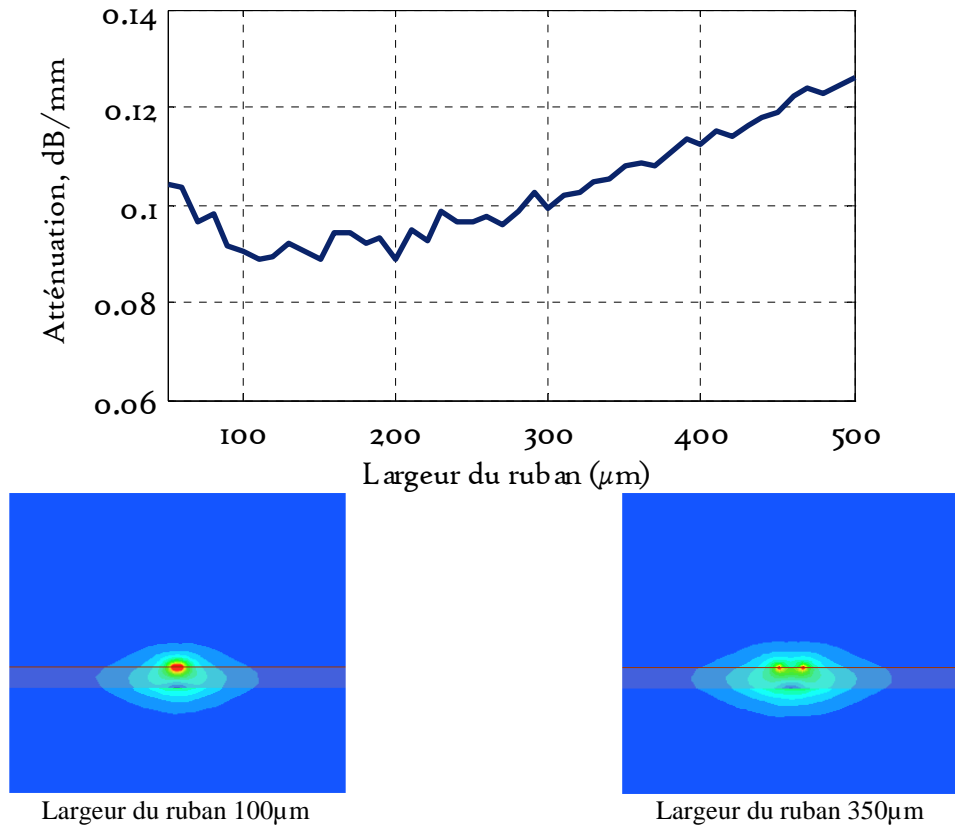


Figure 2.11 Coefficient d'atténuation simulé α en fonction de la largeur de la ligne de Goubau, $f = 60 \text{ GHz}$, $h = 350 \mu\text{m}$, et cartographies correspondantes de l'amplitude du champ électrique

Dans la Figure 2.11, qui représente les pertes α ($\alpha=0,09 \text{ dB/mm}$ pour une ligne de Goubau planaire de largeur de $100 \mu\text{m}$ à 60GHz) en fonction de la largeur du ruban, l'allure de la courbe suggère que les pertes dans le conducteur métallique et les pertes par rayonnement sont prédominantes jusqu'à $300\mu\text{m}$ de largeur de ruban, alors qu'à partir de $300\mu\text{m}$ de largeur

CHAPITRE II: Ligne de Goubau Planaire

de ruban, les pertes par rayonnement sont plus importantes et sont les pertes prédominantes, pendant que les pertes dans le conducteur métallique sont négligeables en raison du confinement du champ électrique aux deux bords du ruban métallique, ce qui est observé par les cartographies de champ électrique pour des largeurs de ruban 100 μm et 350 μm . Les très faibles pertes qui ont été déterminées à la Figure 2.11 sont la raison de l'intérêt que nous portons à ce type de ligne de transmission planaire.

Pour confirmer cette conclusion nous avons extrait les pertes par rayonnement en utilisant des simulations sous HFSS (Tableau 2.1):

Nous avons simulé une ligne entourée d'une boîte d'air (cube de dimension λ_0) dont les frontières présentent des conditions absorbantes. L'atténuation mesurée correspond $\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_r$. Puis, nous avons simulé la même ligne dans un guide d'ondes métallique de largeur et de hauteur égale à $\lambda_g/4$. L'atténuation mesurée correspond à $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$.

Pour déterminer les pertes par rayonnement, nous examinons la différence entre les pertes en espace libre et les pertes dans un guide d'ondes. Nous observons bien l'accroissement des pertes par rayonnement pour un ruban plus large: ces pertes représentent 50% des pertes globales pour un ruban de largeur 350 μm contre 30% pour une largeur de 100 μm , et peuvent donc être considérées comme prépondérantes dans le premier cas.

Tableau 2.1 Étude des pertes à 60GHz

Pertes en dB/mm	100 μm	350 μm
$\alpha = \alpha_c + \alpha_d + \alpha_r$	0,0906	0,1077
$\alpha = \alpha_c + \alpha_d$	0,0630	0,0542
$\alpha = \alpha_r$	0,0276	0,0535

2.4.6 Le facteur de qualité

Le calcul du facteur de qualité est très intéressant pour les circuits L-C et les lignes de transmission, puisque le facteur de qualité Q est directement lié à la performance des lignes de transmission: plus le facteur de qualité est élevée, plus les pertes sont faibles.

Pour une ligne de transmission de constante de propagation

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

Le facteur de qualité donné par :

$$Q = \frac{\beta}{2 \times \alpha}$$

Le facteur de qualité est donc directement lié aux constantes de propagation β et α , puisqu'il est proportionnel à la constante de phase β , et inversement proportionnel à l'atténuation α .

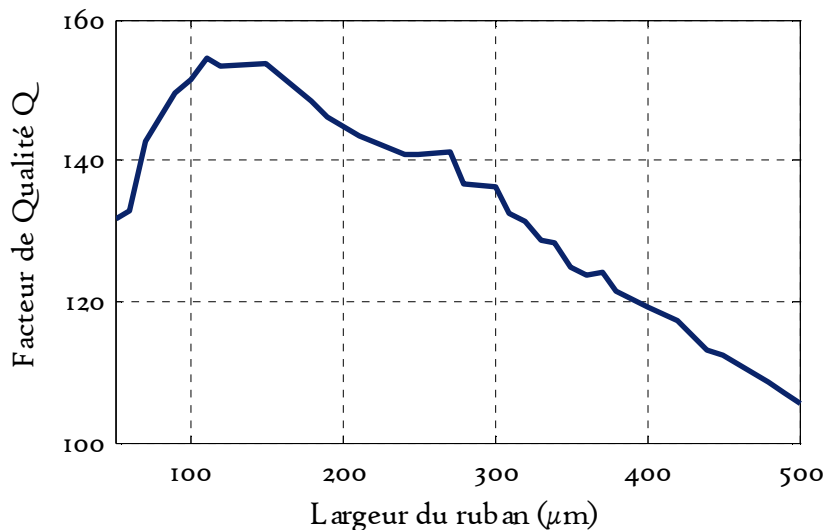


Figure 2.12 Facteur de qualité simulé $Q = \beta / (2 \times \alpha)$ en fonction de largeur de la ligne de Goubau, $f = 60 \text{ GHz}$, $h = 350 \mu\text{m}$

La Figure 2.12, montre un facteur de qualité entre 100 et 150 en fonction de la largeur du ruban, ce qui est élevé en comparaison avec [8] pour un guide d'ondes coplanaire à ondes lentes de facteur de qualité de 34, et avec [9] pour un guide d'ondes le facteur de qualité de 16. Cette allure du facteur de qualité montre qu'il est inversement proportionnel aux pertes de transmission α représentées à la figure précédente.

2.5 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons étudié une structure de lignes de Goubau planaire sur un substrat de silicium haute résistivité. Nous avons montré par simulation électromagnétique la distribution du champ électrique pour différentes épaisseurs de substrat diélectrique et plusieurs permittivités diélectriques. Nous avons aussi présenté les caractéristiques de cette structure (impédance caractéristique, longueur d'onde et pertes de transmission) en fonction de la largeur de la piste métallique, avec des pertes d'insertion $\alpha = 0,09$ dB/mm à 60GHz pour une ligne de largeur de 100 μm .

Dans le chapitre suivant et en vue de mesurer les structures réalisées, nous allons proposer d'ajouter une autre couche diélectrique au-dessous de cette structure, cette couche permettant de conserver le bon mode de propagation électromagnétique le long de lignes de Goubau planaires, en éloignant le ruban de la perturbation introduite par le plateau métallique du banc de mesure.

2.6 Bibliographie:

1. George Lawrence. MATTHAEI, Leo. YOUNG et Edward McClung Thompson. JONES *Microwavefilters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech house, 1980.
2. David M. POZAR, *Microwave engineering*. John Wiley& Sons, 2009.
3. J. EMOND, M. GRZESKOWIAK, G. LISSORGUES *et al.* A low loss planar goubau line and a coplanar PGL transition on high resistivity silicon substrate in the 57–64 GHz band. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2012, vol. 54, no 1, p. 164-168.
4. G. GOUBAU. Surface waves and their application to transmission lines. *Journal of Applied Physics*, 1950, vol. 21, no 11, p. 1119-1128.
5. Arnold. SOMMERFELD, Ueber die Fortpflanzung elektrodynamischer Wellen längs eines Drahtes. *Annalen der Physik*, 1899, vol. 303, no 2, p. 233-290.
6. ANSYS-HFSS <http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>
7. Jia-Shen G. HONG et Michael J. LANCASTER. *Micro strip filters for RF/microwave applications*. John Wiley& Sons, 2004.
8. Xiao-Lan. TANG, Anne-Laure. FRANC, Emmanuel. PISTONO *et al.* Performance improvement versus CPW and loss distribution analysis of slow-wave CPW in 65 nm HR-SOI CMOS technology. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2012, vol. 59, no 5, p. 1279-1285.

9. D. A. A.MAT, R. K. POKHAREL, R. SAPAWI *et al.* Low-loss 60 GHz patterned ground shield CPW transmission line. In : *TENCON 2011-2011 IEEE Region 10 Conference*. IEEE, 2011. p. 1118-1121.

10. KEYSIGHT TECHNOLOGIES. <http://www.keysight.com/en/pd-1349333-pn-E8361C/pnamicrowavenetworkanalyzer?cc=FR&lc=fr&lsrc=true&searchT=E8361C>

3 CHAPITRE III: Ligne de Goubau Planaire sur Silicium et Verre



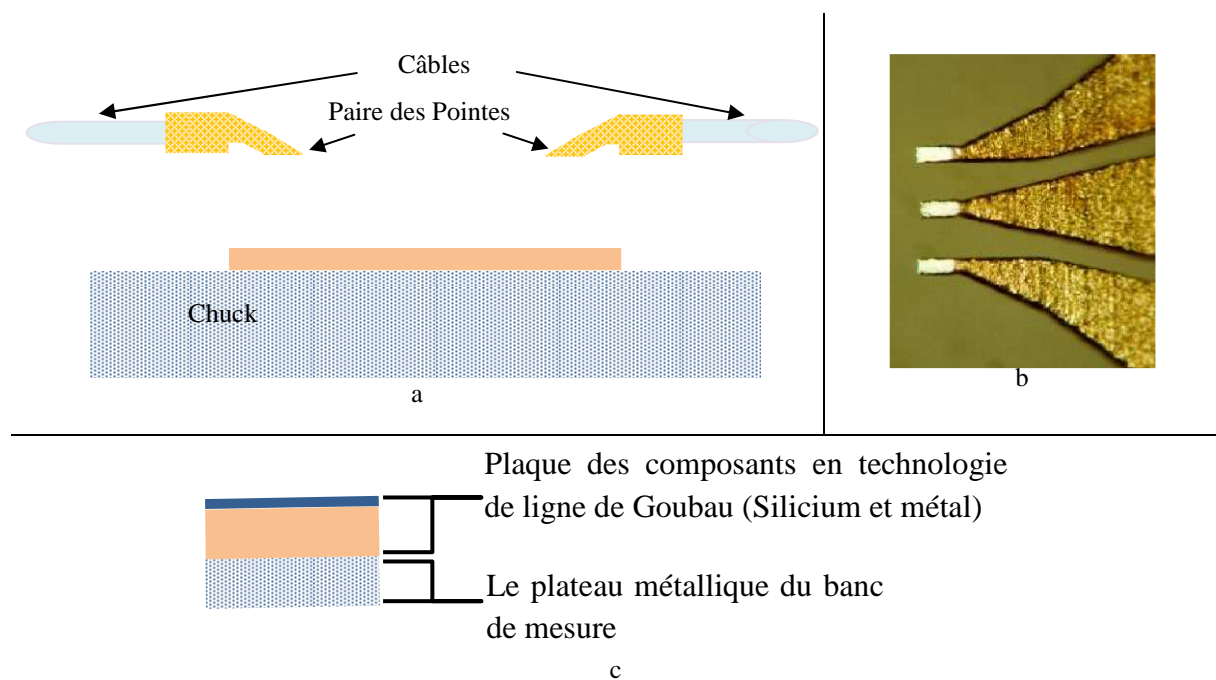
3.1 Introduction

Afin de mesurer les structures qui seront réalisées, nous utilisons un banc de mesure qui se compose d'un analyseur de réseaux E8361C 10 MHz-67 GHz de Keysight Technologies [1], d'une station constituée d'une paire de pointes coplanaires RF (I67-A-GSG-150) connectées à l'analyseur par des câbles. Les pointes sont au-dessus d'un Chuck (support métallique maintenant l'élément à tester par aspiration) (Figure 3.1a).

En raison de l'utilisation du banc de mesure avec ces caractéristiques (le Chuck métallique et la paire de pointes), nous avons donc deux problèmes à résoudre:

- L'influence du plateau métallique du banc de mesure sur les performances de la ligne.
- La paire de pointes qui représentent l'accès et la sortie du banc de mesure; celle-ci doivent être posées sur des lignes coplanaires.

L'étude des transitions coplanaires-ligne de Goubau nécessaires pour poser la paire d'accès à trois pointes (Ground-Signal-Ground) sera présentée plus tard. Dans un premier temps, nous allons étudier l'influence du plateau métallique du banc de mesure.



Dans ce cas, et quand nous mettons la plaque des composants réalisés en technologie de ligne de Goubau (qui consiste en un ruban métallique sur une couche de silicium) sur le plateau du banc de mesure, nous avons un deuxième conducteur métallique représenté par ce plateau au-dessous la couche diélectrique de silicium (Figure 3.1c), nous avons donc une configuration des composants de type technologie micro-ruban (métal-diélectrique-métal) au lieu de la technologie de ligne de Goubau planaire souhaitée.

CHAPITRE III: Ligne de Goubau Planaire sur Silicium et Verre

La Figure 3.2 nous montre précisément le changement de mode de propagation dans les deux cas, le premier pour la ligne de Goubau sur silicium et le deuxième pour la même ligne sur le plateau métallique du banc de mesures.

Sur la Figure 3.2a les lignes de champ électrique montrent un mode de propagation de Goubau, où les lignes partent de façon radiale et de la même manière dans toutes les directions autour de la ligne métallique, contrairement au cas sur le plateau métallique (Figure 3.2b), où les lignes de champ électrique (qui partent en direction du Chuck) représentent un mode de propagation de type ligne micro-ruban.

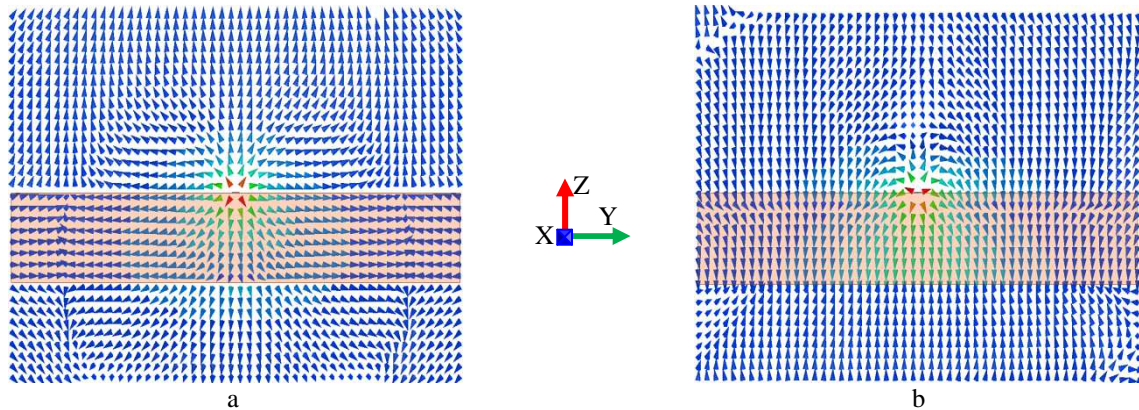


Figure 3.2 a. Lignes de champ électrique pour ligne de Goubau planaire, b. lignes de champ électrique pour ligne de Goubau planaire sur un support métallique qui correspond au plateau du banc de mesure. Simulation à 60GHz pour un ruban de largeur $W=50\mu\text{m}$ et une propagation suivant la direction des X croissants.

Pour résoudre ce problème et en nous basant sur la distribution du champ électrique qui a été présentée précédemment dans les Figures 2.4-2.5, nous avons deux possibilités pour y remédier:

- Utiliser une couche de permittivité diélectrique plus élevée, car nous avons montré que le champ électromagnétique devient plus confiné autour du ruban métallique et dans la couche diélectrique : cela devrait permettre de limiter l'influence du plateau sur les lignes des champs, et notamment sur le champ électrique.
- Éloigner le plateau en augmentant l'épaisseur de la couche diélectrique ou bien en ajoutant une autre couche isolante entre le silicium et le plateau métallique du banc de mesure.

Pour cela nous avons fait une comparaison entre deux cas, le premier avec une couche de permittivité diélectrique égale 20, et le deuxième en ajoutant une couche de $500\mu\text{m}$ d'épaisseur de verre de permittivité relative égale 4.

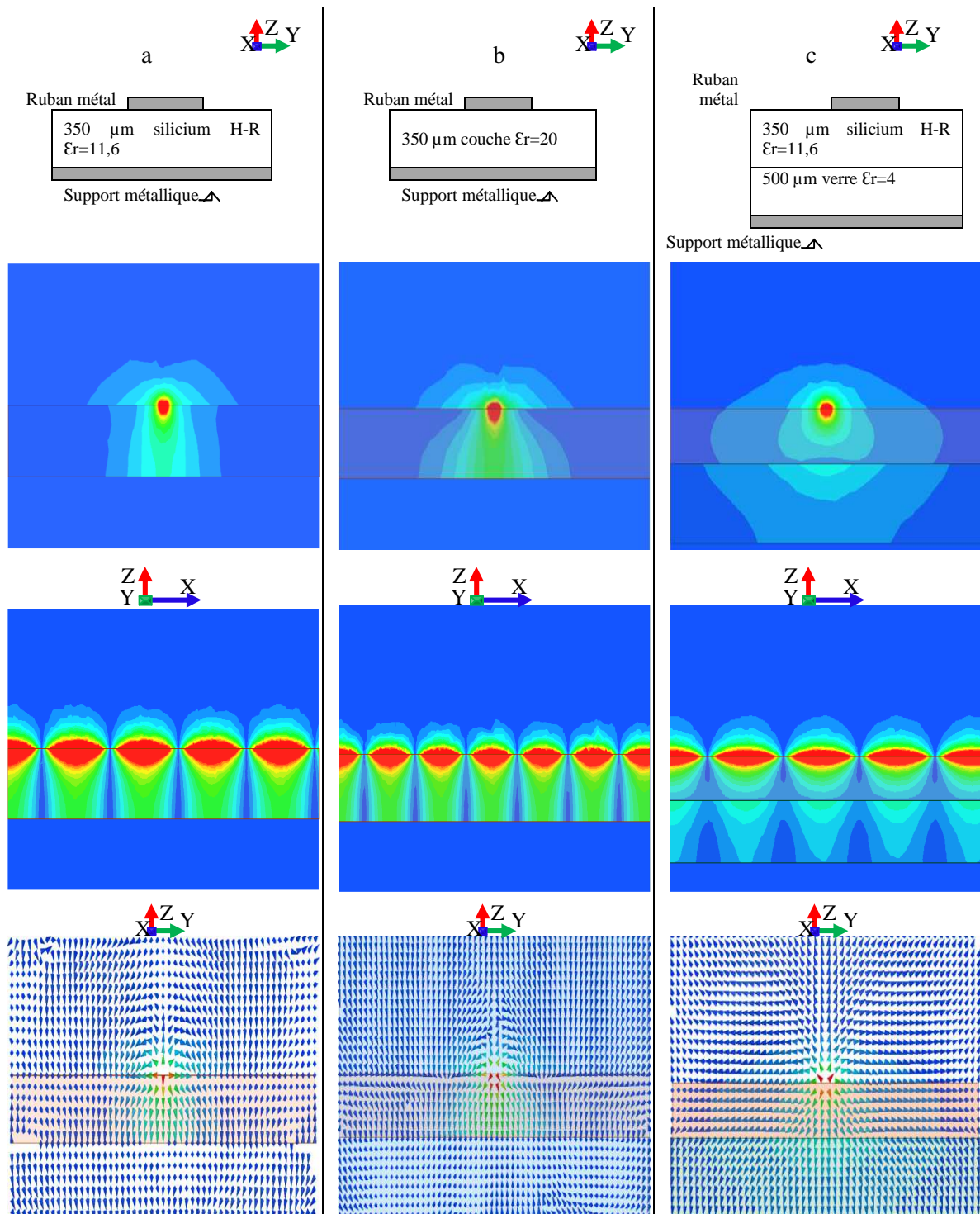


Figure 3.3 Cartographies et lignes de champ électrique dans les plans transversal et longitudinal pour: a. ligne de Goubau sur 350μm de silicium haute résistivité de permittivité diélectrique relative 11,6 sur le plateau métallique du banc de mesure, b. ligne de Goubau sur une couche de permittivité diélectrique relative 20 sur le plateau métallique du banc de mesure, c. ligne de Goubau sur un substrat bicouche de 350μm de silicium haute résistivité et 500 μm de verre sur le plateau de banc de mesure

La première configuration (Figure 3.3a) correspond à un ruban métallique déposé sur une couche diélectrique de silicium haute résistivité d'épaisseur de 350 μm et de permittivité

relative de 11,6 avec un support métallique au-dessous qui correspond au plateau métallique du banc de mesure. En ce qui concerne la configuration observée à la Figure 3.3b la permittivité relative est augmentée jusqu'à 20 tout en conservant la même épaisseur de diélectrique. La Figure 3.3c représente un ruban métallique sur 350 μm d'épaisseur de silicium haute résistivité avec une couche de 500 μm d'épaisseur de verre de permittivité relative égale 4 entre le silicium et le support métallique du banc de mesure, (voir Figures 2.3b, 2.4a pour comparer avec ligne de Goubau planaire sur silicium sans plateau métallique).

En observant les cartographies des champs électriques des 3 configurations proposées, nous remarquons tout d'abord une variation de la vitesse de phase entre les 3 configurations. Nous observons également que même en utilisant une couche de permittivité élevée, nous perdons le mode de propagation de Goubau et nous aurons un mode de micro-ruban, tandis qu'en ajoutant une couche de verre entre le silicium et le plateau métallique de mesure nous passons à un mode qui est plus proche d'un mode de propagation de Goubau, ce qui signifie que l'influence du plateau métallique a été limitée suffisamment pour avoir un mode de propagation proche du mode de ligne de Goubau planaire grâce à la couche de verre.

C'est pourquoi, pour résoudre le problème de la perturbation du mode de propagation due au banc de mesure, nous avons choisi d'ajouter une couche de verre d'une épaisseur de 500 μm sous la couche de silicium de 350 μm , cette structure peut être appelée une ligne de Goubau planaire modifiée. Dans la suite nous allons présenter cette structure de ligne de Goubau modifiée, et étudier ses paramètres caractéristiques.

3.2 Présentation de Ligne de Goubau planaire sur silicium et verre

Nous allons présenter dans cette partie la structure qui sera réalisée et caractérisée par la suite, après ajout de la couche de verre en-dessous de la couche de silicium. Cette structure est donc constituée d'un ruban métallique d'aluminium d'épaisseur 1 μm déposé sur un substrat bicouche, une première couche d'épaisseur de 350 μm de silicium haute résistivité (de conductivité de 0,025 S/m, et permittivité relative de $\epsilon_r = 11,6$), sur une deuxième couche d'épaisseur de 500 μm de verre (de permittivité relative $\epsilon_r = 4$), et le tout se positionne au-dessus d'un support métallique du banc de mesure.

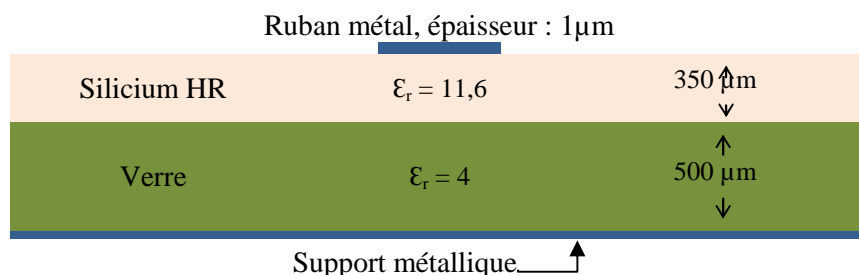


Figure 3.4 Ligne de Goubau sur bicouche silicium et verre+plateau métallique

Afin de bien étudier et comprendre la nouvelle structure de la Figure 3.4, une comparaison entre les deux structures (la couche silicium seule ou la structure bicouche de silicium et verre) sera présentée ci-après.

3.3 Influence de la largeur de la ligne de Goubau planaire sur silicium+verre

Nous allons présenter dans cette partie une comparaison entre les deux structures:

- un ruban d'aluminium d'épaisseur $1 \mu\text{m}$ et de longueur 2 mm de conductivité $\sigma = 4.1 \times 10^7 \text{ S/m}$, déposée sur un substrat de silicium haute résistivité d'épaisseur de $350 \mu\text{m}$, permittivité relative $\epsilon = 11,6$ et conductivité $\sigma = 0.025 \text{ S/m}$
- un ruban d'aluminium d'épaisseur $1 \mu\text{m}$ et de longueur 2 mm de conductivité $\sigma = 4.1 \times 10^7 \text{ S/m}$, déposée sur un substrat bicouche de silicium et verre: silicium haute résistivité d'épaisseur de $350 \mu\text{m}$, permittivité relative $\epsilon = 11,6$ et conductivité $\sigma=0,025 \text{ S/m}$, verre d'épaisseur de $500 \mu\text{m}$ et permittivité relative $\epsilon = 4$, avec une couche métallique au-dessous représente le plateau métallique du banc de mesure.

Les Figure 3.5-Figure 3.10 suivantes montrent une comparaison à partir des simulations effectuées sous HFSS de l'impédance caractéristique, la permittivité effective, la longueur d'onde, et les constantes liées à la propagation (β , α , et le Q) obtenues pour les deux structures présentées précédemment.

3.3.1 Impédance caractéristique

Commençons par l'impédance caractéristique à la Figure 3.5: nous observons, une augmentation de l'ordre de 10% environ pour la structure en silicium et verre.

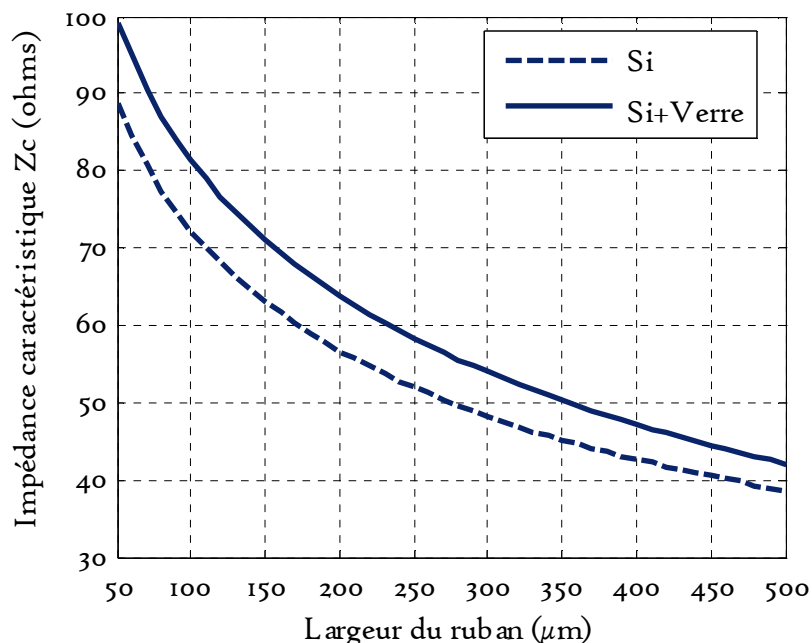
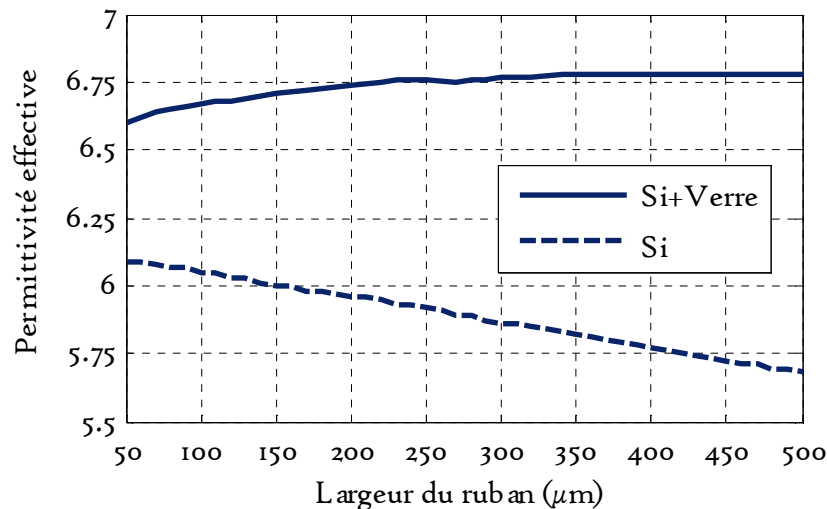


Figure 3.5 Impédance caractéristique Z_c en fonction de la largeur du ruban, pour la structure avec silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique

3.3.2 La permittivité effective

La Figure 3.6 montre l'évolution de la permittivité effective dans les deux cas, avec des valeurs comprises 6,6 et 6,76 pour la structure avec la couche de verre avec une largeur de

ruban comprise entre 50 et 500 μm , soit une variation plus faible qu'avec la structure en silicium, avec une variation relative de 2,4% contre 7% avec le silicium seul.



22

Figure 3.6 Permittivité relative effective ϵ_{reff} à 60GHz en fonction de la largeur du ruban, pour la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique

3.3.3 Longueur d'onde

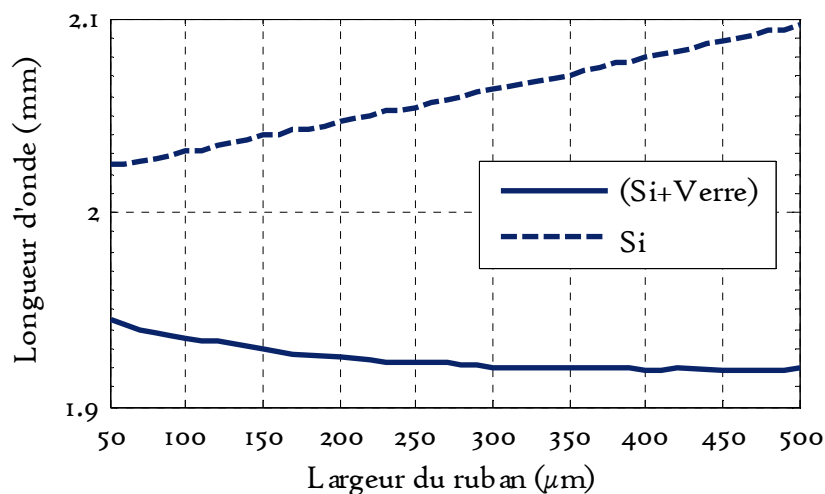


Figure 3.7 Longueur d'onde λ_g à 60GHz en fonction de la largeur du ruban, pour la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique

La variation de la longueur d'onde en fonction de la largeur du ruban métallique est représentée sur la Figure 3.7 : pour la structure de silicium seul, la longueur d'onde est comprise entre 2,02 et 2,1 mm donc une variation relative de 3,9%, alors qu'avec l'ajout de la couche de verre, nous avons une longueur d'onde guidée variant entre 1,92 et 1,94 mm soit une variation relative de 1,0%.

3.3.4 Les constantes de propagation α et β , et le coefficient de qualité Q

3.3.4.1 Les pertes de transmission α

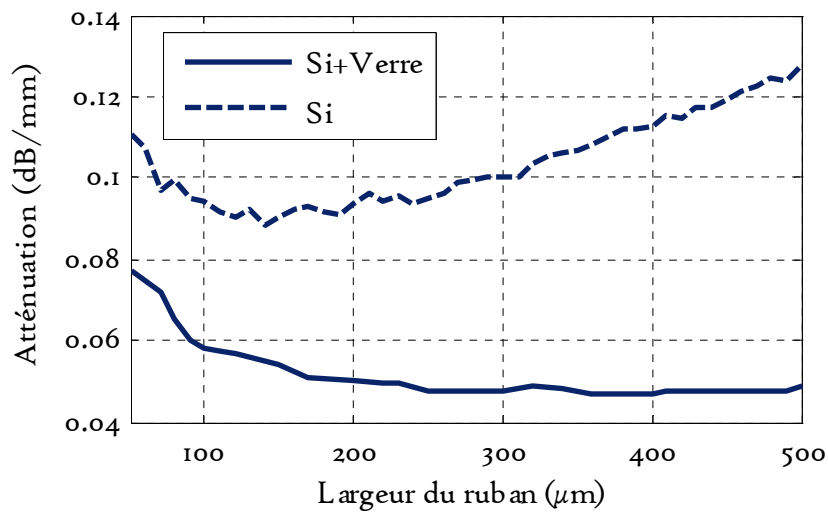


Figure 3.8 Atténuation dB/mm à 60GHz, en fonction de la largeur du ruban, la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique

En regardant la Figure 3.8 qui montre l'évolution des pertes totales α , nous observons que la fait d'ajouter la couche de verre, qui confine davantage le champ électrique dans le verre, permet de diminuer les pertes par rayonnement par rapport à la structure sans verre. Par ailleurs, la nature des pertes prédominantes semble changer. En effet, les pertes totales augmentent avec la largeur du ruban dans le cas de la structure sans verre, alors qu'elles diminuent pour celle contenant une couche de verre: il semblerait que les pertes prédominantes soient celles par conduction dans le ruban métallique pour la structure silicium-verre, qui diminuent lorsque le ruban s'élargit, alors dans la structure avec un seul substrat de silicium les pertes prédominantes seraient celles par rayonnement.

3.3.4.2 La constante de phase β

Pour la constante de phase sur la Figure 3.9, la différence de valeur obtenue entre les deux structures (silicium seul et silicium+verre) vient de leur différence de longueur d'onde : la constante de phase est inversement proportionnelle à la longueur d'onde.

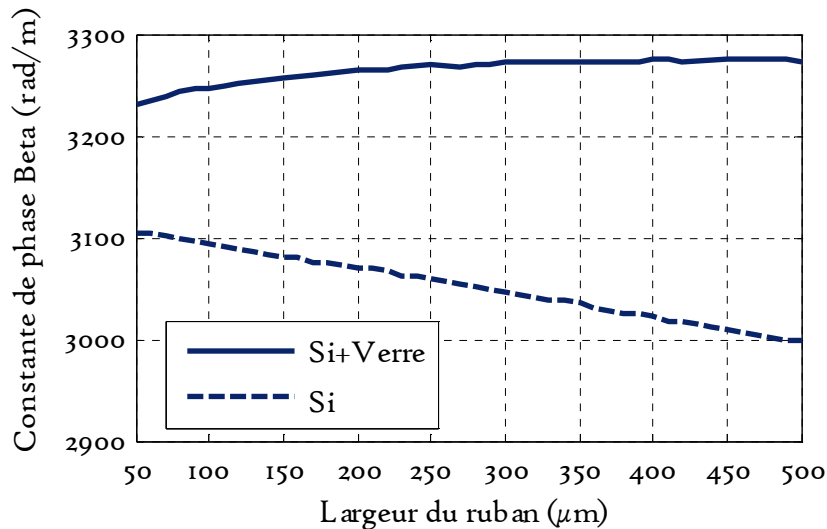


Figure 3.9 Constante de phase β en rad/m à 60GHz en fonction de la largeur du ruban, pour la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique

3.3.4.3 Facteur de Qualité Q

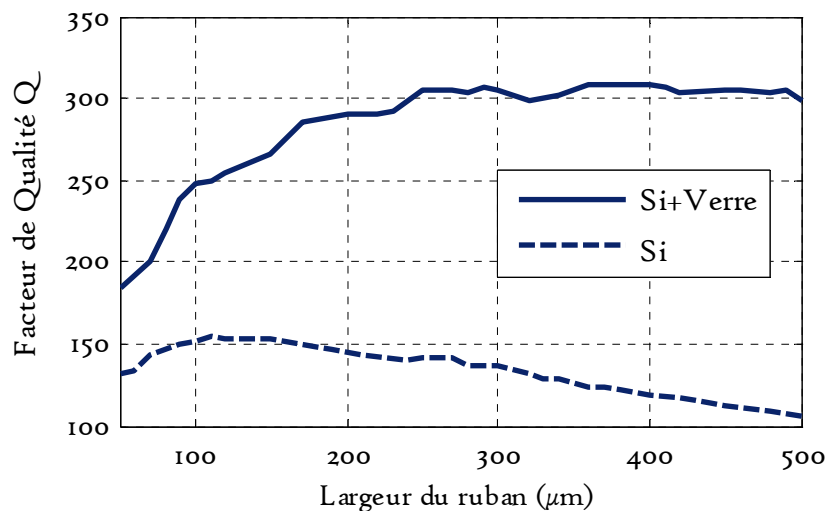


Figure 3.10 Facteur de Qualité à 60GHz en fonction de la largeur du ruban, pour la structure sur silicium seul (sans plateau métallique), et celle sur silicium+verre+plateau métallique

CHAPITRE III: Ligne de Goubau Planaire sur Silicium et Verre

La Figure 3.10 montre la variation du facteur de qualité pour les 2 structures en fonction de la largeur du ruban métallique. La structure de silicium seul présente un facteur de qualité variant 150 à 100 lorsque le ruban métallique s'élargit, en raison de l'augmentation des pertes déjà observée, tandis que pour la structure avec le verre le facteur de qualité augmente avec l'élargissement du ruban métallique : ce phénomène est dû à la diminution des pertes totales, en raison du confinement du champ métallique grâce à l'ajout du verre et de la prédominance des pertes métalliques, qui diminuent quand le ruban métallique s'élargit.

Au vu des résultats précédents sur la ligne de Goubau planaire sur silicium et verre reposant sur du métal, nous allons nous concentrer dans la partie suivante sur deux largeurs de ligne : 50 et 350 μm . Les deux largeurs de ligne présentent des facteurs de qualité élevés, la ligne de largeur 50 μm a été choisie en raison de son faible encombrement alors que celle de largeur de 350 μm a été sélectionnée pour l'impédance caractéristique de 50 Ω qu'elle présente.

3.4 Propriétés des lignes simples de largeurs 50 et 350 μm

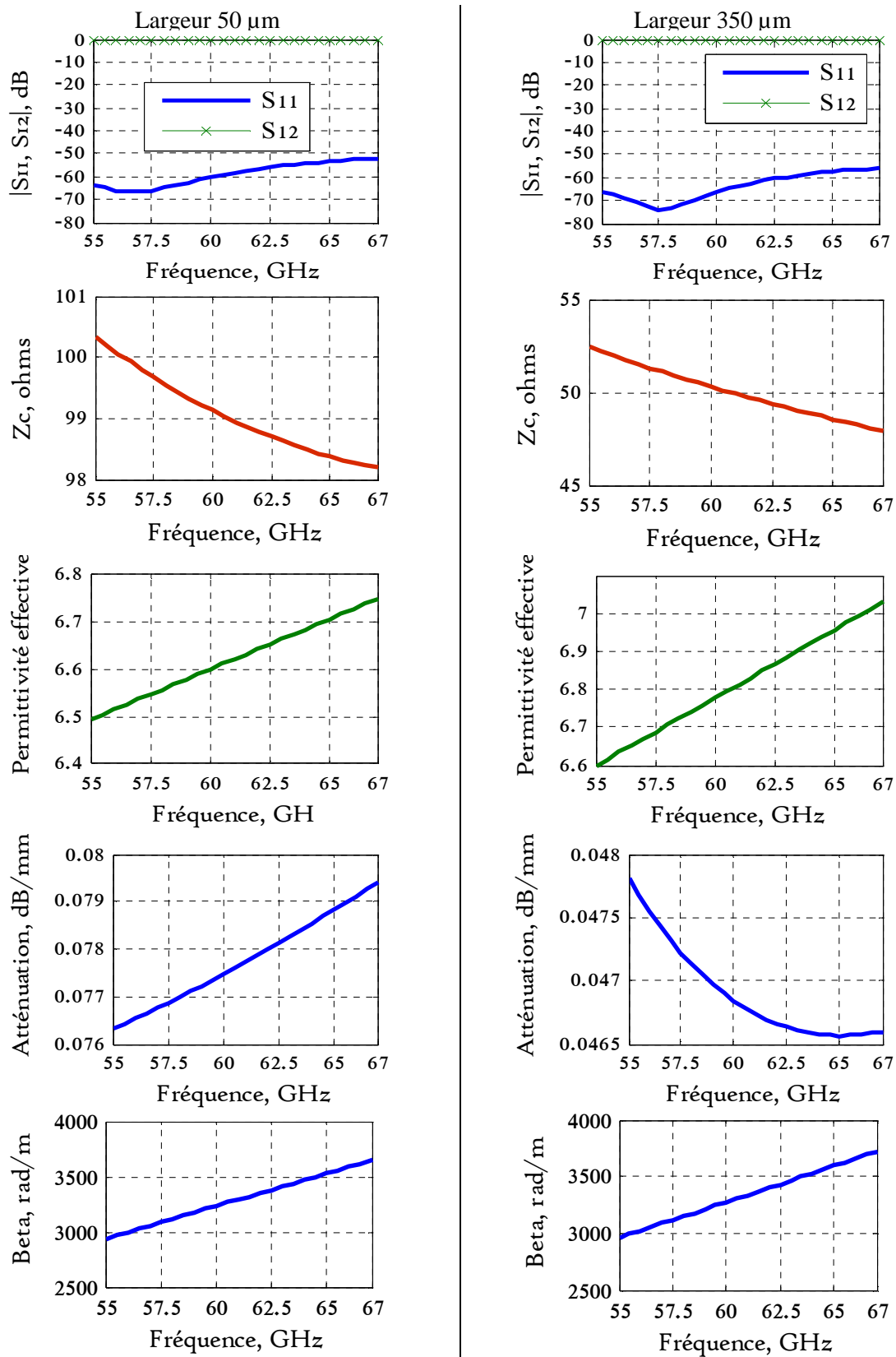


Figure 3.11 Propriétés simulées de la ligne de Goubau planaire (sur silicium+verre+plateau métallique) dans la bande de fréquences 55-67 GHz, pour une longueur de ligne de 2mm et deux largeurs de ruban différentes.

CHAPITRE III: Ligne de Goubau Planaire sur Silicium et Verre

Dans ce paragraphe, nous présentons sur la Figure 3.11 les propriétés simulées dans la bande de fréquences 55-67 GHz des lignes de Goubau sur la bicouche silicium-verre avec une couche métallique en dessous représentant le plateau métallique du banc de mesure, pour les largeurs de ruban choisies précédemment (50 et 350 μm), la longueur du ruban métallique étant dans les deux cas de 2mm.

3.5 Etude paramétrique des lignes parallèles couplées

Comme pour les lignes simples, nous avons réalisé des simulations pour caractériser les lignes de Goubau couplées en parallèles en fonction de la largeur W des lignes et de leur espacement S , les simulations ont été réalisées sous HFSS (voir Figure 3.12). Les caractéristiques des matériaux sont identiques à celles utilisées pour les lignes simples.

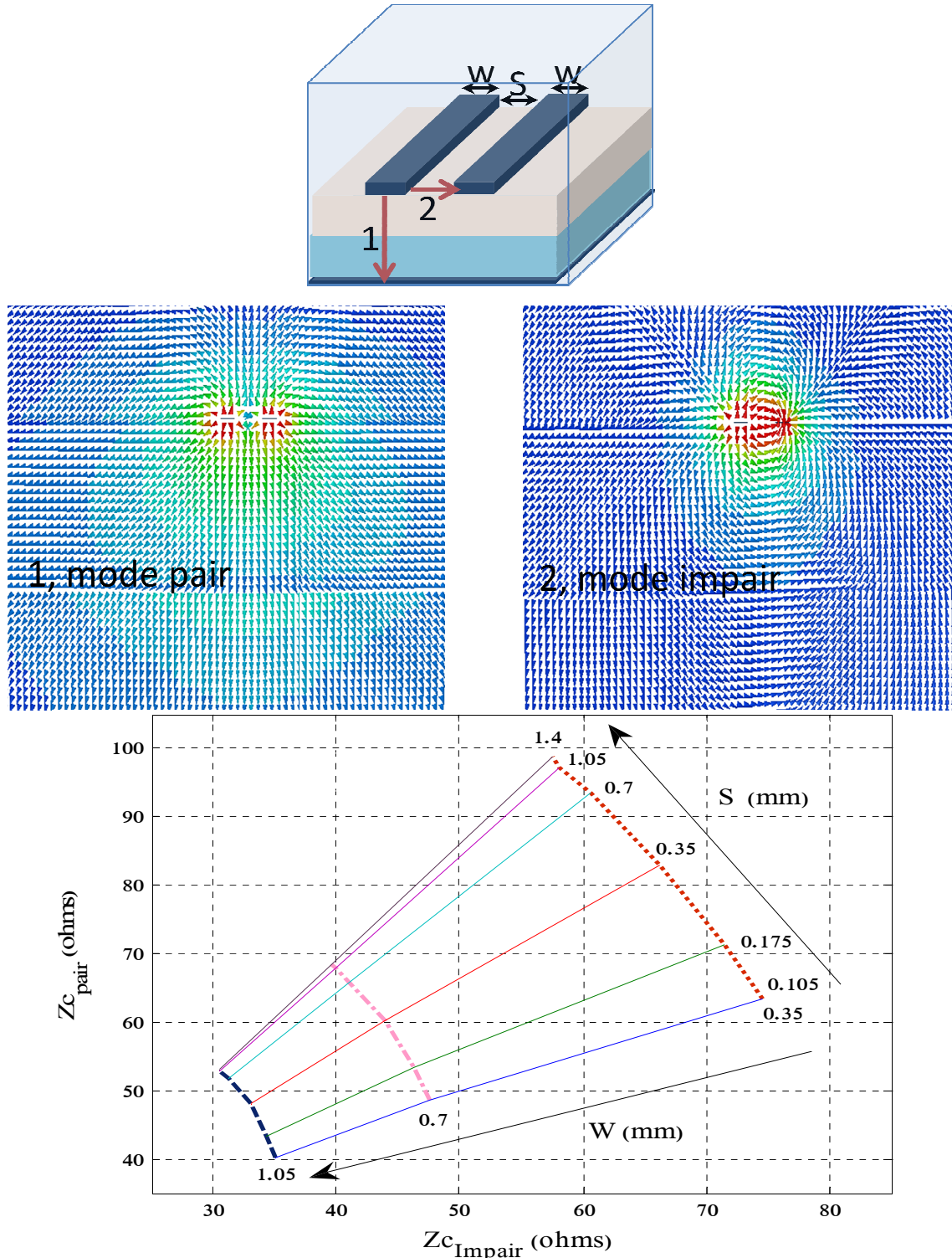


Figure 3.12 Impédances caractéristiques pair et impair deux lignes de Goubau planaires (sur silicium+verre+plateau métallique) couplées en parallèle

CHAPITRE III: Ligne de Goubau Planaire sur Silicium et Verre

Nous avons réalisé des abaques des lignes couplées correspondant à l'impédance caractéristique et la permittivité effective relative, en montrant les deux cas pair et impair, (Figures 3.12-3.13).

La Figure 3.12 montre les impédances pair et impair des lignes de Goubau couplées. L'abaque montré sur la Figure 3.12 est importante pour réaliser des filtres passe-bande à lignes couplées en parallèle, leur conception nécessitant de calculer les impédances paire et impaire afin de trouver les largeurs W des tronçons des lignes couplées et les espaces S entre ces tronçons.

La Figure 3.13 montre les permittivités effectives relatives paire et impaire des lignes de Goubau couplées

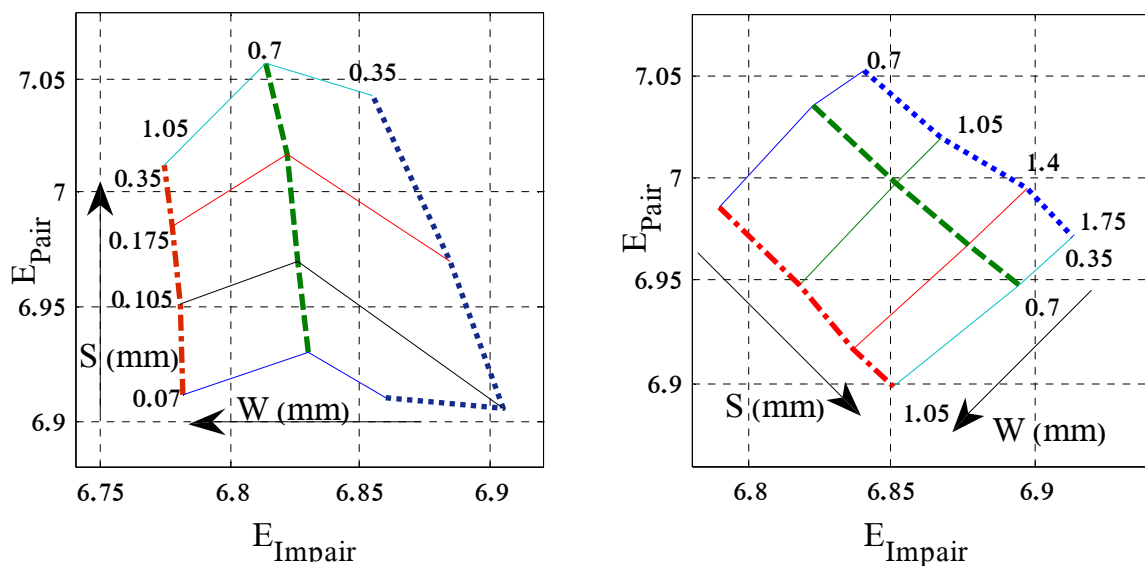


Figure 3.13 la permittivité effective relative paire (E_{pair}) et impaire (E_{impair}) des lignes de Goubau planaires (sur silicium+verre+plateau métallique) couplées en parallèle

3.6 Transition

Les transitions sont des composants nécessaires dans presque tous les systèmes micro-ondes. Elles sont des interconnexions utilisées entre des composants ou entre des lignes de transmission; dans ce dernier cas, la transition reliant deux lignes de transmission permet de changer et transférer la forme des modes de propagation d'une ligne à l'autre. Une transition bien conçue convertit le champ électromagnétique se propageant sur la première ligne en celui se propageant sur la seconde, et réalise également la transformation d'impédance caractéristique nécessaire. Toutes ces transformations doivent s'effectuer avec de faibles pertes d'insertion et un coefficient de réflexion faible (-15 dB au maximum).

La bande passante d'une transition dépend des caractéristiques et types de modes de propagation (TEM, TE, TM) des lignes de transmission associées. A partir de ce concept, [2] dans la Figure 3.14 avait catégorisé les lignes de transmission en fonction du nombre des pistes métalliques, qui impose les modes de propagation électromagnétiques dans les lignes de transmission.

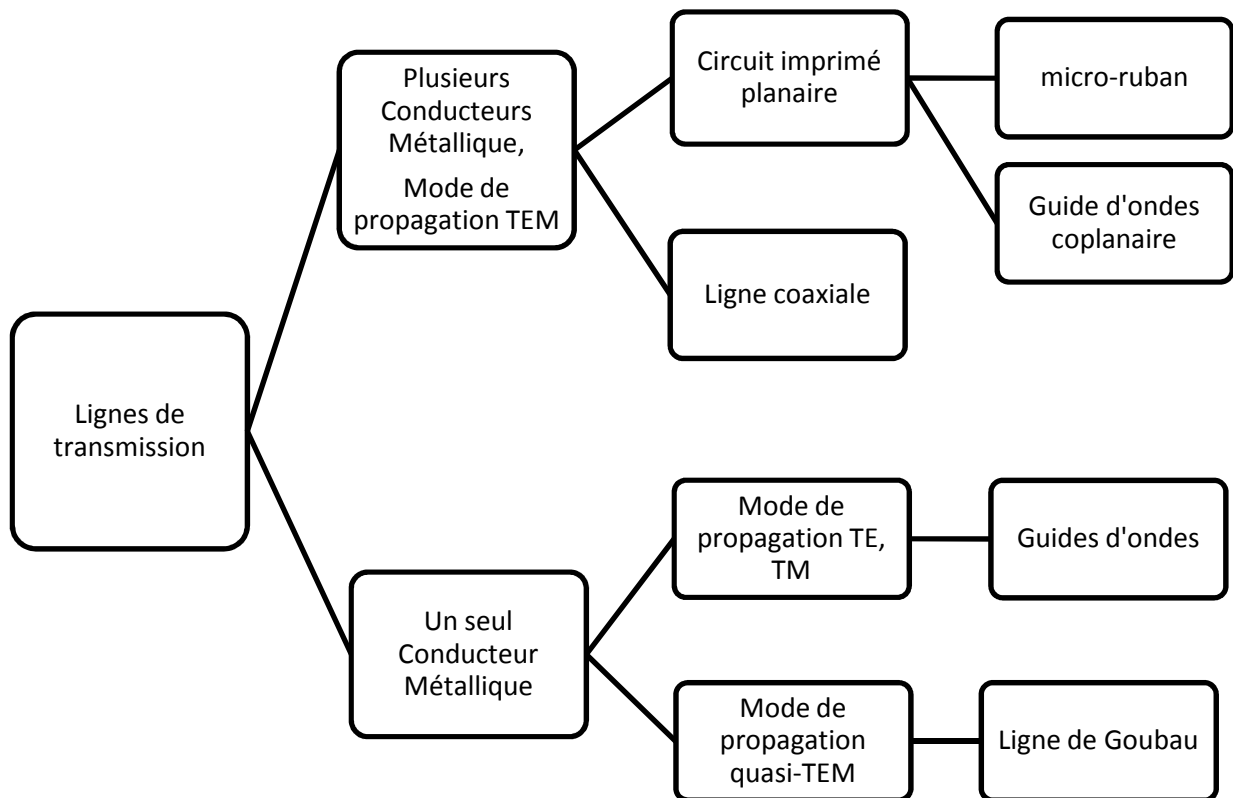


Figure 3.14 Lignes de transmission et modes de propagation associés, (2. Eric. Holzman)

Plusieurs exemples des transitions entre des lignes de transmission de géométries différentes (lignes de transmission planaire, guides d'ondes et câbles coaxiaux) ont été présentés dans la littérature. Nous allons dans cette partie, (et pour résoudre la problématique des accès coplanaires requis par le banc de mesure muni d'accès à trois pointes), proposer deux transitions entre deux lignes de transmission planaires (ligne coplanaire et ligne de Goubau),

la ligne coplanaire était nécessaire pour adapter la plaquette aux accès du banc de mesure, et ligne de Goubau pour accéder à la partie réalisée en technologie de Goubau planaire.

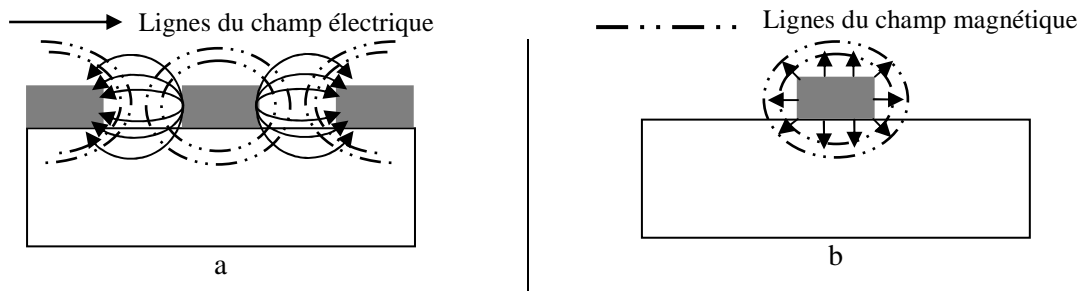


Figure 3.15 Modes de propagation, a. guide d'ondes coplanaire, b. ligne de Goubau planaire

La Figure 3.15 au-dessus nous montre les géométries et les modes de propagation électromagnétique pour les deux technologies utilisées, où le mode de propagation de la ligne coplanaire va « se transformer » en mode de propagation de ligne de Goubau planaire.

Notre transition sera construite selon la forme (Ligne coplanaire-Ligne de Goubau, Ligne de Goubau-Ligne coplanaire), comme schématisé sur la Figure 3.16a. L'impédance caractéristique au niveau des pointes d'accès est l'impédance caractéristique de la partie coplanaire (CPW), dont la valeur est liée aux largeurs des fentes S entre le ruban central et les deux plans de masse ainsi qu'à la largeur de la piste centrale (Figure 3.16b).

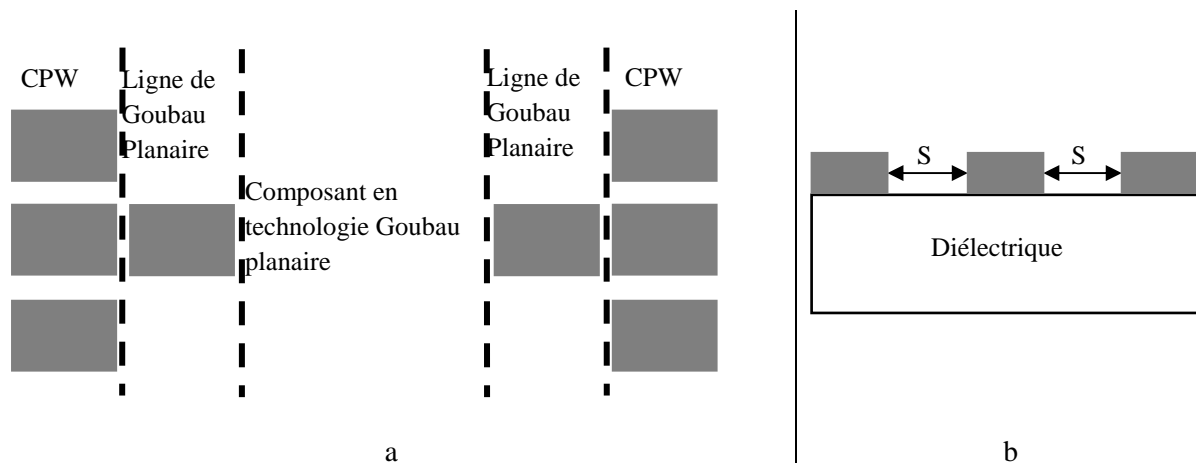


Figure 3.16 a. Transition Coplanaire-ligne de Goubau planaire-Coplanaire, b. guide d'ondes coplanaire

Nous allons présenter deux transitions pour les deux largeurs de la ligne de Goubau planaire, à savoir $50\mu\text{m}$ et $350\mu\text{m}$ (Figure 3.16a).

3.6.1 Transition ligne Coplanaire-Ligne de Goubau (50 μm)

Pour alimenter une ligne de Goubau planaire de largeur de 50 μm , nous avons choisi d'utiliser une ligne coplanaire ayant une piste centrale de largeur 50 μm , de façon à faciliter la conversion d'un mode de propagation à l'autre.

La Figure 3.17 représente une transition coplanaire-ligne de Goubau planaire, qui est composée de deux parties:

- Une ligne coplanaire de longueur de 1,75 mm (1)
- Une ligne de Goubau de longueur de 100 μm (2)

La partie coplanaire se compose de deux sous-parties: une première (1.a) correspond à une ligne coplanaire de ruban central de largeur de 50 μm et de fente de 30 μm sur une longueur de 0,25 mm pour disposer d'un espace suffisant pour poser les pointes sur cette ligne d'impédance caractéristique 50 Ω , et une deuxième partie (1. b) permettant de passer progressivement d'un mode de propagation coplanaire vers un mode de propagation supporté par la ligne de Goubau planaire.

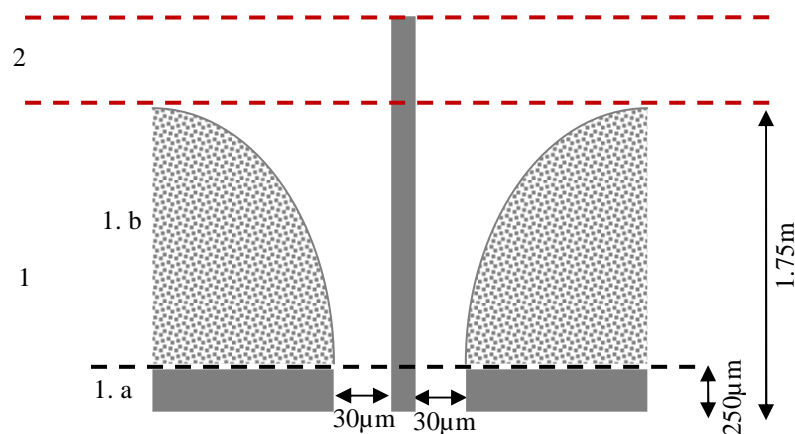


Figure 3.17 Géométrie de la transition entre une ligne coplanaire et une ligne de Goubau planaire de largeur 50 μm

Nous avons simulé sous HFSS la transition ligne coplanaire-ligne de Goubau de longueur 1,75mm, en considérant en plus de la transition une piste métallique de longueur de 100 μm pour la ligne de Goubau planaire : nous avons joint un port d'excitation à chacun des accès.

Le résultat de simulation HFSS vus à la Figure 3.18 montre l'amplitude du champ électrique le long de la transition et les lignes de champ électrique sur les ports d'excitation, pour déterminer de quel mode de propagation il s'agit. La Figure 3.18a représente la distribution de l'amplitude du champ électrique sur les métallisations de la transition ligne coplanaire-ligne de Goubau. Les deux tronçons de ligne coplanaire et de ligne de Goubau sont respectivement sur lignées en vert et violet. La Figure 3.18b représente la distribution du champ électrique sur la partie coplanaire (en vert sur la Figure 3.18a) et nous montre les lignes du champ électrique entre la piste métallique centrale et les deux parties métalliques de part et d'autre, alors que la Figure 3.18c montre les lignes de champ électrique dans la partie violette correspondant à la

ligne de Goubau. Nous remarquons pour la ligne de Goubau que les lignes de champ électrique sont orientées de la piste métallique vers l'extérieur : il y a donc bien eu modification du mode de propagation via la transition, mais il nous faut quantifier les performances de cette transition en terme de transmission et de réflexion à l'aide des paramètres S_{ij} .

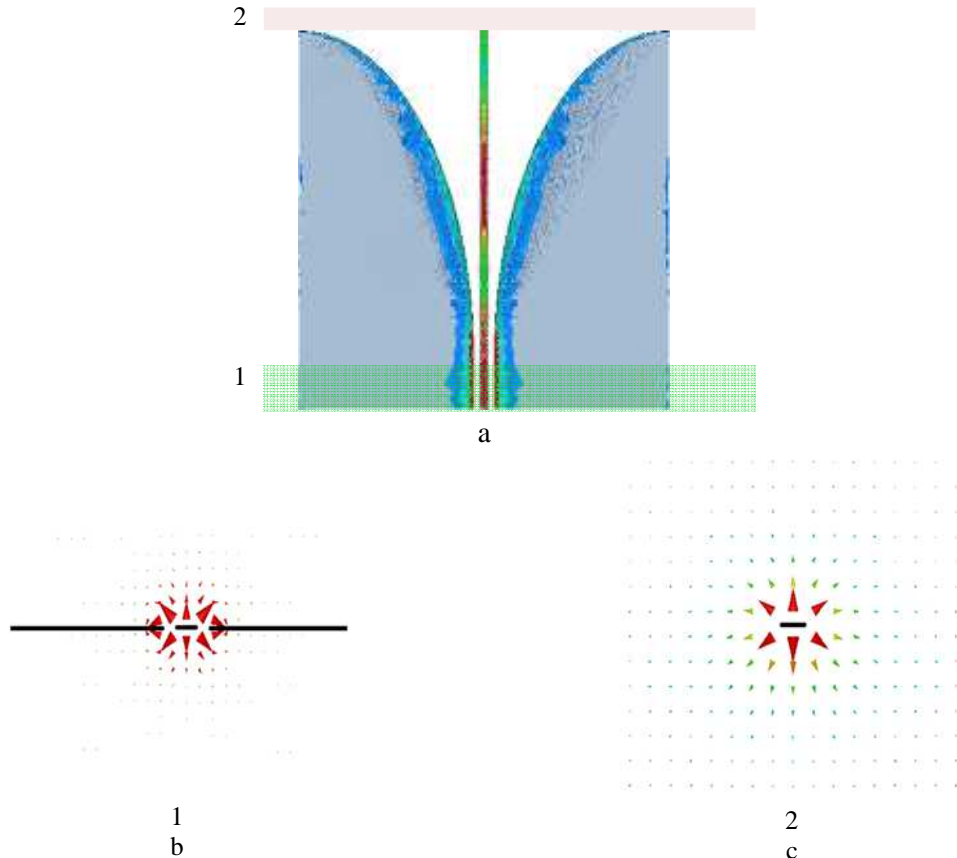


Figure 3.18 a. Amplitude du champ électrique sur les métallisations de la transition, b. Lignes de champ électrique en deux plans transversaux de la transition, 1. Ligne coplanaire, 2. Ligne de Goubau planaire de largeur $50\mu\text{m}$

La Figure 3.19 montre les paramètres S_{ij} pour deux structures simulées, la première pour une transition seule (coplanaire-ligne de Goubau), et la deuxième pour une structure tête-bêche comportant deux transitions de longueur 1.75mm et une ligne de Goubau planaire de longueur de 2 mm (coplanaire-ligne de Goubau-coplanaire).

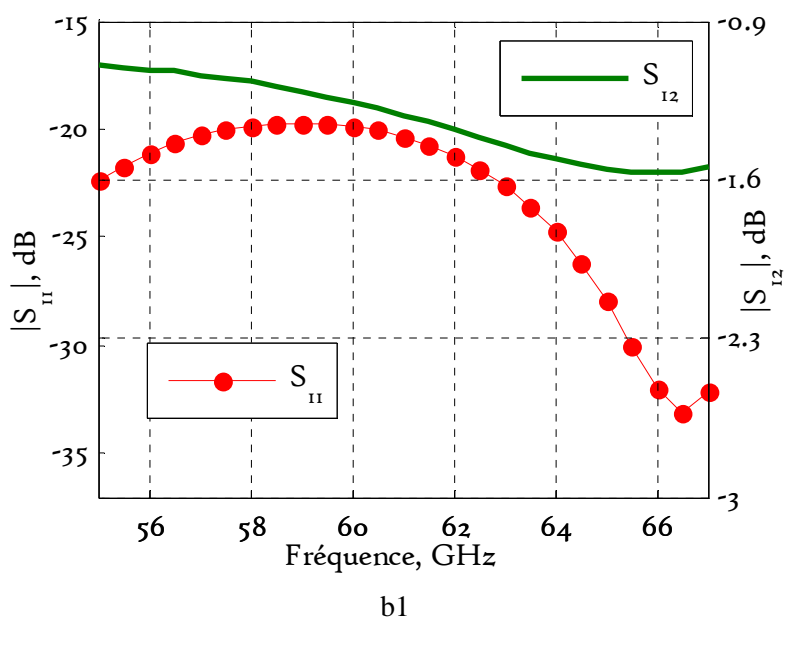
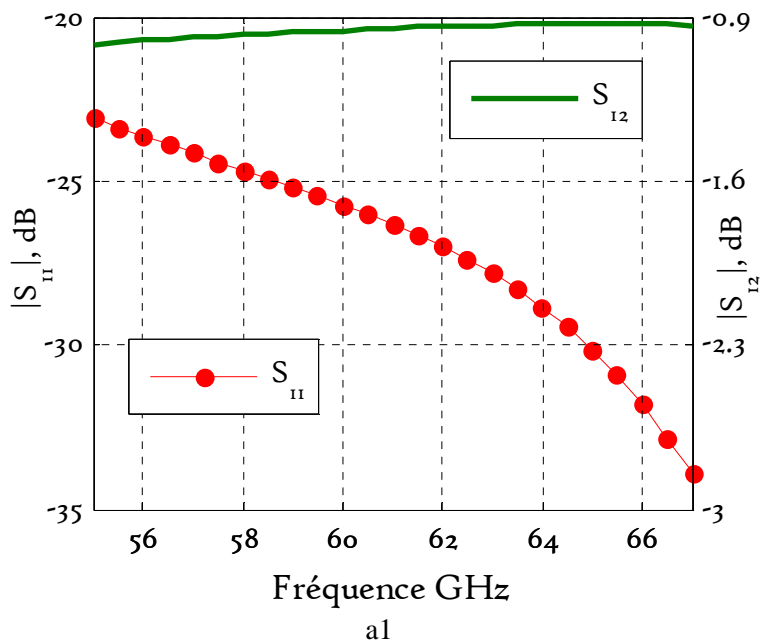


Figure 3.19 Simulation HFSS, a. Structure coplanaire-ligne de Goubau, a.1 paramètres S , a.2.amplitude du champ électrique sur le métal, b. structure tête-bêche coplanaire-ligne de Goubau-coplanaire, b.1 paramètres S ,b.2.amplitude du champ électrique sur le métal

Nous remarquons que pour une transition seule, nous avons des pertes d'insertion < 1 dB avec un coefficient de réflexion inférieur à -20 dB dans toute la bande d'étude. Ces résultats montrent la bonne qualité de la transition.

3.6.2 Transition Coplanaire-Ligne de Goubau ($350 \mu\text{m}$)

La plupart des composants micro-ondes cherchant l'adaptation d'impédance à 50 Ohms, nous allons proposer une transition coplanaire-ligne de Goubau, pour une ligne de Goubau d'une

largeur de $350\ \mu\text{m}$ et impédance caractéristique $50\ \Omega$. Une largeur de ligne de $350\ \mu\text{m}$ ne permet pas de poser les pointes de largeur entre pointes extrêmes de $300\ \mu\text{m}$ (Figure 3.20a). Nous proposons alors d'utiliser un ruban de largeur $50\ \mu\text{m}$ pour l'accès coplanaire puis d'élargir le ruban de $50\ \mu\text{m}$ à $350\ \mu\text{m}$ tout en conservant une impédance caractéristique de $50\ \Omega$ tout au long de la transition: les fentes de la ligne coplanaire vont alors passer progressivement de $30\ \mu\text{m}$ à $195\ \mu\text{m}$ pour conserver l'impédance caractéristique de $50\ \Omega$ (Figure 3.20b,c).

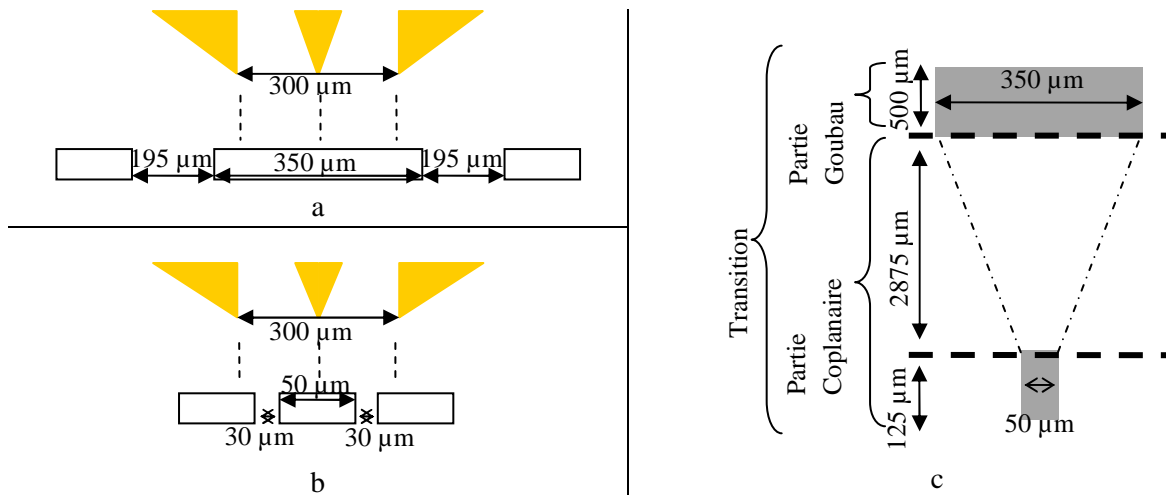


Figure 3.20 Transition ligne coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur de $350\ \mu\text{m}$

Nous proposons d'étudier deux géométries de transition qui permettent de passer d'une largeur de ligne centrale de $50\ \mu\text{m}$ pour l'accès en coplanaire à $350\ \mu\text{m}$ pour l'accès à la ligne de Goubau planaire:

- une transition avec une ligne s'élargissant linéairement de $50\ \mu\text{m}$ à $350\ \mu\text{m}$ (Figure 3.21a).
- une transition graduelle courbée qui s'élargit de $50\ \mu\text{m}$ à $350\ \mu\text{m}$ (Figure 3.21b).

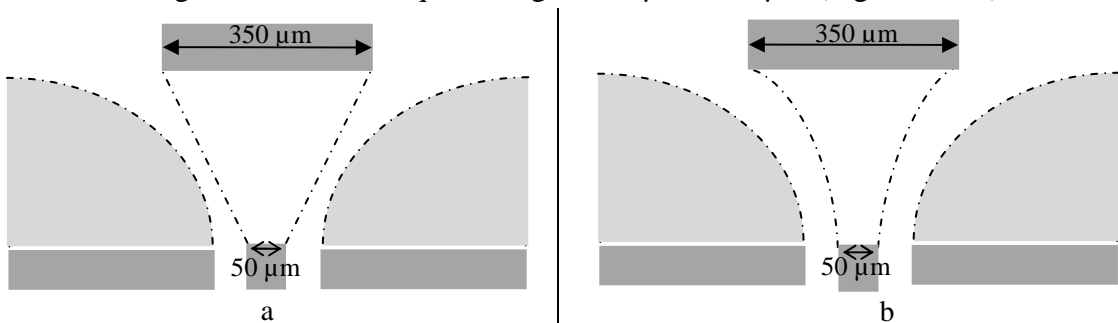


Figure 3.21 La partie coplanaire de la transition, a. ligne centrale d'élargissement linéaire, b. ligne centrale courbée d'élargissement graduel

Pour tester le comportement et observer l'impact de ce changement de profil sur la transmission de la transition, nous avons lancé des simulations sous HFSS pour ces deux structures.

La Figure 3.22 nous présente les paramètres S simulés de la première géométrie, de profil d'évolution linéaire du ruban. Sur les résultats correspondant à la transition simple (Figure 3.22a), nous remarquons une bonne adaptation pour les deux coefficients de transmission et réflexion : le coefficient de réflexion reste inférieur à -20 dB avec un petit dépassement acceptable atteignant -18,5 dB entre 55 et 57 GHz. En revanche pour la structure tête-bêche complète CPW-LGP-CPW, celle qui sera utilisée en mesure, ce dépassement augmente jusqu'à la valeur de -15dB, comme montré sur la Figure 3.22b.

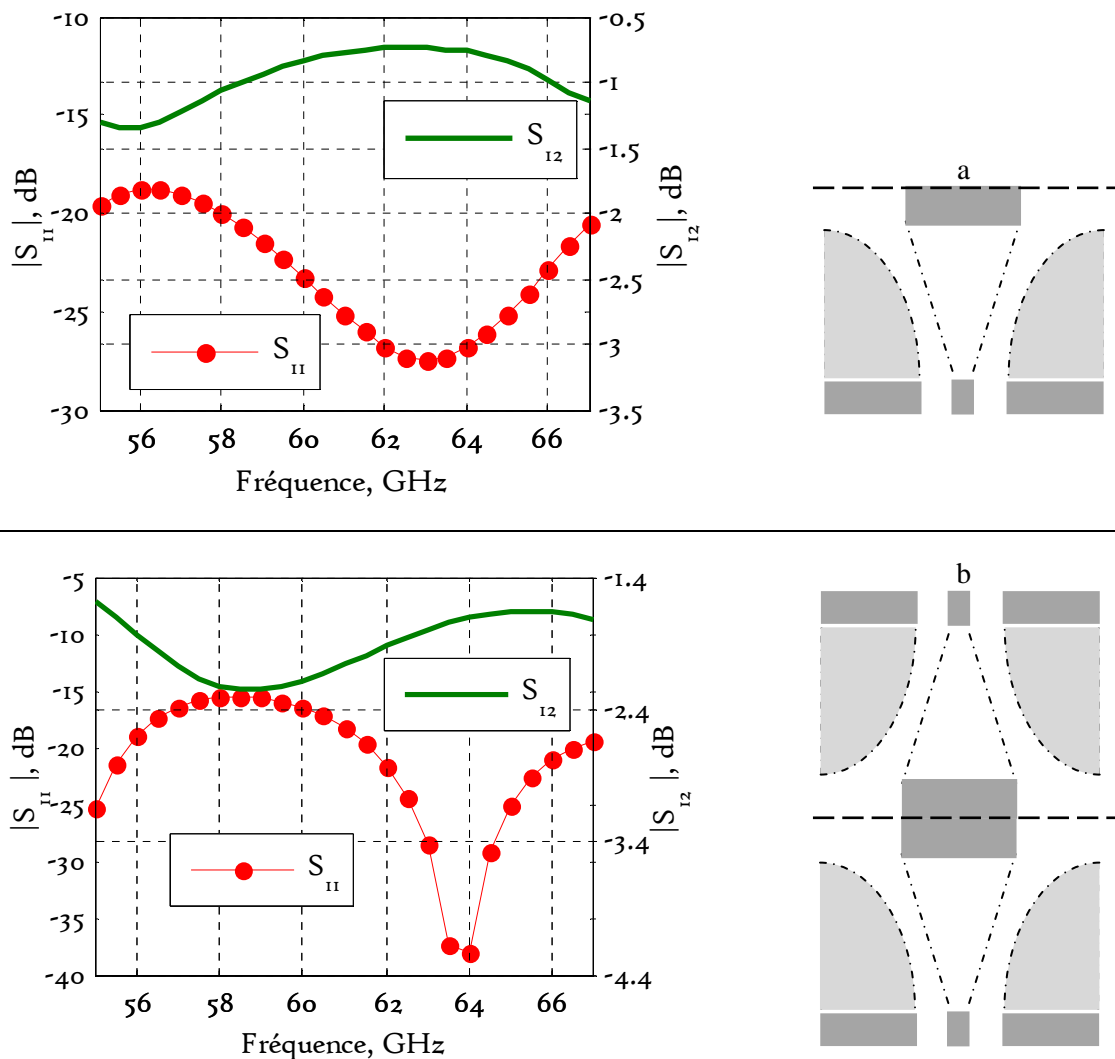


Figure 3.22 Paramètres S simulés sous HFSS de: a. transition Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur $350 \mu\text{m}$, b. transitions tête-bêche Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur $350 \mu\text{m}$ -Coplanaire (variation linéaire de la largeur du ruban).

Afin d'optimiser la réponse de notre transition, surtout le coefficient de réflexion S_{11} , nous avons modifié la forme du ruban central qui relie la piste centrale de la partie coplanaire et la piste conductrice dans la partie de ligne de Goubau planaire. La transition devient alors plus graduelle avec une forme courbe.

La Figure 3.23 montre les résultats de simulation de la structure modifiée. La Figure 3.23a présente les paramètres S de la transition graduelle (Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μm). Nous observons une bonne adaptation sur toute la bande avec une valeur maximale de -23 dB pour le coefficient de réflexion S_{11} . En regardant l'évolution des paramètres S pour la structure tête bêche de la transition (Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μm -Coplanaire) à la Figure 3.23b, nous remarquons une amélioration évidente en comparaison avec la structure précédente à la Figure 3.22b, et particulièrement pour le coefficient de réflexion S_{11} .

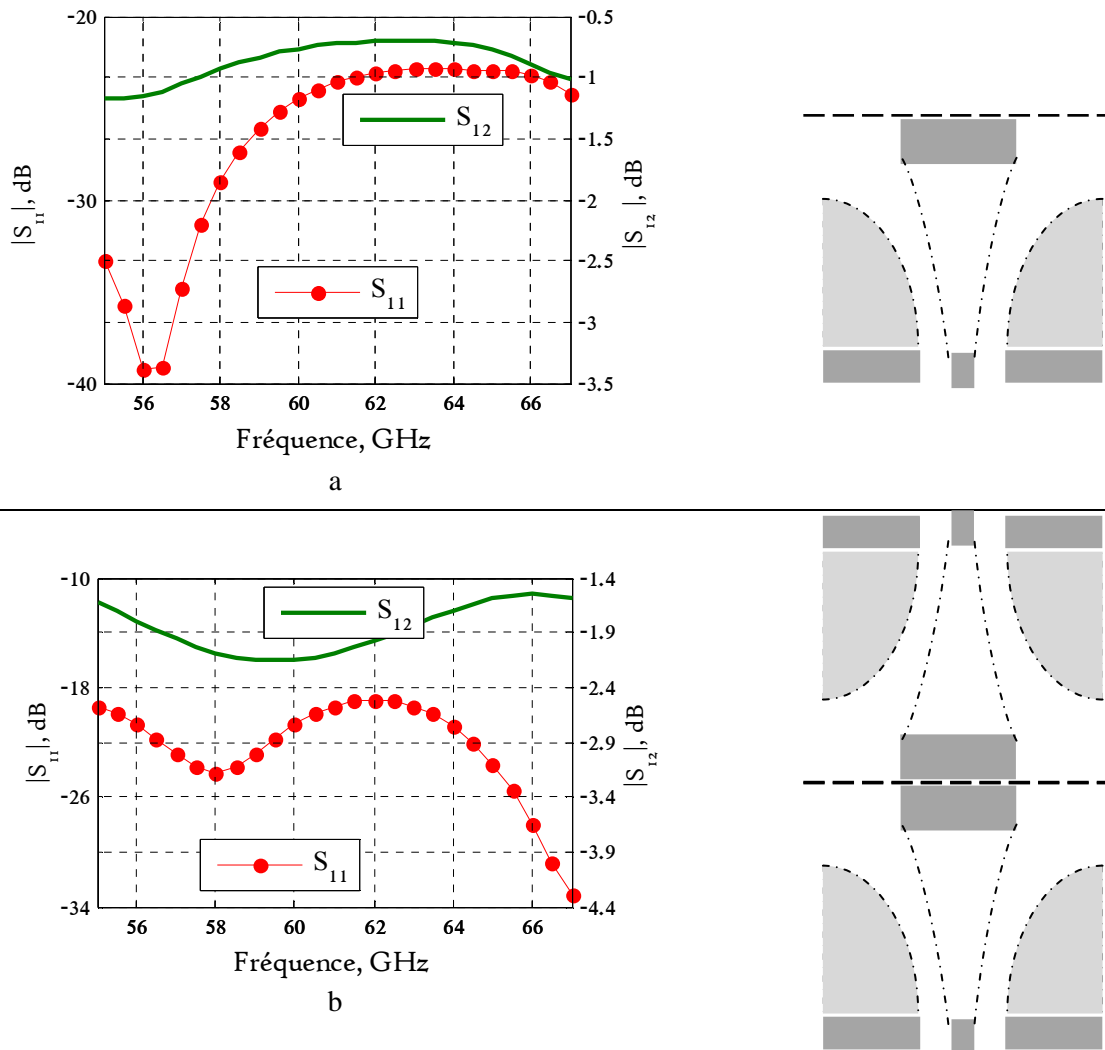


Figure 3.23 Paramètres S en simulation sous HFSS de: a. transition Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μm , b. transitions Coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μm -Coplanaire (ruban courbe).

Nous avons proposé cette transition coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur 350 μm afin d'arriver à une impédance caractéristique Z_c égale 50 Ω au niveau de la ligne de Goubau. La Figure 3.24 nous présente l'impédance caractéristique dans les deux parties coplanaire et Goubau planaire et nous pouvons remarquer que l'impédance caractéristique de la partie de Goubau planaire reste bien autour 50 Ω sur toute la bande de fréquence.

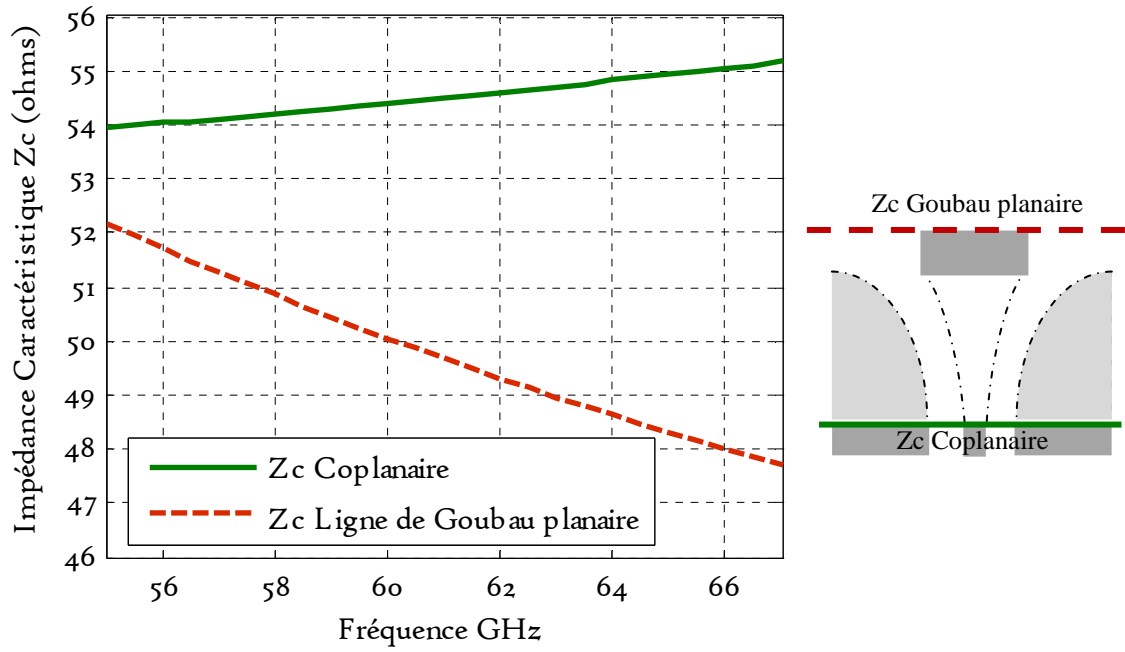


Figure 3.24 Impédance Caractéristique Z_c sur les deux accès de la transition coplanaire-ligne de Goubau planaire de largeur $350\mu\text{m}$

3.7 Mesures sous pointes

Afin d'extraire des mesures les caractéristiques des structures fabriquées dans la salle blanche et mesurées sur le banc de mesure présenté au début de ce chapitre, nous allons traiter les résultats obtenus via Matlab en utilisant une technique de de-embedding TRL

3.7.1 TRL de-embedding

Toutes les structures usinées sont composées de 2 transitions «Ligne coplanaire-Ligne de Goubau» entre lesquelles est inséré le motif sous test. Nous pouvons ainsi représenter la structure entière sous la forme de trois quadripôles cascades (Figure 3.25)

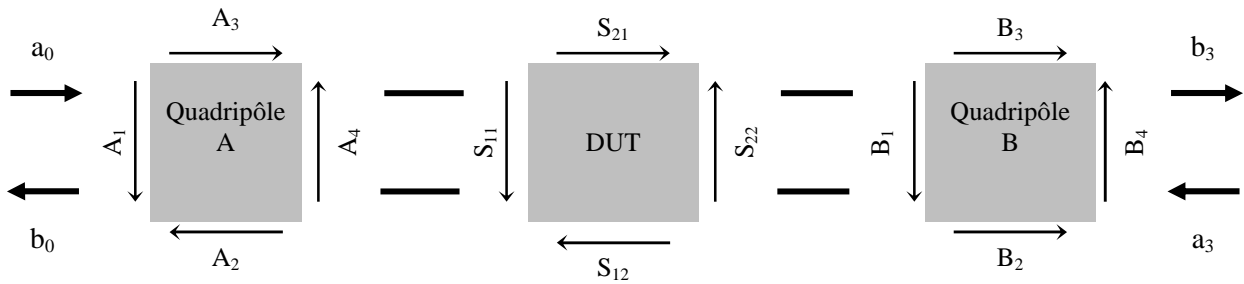


Figure 3.25 Mise en cascade des trois quadripôles

Pour pouvoir faire le produit matriciel de ces trois blocs, nous devons transformer les matrices [S] en matrices de chaîne [T], [3].

La méthode que nous allons utiliser en de-embedding est la méthode **TRL** qui nécessite trois étapes.

- **Mesure d'une structure de ligne de longueur nulle (Through)**

Nous utilisons la première ligne de transmission de longueur nulle que nous insérons entre les deux quadripôles A et B

$$[T_{L0M}] = [T_{A_{50,Zc}}] \cdot [T_{B_{Zc,50}}] = [TA] \cdot [TB] \quad (3.1)$$

Les quadripôles A et B seront représentés par leurs matrices de chaîne [TA] et [TB], (3.2).

$$[T_{A_{50,Zc}}] = \begin{bmatrix} TA1 & TA2 \\ TA3 & TA4 \end{bmatrix} \quad [T_{B_{Zc,50}}] = \begin{bmatrix} TB1 & TB2 \\ TB3 & TB4 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Par symétrie des accès, nous pouvons exprimer $[TB]$ en fonction des coefficients de $[TA]$ et inversement.

$$[TB_{Zc,50}] = \begin{bmatrix} TB1 & TB2 \\ TB3 & TB4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TA1 & -TA3 \\ -TA2 & TA4 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Nous mesurons les paramètres $[S_{L0M}]$ de la structure totale de longueur nulle, ensuite nous calculons les paramètres de chaîne correspondant $[T_{L0M}]$ à partir des paramètres mesurés $[S_{L0M}]$, et finalement le produit des deux blocs (3.4).

$$\begin{bmatrix} TL0M1 & TL0M2 \\ TL0M3 & TL0M4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TA1 & TA2 \\ TA3 & TA4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} TA1 & -TA3 \\ -TA2 & TA4 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

- **Mesure d'une structure circuit ouvert (Reflect)**

Dans cette étape nous allons mesurer le coefficient de réflexion lorsque le dispositif sous test (DUT: Device Under Test) est une ligne ouverte de longueur L_R . Le schéma se réduit à deux quadripôles (Figure 3.26).

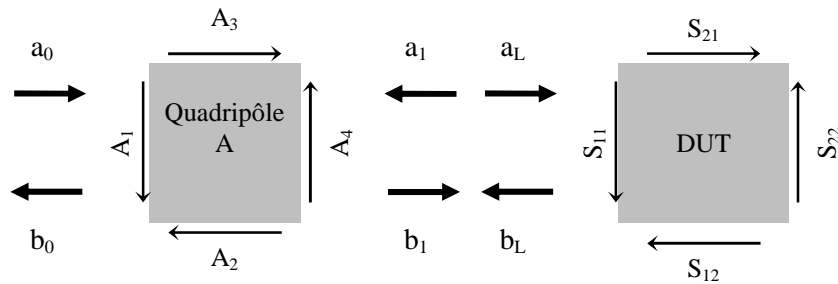


Figure 3.26 Quadripôles cascades (circuit ouvert)

On utilise la matrice $[ABCD]$ d'une ligne avec pertes en circuit ouvert. Nous déterminons son coefficient de réflexion, ce qui nous donne le coefficient de réflexion b_L/a_L à l'entrée du DUT.

Le coefficient de réflexion d'une ligne de longueur L_R en circuit-ouvert est:

$$\Gamma_{1,ZC} = \frac{b_L}{a_L} = \frac{1 - \tanh(\gamma \cdot L_R)}{1 + \tanh(\gamma \cdot L_R)} = e^{-2\gamma(L_R)} \quad (3.5)$$

On notera toutefois que pour une ligne en circuit-ouvert réelle il est légèrement différent en raison de l'effet de bout à l'extrémité du circuit-ouvert.

Notons dans la Figure 3.26, que le coefficient de réflexion global mesuré est:

$$\Gamma_M = \frac{b_0}{a_0} \quad (3.6)$$

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ a_0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} TA1 & TA2 \\ TA3 & TA4 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix}, \quad \text{et} \quad b_L = \Gamma_{1,ZC} \cdot a_L \quad (3.6)$$

$$\text{avec } b_1 = a_L \quad \text{et} \quad a_1 = b_L$$

$$\Gamma_M = \frac{TA1 \cdot \Gamma_{1,ZC} + TA2}{TA3 \cdot \Gamma_{1,ZC} + TA4} \quad (3.7)$$

- **Mesure d'une structure de ligne de longueur L1 (Line)**

Nous utilisons une ligne de transmission de longueur L_1 que nous insérons entre les quadripôles A et B. Cette ligne engendre un retard lié à sa longueur physique. La matrice de répartition $[S_{L1,Zc,Zc}]$ de cette longueur de ligne se réduit à deux exponentielles pour les coefficients de transmission et à des coefficients de réflexion nuls:

$$[S_{L1,Zc,Zc}] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma \cdot L1} \\ e^{-\gamma \cdot L1} & 0 \end{bmatrix} \quad [T_{L1,Zc,Zc}] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma \cdot L1} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma \cdot L1} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

La constante de propagation complexe « γ » est inconnue. Ce paramètre dépend des caractéristiques de la ligne ajoutée. « L_1 » représente la longueur physique de la ligne insérée entre A et B.

Nous mesurons les paramètres $[S_{L1M}]$ de la structure totale de longueur L_1 , ensuite nous la transformons en chaîne $[T_{L1M}]$ à partir des paramètres mesurés $[S_{L1M}]$, et finalement nous faisons le produit des trois blocs, (3.4).

$$\begin{bmatrix} TL1M1 & TL1M2 \\ TL1M3 & TL1M4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TA1 & TA2 \\ TA3 & TA4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{-\gamma \cdot L1} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma \cdot L1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} TA1 & -TA3 \\ -TA2 & TA4 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

La longueur L_1 doit être choisie égale à environ un quart de longueur d'onde à la fréquence centrale, afin d'obtenir un déphasage inférieur à 180° sur toute la bande de fréquence y compris la plus haute fréquence de travail.

Nous pouvons, pour déterminer cette longueur, utiliser la formule suivante, [4]:

$$L_1(cm) = (1500 V_f)/(f_1(MHz) + f_2(MHz))$$

V_f : facteur de vélocité , où $V_f = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$, ϵ_{eff} : constante diélectrique effective

f_1 et f_2 ; sont respectivement les fréquences de départ et d'arrêt pour la bande passante

Extraction de la constante de propagation γ de la ligne de longueur L1

A partir de (3.4) et (3.9), nous trouvons (3.10), [5].

$$[T_{L1M}] = [TA] \cdot [T_{L1}] \cdot [TA]^{-1} [T_{LOM}] \quad (3.10)$$

Multiplions (3.10) par $[T_{LOM}]^{-1}$, en posant $[T_{LM}] = [T_{L1M}] \cdot [T_{LOM}]^{-1}$ nous obtenons (3.11).

$$[T_{LM}] = [T_{L1M}] \cdot [T_{LOM}]^{-1} = [TA] \cdot [T_{L1}] [TA]^{-1} \quad (3.11)$$

$$[T_{LM}] \cdot [TA] = [TA] \cdot [T_{L1}] \quad (3.12)$$

Partons de la dernière égalité:

$$\begin{bmatrix} TLM1 & TLM2 \\ TLM3 & TLM4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} TA1 & TA2 \\ TA3 & TA4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TA1 & TA2 \\ TA3 & TA4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{-\gamma.L1} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma.L1} \end{bmatrix}$$

nous obtenons le système (3.13)

$$\begin{cases} TLM1.TA1 + TLM2.TA3 = TA1.e^{-\gamma.L1} & (a) \\ TLM3.TA1 + TLM4.TA3 = TA3.e^{-\gamma.L1} & (b) \\ TLM1.TA2 + TLM2.TA4 = TA2.e^{+\gamma.L1} & (c) \\ TLM3.TA2 + TLM4.TA4 = TA4.e^{+\gamma.L1} & (d) \end{cases} \quad (3.13)$$

De (a) et (b) dans (3.13), nous trouvons une équation de second degré (3.14)

$$e^{-2.\gamma.L1} - e^{-\gamma.L1}.(TLM4 + TLM1) + (TLM1.TLM4 - TLM2.TLM3) = 0 \quad (3.14)$$

On retrouve une équation équivalente à partir de (c) et (d) (il s'agit de l'onde se déplaçant dans le sens inverse):

$$e^{+2.\gamma.L1} - e^{+\gamma.L1}.(TLM4 + TLM1) + (TLM1.TLM4 - TLM2.TLM3) = 0 \quad (3.15)$$

Pour résoudre l'équation (3.14), on pose $S = e^{-\gamma.L1}$, et on trouve deux solutions complexes distinctes (3.16):

$$\begin{cases} S_1 = \left(\frac{TLM4 + TLM1}{2}\right) \cdot \left[1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{TLM1.TLM4 - TLM2.TLM3}{(TLM4 + TLM1)^2}}\right] \\ S_2 = \left(\frac{TLM4 + TLM1}{2}\right) \cdot \left[1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{TLM1.TLM4 - TLM2.TLM3}{(TLM4 + TLM1)^2}}\right] \end{cases} \quad (3.16)$$

S_1 et S_2 peuvent être écrits comme (3.17)

$$S_1 = |S_1|.e^{j\theta_1} \quad S_2 = |S_2|.e^{j\theta_2} \quad (3.17)$$

Il faut alors choisir la bonne solution S_i qui est celle permettant d'écrire :

$$S_i = e^{-(\alpha+j\beta).L1} = e^{-(\alpha.L1)}.e^{-j\beta.L1} = |S_i|.e^{j\theta_i} \quad (3.18)$$

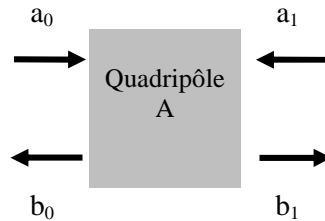
Avec α l'atténuation linéique et β le déphasage linéique, deux constantes réelles positives.

Nous en déduisons les paramètres de la constante de propagation $\gamma = \alpha + j\beta$ (3.19)

$$\alpha = \frac{\ln|S_i|}{L1} \quad \beta = -\frac{\theta_i}{L1} \quad (3.19)$$

Extraction des paramètres [S] des transitions A ou B

Après avoir extrait la constante de propagation, nous traiterons (3.13), pour extraire les paramètres [S] des transitions TA ou TB (Ligne Coplanaire/ Ligne de Goubau). Si nous travaillons sur TA, nous aurons (3.20) :



$$\begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11TA} = \frac{TA2}{TA4} & S_{12TA} = \frac{TA1 \cdot TA4 - TA2 \cdot TA3}{TA4} \\ S_{21TA} = \frac{1}{TA4} & S_{22TA} = -\frac{TA3}{TA4} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \end{pmatrix} \quad (3.20),$$

$\frac{TA2}{TA4}$ correspond au coefficient de réflexion S_{11TA} coté accès coplanaire

S_{22TA} est le coefficient de réflexion en sortie

Sachant que les structures passives sont réciproques, on a $S_{12TA} = S_{21TA}$.

De (3.13) (a), en posant $X_{13} = TA1/TA3$, nous trouvons (3.21)

$$X_{13} = \frac{TA1}{TA3} = \frac{TLM2}{e^{-\gamma \cdot L1} - TLM1} \quad (3.21)$$

De même de (3.13) (d), en posant $X_{24} = TA2/TA4$, nous trouvons (3.22)

$$X_{24} = \frac{TA2}{TA4} = \frac{e^{+\gamma \cdot L1} - TLM4}{TLM3} \quad (3.22)$$

Développons (3.4)

$$\begin{bmatrix} TL0M1 & TL0M2 \\ TL0M3 & TL0M4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TA1^2 - TA2^2 & -(TA3.TA1 - TA2.TA4) \\ (TA3.TA1 - TA2.TA4) & TA4^2 - TA3^2 \end{bmatrix}$$

La structure étant symétrique, on a:

$$TL0M3 = - TL0M2$$

Les paramètres conservés sont alors

$$\begin{cases} TL0M1 = TA1^2 - TA2^2 \\ TL0M2 = -(TA3.TA1 - TA2.TA4) \\ TL0M4 = TA4^2 - TA3^2 \end{cases} \quad (3.23)$$

En utilisant (3.21) et (3.22), nous obtenons

$$\begin{cases} TA3^2 = \frac{TL0M2 - X24.TL0M4}{X24 - X13} \\ TA4^2 = \frac{TL0M2 - X13.TL0M4}{X24 - X13} \end{cases} \quad (3.24)$$

En effectuant le rapport $S22TA = TA3/TA4$, nous obtenons une solution à π près (3.25)

$$\left(\frac{TA3}{TA4}\right) = \pm \sqrt{\frac{TL0M2 - X24.TL0M4}{TL0M2 - X13.TL0M4}} \quad (3.25)$$

Nous pouvons lever cette indétermination en utilisant le coefficient de réflexion Γ_M mesuré dans la deuxième étape et donné par l'équation (3.7). Comme nous cherchons le signe du rapport $TA3/TA4$, nous pouvons considérer de façon approchée un circuit ouvert parfait dont le coefficient de réflexion est donné par (3.5).

A partir de (3.7) nous obtenons :

$$\begin{cases} \Gamma_M \cdot (TA3 \cdot \Gamma_{1,ZC} + TA4) = TA1 \cdot \Gamma_{1,ZC} + TA2 \\ \Gamma_{1,ZC} \cdot (\Gamma_M \cdot TA3 - TA1) = TA2 - TA4 \cdot \Gamma_M \\ \Gamma_{1,ZC} \cdot TA3 (\Gamma_M - X13) = TA4(X24 - \Gamma_M) \end{cases}$$

$$\frac{TA3}{TA4} = \frac{X24 - \Gamma_M}{\Gamma_{1,ZC} \cdot (\Gamma_M - X13)} \quad (3.26)$$

Nous connaissons maintenant le signe du rapport $TA3/TA4$, alors nous pouvons choisir la bonne solution pour $TA3/TA4$ à partir de (3.26), ce qui correspond au coefficient de réflexion S_{22TA} .

3.7.2 Résultats de mesures

3.7.2.1 Circuits réalisés

Avant de réaliser le masque à l'aide d'HFSS, nous nous sommes renseignés sur la surface de la plaque de silicium qui serait exploitable au niveau de la mesure (Figure 3.27):

- Les motifs à reproduire reposeront sur une plaque de silicium HR, celle-ci est une plaque circulaire dont le diamètre est 10 cm.
- Il faut définir une zone de protection sous forme de couronne de largeur supérieure ou égale à 1 cm, sur laquelle aucun motif ne sera réalisé : cela évitera de caractériser des motifs endommagés pendant la réalisation technologique.

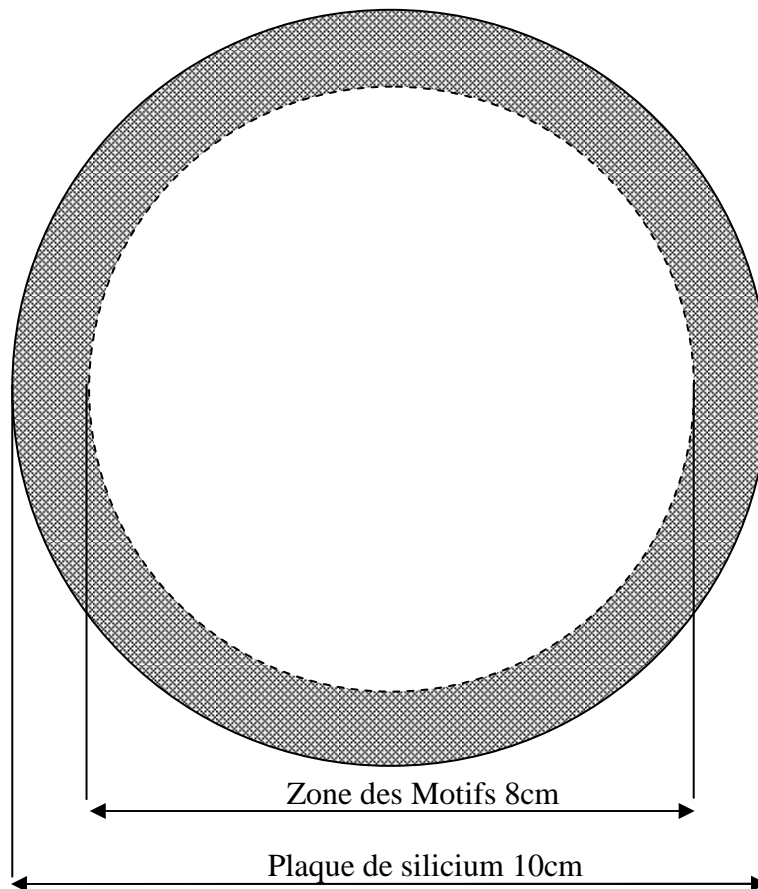


Figure 3.27 Répartition de la plaque de silicium

Après avoir pris en compte les points précédents nous avons réalisé le masque des motifs sous HFSS. Nous avons réalisé 50 motifs, qui sont listés dans le tableau et montrés sur la figure 3.28.

Tableau 3.1 Les différents motifs

- 1-2 : circuits ouvert et court respectivement
- 3-9 : lignes de largeur 50 μ m, de différentes longueurs (1, 2, 3.5, 10, 15, 20, 40 mm, respectivement)
- 10-17 : lignes de largeur de 350 μ m, différentes longueurs (1, 2, 3.5, 10, 15, 20, 40 mm, respectivement)
- 18-23 : filtres à résonateurs (18 petits résonateurs, 19 petits résonateurs avec un gap sur les résonateurs plus grand, 20 grands résonateurs, 21 la ligne avec un gap et sans résonateur, 22 les petits résonateurs avec une ligne sans gap au milieu, 23 les petits résonateurs avec une ligne moins longue que 18)
- 24-25 : filtres à sauts d'impédance, deux longueurs de ligne d'accès de 50 Ω (0.5- 2 mm, respectivement)
- 26 jusqu'à 33 : des lignes (largeur des lignes 50 μ m) couplées en parallèles
- 34 -37 : couplage aux bouts des lignes (largeur des lignes 50 μ m)
- 38- 40 : couplage aux bouts des lignes (largeur des lignes 350 μ m)
- 41-42 : des résonateurs à sauts d'impédance
- 43- 45 : des lignes (largeur des lignes 350 μ m) couplées en parallèle

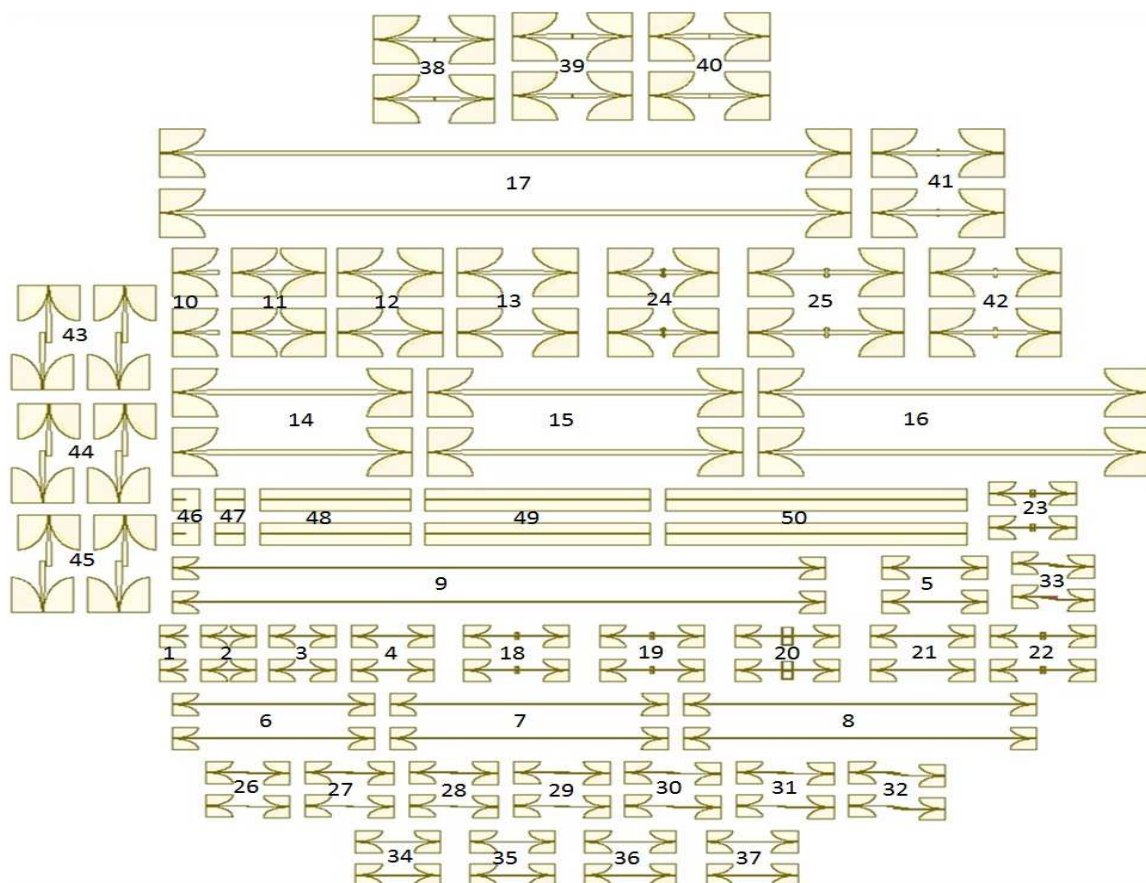


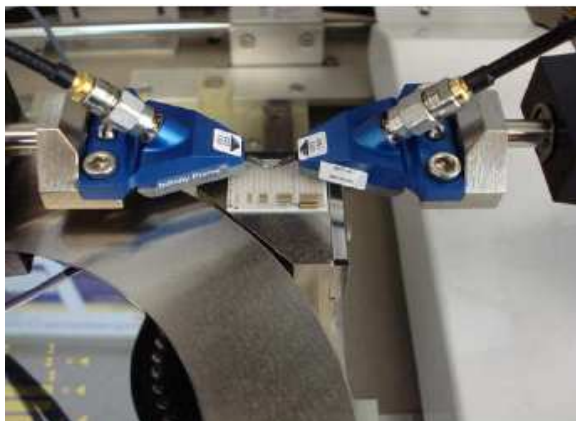
Figure 3.28 La disposition des motifs sur le masque réalisé



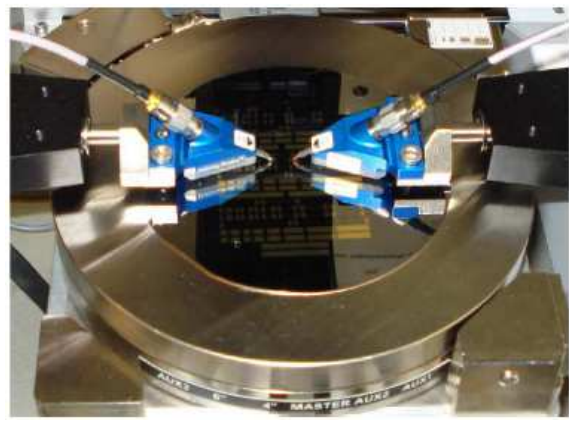
Figure 3.29 La plaque réalisée en salle blanche à l'ESIEE

Nous avons réalisé des motifs en or d'épaisseur de $0,63 \mu\text{m}$ sur une plaque d'épaisseur de $350 \mu\text{m}$ de silicium haute résistivité (de conductivité de $0,025 \text{ S/m}$, et permittivité de $\epsilon_r = 11,6$),

Nous avons commencé par calibrer l'analyseur de réseau vectoriel à l'aide de la méthode de LRM avec le kit de calibration (Figure 3.30.a), puis nous avons placé la plaque de silicium avec les différents composants passifs sous les pointes du banc de mesure (Figure 3.30.b)



a



B

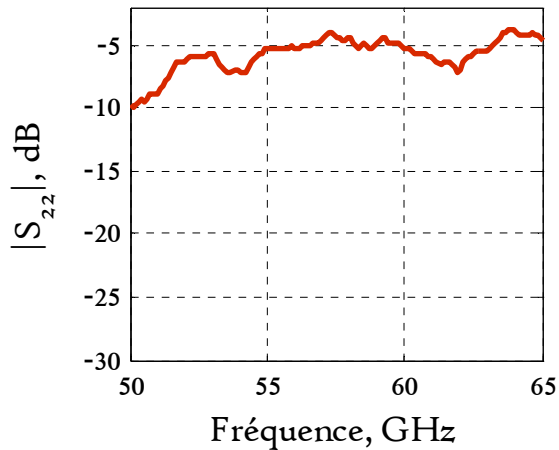
Figure 3.30 La procédure de mesure: a, la calibration b, la plaque sous test

3.7.2.1.1 Les mesures

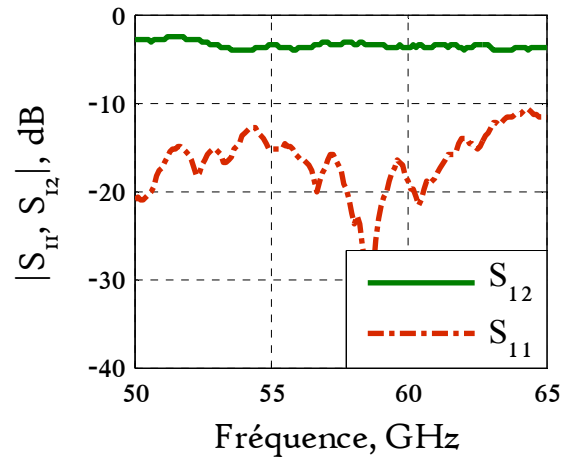
Afin de pouvoir extraire les résultats de mesure des composants en technologie de ligne de Goubau planaire sans l'effet de la transition coplanaire, nous avons réalisé les composants « étalons » (1-4, Figure 3.28 et Tableau 3.1) nécessaires pour la technique de de-embedding

présentée précédemment dans ce chapitre. La Figure 3.31 montre les premiers résultats de mesure de ces composants et des lignes de largeur de $50\ \mu\text{m}$ « étalons ».

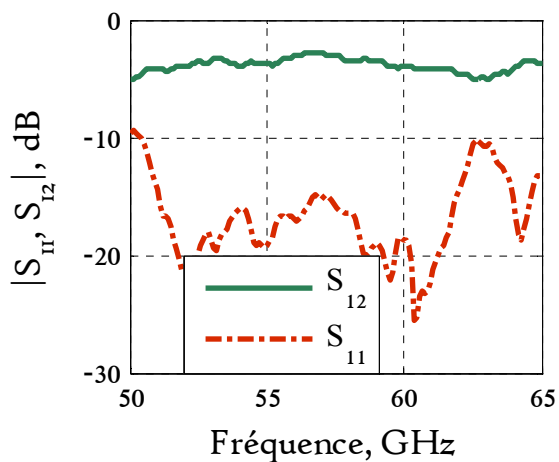
Circuit-Ouvert, (voir 1 dans Tableau 3.1 et Figure 3.28)



Transitions avec ligne de longueur nulle, (voir 2 dans Tableau 3.1 et Figure 3.28)



Transition Coplanaire +Ligne de Goubau planaire longueur 1mm, (voir 3 dans Tableau 3.1 et Figure 3.28)



Transition Coplanaire +Ligne de Goubau planaire longueur 2mm, (voir 4 dans Tableau 3.1 et Figure 3.28)

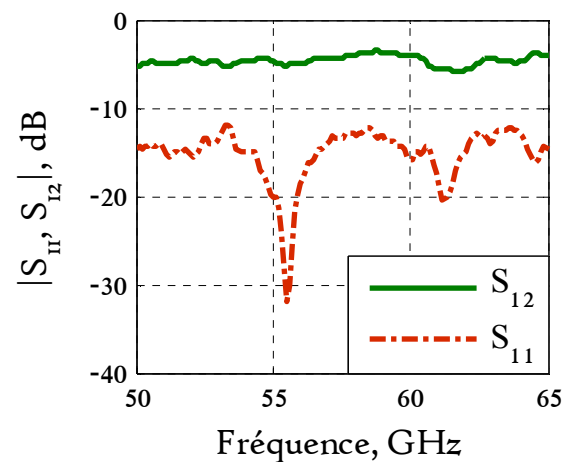


Figure 3.31 Les premières mesures des paramètres S pour les composants « étalons » utilisés en De-embedding

A partir des résultats précédents, nous avons réussi à extraire les constantes de propagation α et β , et les paramètres S de la transition Coplanaire/ Ligne de Goubau de largeur de $50\ \mu\text{m}$.

Les pertes α dans la Figure 3.32 ne sont pas précises, et nous remarquons des variations dans les pertes extraites dues à la mesure avec des pertes = $0.078\ \text{dB}$ à $60\ \text{GHz}$. Afin d'obtenir une extraction des pertes sans les variations de mesure, nous mesurerons d'autres lignes plus longues, et puis nous extrayons la moyenne des pertes pour la combinaison de lignes mesurées, voir Figure 3.32.

CHAPITRE III: Ligne de Goubau Planaire sur Silicium et Verre

Une nouvelle mesure de plusieurs lignes plus longues sera faite afin d'extraire les pertes exactes de la ligne de Goubau planaire.

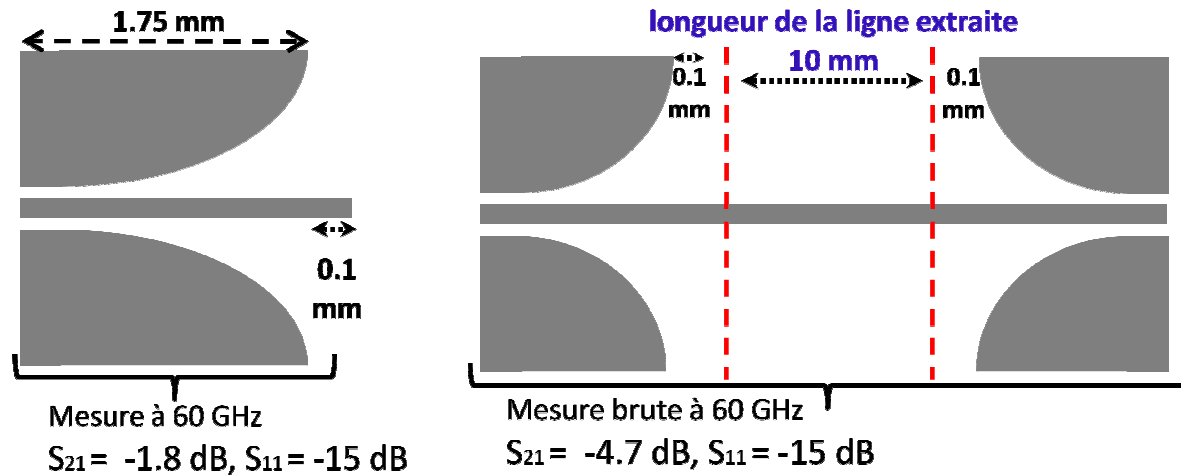
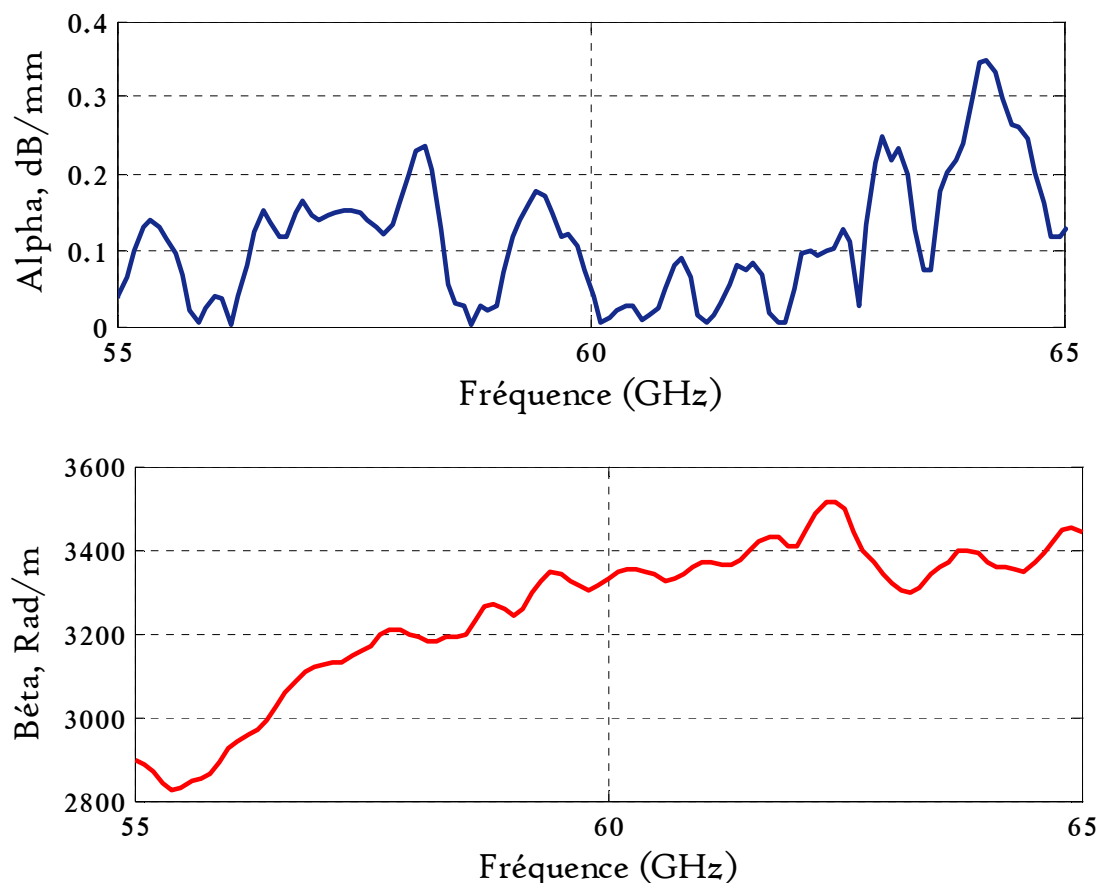


Figure 3.32 Les constantes de propagation α et β de la ligne de Goubau de largeur $50\mu\text{m}$



La constante de phase β extraite montre un bon accord avec la simulation HFSS (voir Figure 3.11) entre 2500 et 3600 rad/m

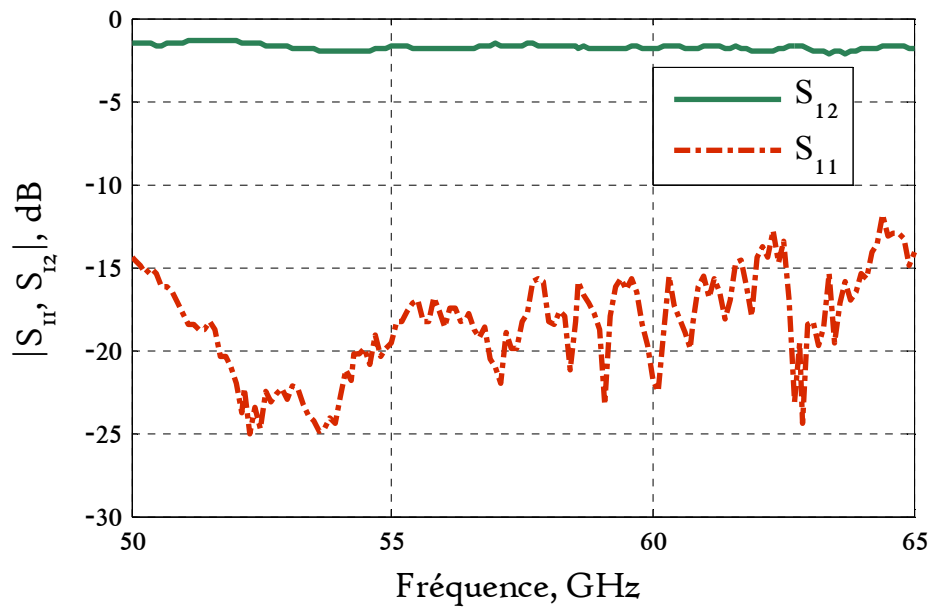


Figure 3.33 Paramètres S de la Transition entre la ligne coplanaire et la ligne de Goubau de largeur $50\mu\text{m}$

Les paramètres S extraits de la transition CPW/ LGP sont montrés à la Figure 3.33, où la bonne performance de cette transition (à 60 GHz) peut être remarquée du coefficient de réflexion inférieur à -15 dB entre 55 et 65 GHz avec des fiables pertes avec un 1.9 dB.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, étudié et caractérisé par simulation sous HFSS une ligne de transmission de Goubau planaire sur silicium haute résistivité.

Nous avons proposé d'ajouter une couche de verre de 500 μm au-dessous de la couche de silicium afin d'arriver à confiner le champ électrique dans le substrat diélectrique et éliminer les pertes par rayonnement. Par l'étude des caractéristiques de cette structure après avoir ajouté le verre, nous avons constaté que les pertes et le facteur de qualité à 60 GHz sont très prometteurs, avec des pertes $<0,08$ dB/mm pour une ligne de largeur de 50 μm , un facteur de qualité de 185 pour la même largeur de ligne. Ces résultats sont encourageants pour réaliser d'autres composants en technologie de Goubau planaire qui seront présentés dans la suite (filtres et résonateurs).

Nous avons simulé et réalisé deux transitions (Coplanaire-Ligne de Goubau planaire) pour deux largeurs de ligne de Goubau, 50 et 350 μm , la dernière supporte une ligne de Goubau d'impédance caractéristique de 50 Ω pour les composants qui cherchent une adaptation d'impédance de 50 Ω . En utilisant le logiciel Matlab, nous avons réussi à utiliser la technique de De-embedding TRL pour extraire les résultats finaux des caractéristiques d'une ligne de Goubau planaire de largeur 50 μm et les paramètres S de la transition Coplanaire/ LGP associée.

3.9 Bibliographie

1. KEYSIGHT TECHNOLOGIES. <http://www.keysight.com/en/pd-1349333-pn-E8361C/pmicrowavenetworkanalyzer?cc=FR&lc=fr&srch=true&searchT=E8361C>
2. Eric. HOLZMAN. *Essentials of RF and micro wave grounding*. Artech House, 2006.
3. Agilent. «De-embedding and Embedding S-Parameter Networks Using a Vector Network Analyzer.» <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-2784EN.pdf>
4. Agilent Network Analysis Solutions. «In-Fixture Measurements Using VectorNetwork Analyzers.» <http://www.icmicrowave.com/pdf/AN%201287-9.pdf>
5. David. RUBIN. *De-embedding millimeter-wave integrated circuits with TRL*. NAVAL OCEAN SYSTEMS CENTER SAN DIEGO CA, 1991.
6. Jyoti P. MONDAL et T.-H. CHEN. Propagation constant determination in microwavfixture de-embeddingprocedure. *IEEE transactions on microwavetheory and techniques*, 1988, vol. 36, no 4, p. 706-714.

4 CHAPITRE IV: Filtres



4.1 Introduction

Les résonateurs micro-ondes sont utilisés dans plusieurs applications, y compris les filtres, oscillateurs, fréquencesmètres et amplificateurs. Nous nous intéressons aux résonateurs pour des applications de filtrage. Dans ce chapitre, nous allons présenter des résonateurs micro-ondes dans la bande de fréquences millimétriques, en utilisant la technologie de ligne de Goubau plane.

Le filtrage est une fonction présente dans tous les systèmes RF, qui permet de sélectionner une bande de fréquences appelée la bande passante, pour y transmettre le signal, et atténuer ce signal en dehors de cette bande passante. Le filtre est un composant passif (ou qui peut être actif) qui contrôle la réponse en fréquence dans une certaine bande de fréquences. La réponse typique du filtre a des caractéristiques, qui peuvent être passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande (Figure 4.1)

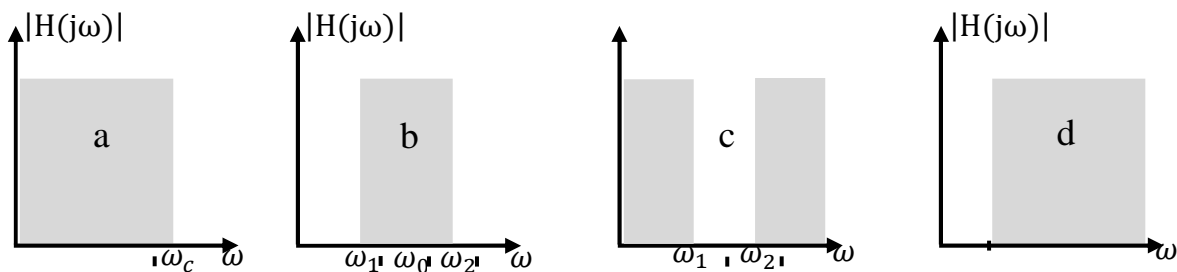


Figure 4.1 Gabarits en transmission des filtres idéaux: (a) passe-bas (b) passe bande, (c) coupe-bande, (d) passe-haut

4.2 Méthodes de synthèse des filtres

Le développement de la théorie du filtrage a commencé dans les années précédant la deuxième guerre mondiale, par des scientifiques tels que Mason, Sykes, Darlington, Fano, Lawson et Richards. Plus tard dans les années 1960, un groupe de scientifiques (G. Matthaei, L. Young, E. Jones, S. Cohn) a publié un ouvrage sur le développement des filtres micro-ondes qui est devenu une référence [1].

La méthode « des paramètres d'images » ("image parameter technique") pour la conception de filtre a été développée à la fin des années 1930. Elle a été utilisée pour des basses fréquences, dans les applications Radio et en téléphonie. Cette méthode est liée aux structures périodiques.

Parmi les exemples de structures périodiques, on peut citer une ligne de transmission infinie ou un guide d'ondes chargé périodiquement par des éléments réactifs. Dans tous les cas, ces éléments peuvent être modélisés comme des discontinuités en parallèle ou en série, (Figure 4.2)

Bien que la procédure soit relativement simple, la conception des filtres par la méthode « des paramètres d'images » doit souvent être itérée plusieurs fois pour atteindre les résultats souhaités, [2].

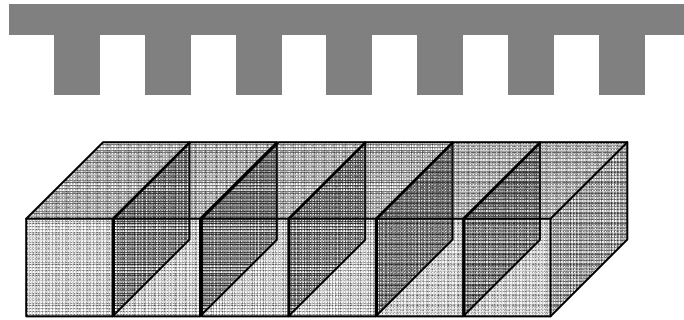


Figure 4.2 Structures périodiques: en haut structure périodique d'une ligne de transmission, en bas structure périodique d'un guide d'onde

Une autre procédure, qui s'appelle la méthode des pertes d'insertion [2], est basée sur le calcul des caractéristiques prédéfinies des filtres. C'est la méthode la plus utilisée pour la conception des filtres de nos jours. Cette méthode commence par la conception d'un filtre passe-bas défini par les paramètres en fréquence et impédance ; le filtre passe-bas est constitué des deux éléments de base inductance L et capacité C. Des transformations sont ensuite appliquées pour convertir le filtre passe-bas vers les fréquences du gabarit du filtre souhaité (passe-haut, passe-bande et coupe-bande).

En utilisant cette méthode, la réponse du filtre peut être définie par ses pertes d'insertion.

$$\text{Pertes d'insertion en dB} = 10 \log P_{pi}$$

$$P_{pi} = \frac{\text{puissance disponible à la source}}{\text{puissance livrée à la charge}} = \frac{P_s}{P_{ch}}$$

En fonction de la pulsation ω , les pertes d'insertion d'un filtre peuvent être exprimées aussi par (2. Pozar):

$$P_{pi} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (4.1)$$

Où M et N sont des polynômes réels

4.2.1 Approximations en amplitude

Etant donné que les filtres de la Figure 4.1, sont des filtres idéaux, qui présentent un affaiblissement nul dans la bande de fréquences que l'on désire conserver et un affaiblissement infini dans la bande que l'on désire éliminer, ils sont irréalisables pratiquement.

Nous cherchons toujours autant que possible en conception des filtres à se rapprocher au plus près des réponses idéales. Prenant en considération les contraintes importantes imposées sur l'amplitude dans les systèmes actuels en termes de pertes et de réjection, les approximations en amplitude semblent les plus appropriées. Parmi les approximations classiques en amplitude, on trouve celles de: Butterworth, Tchebychev et Elliptique.

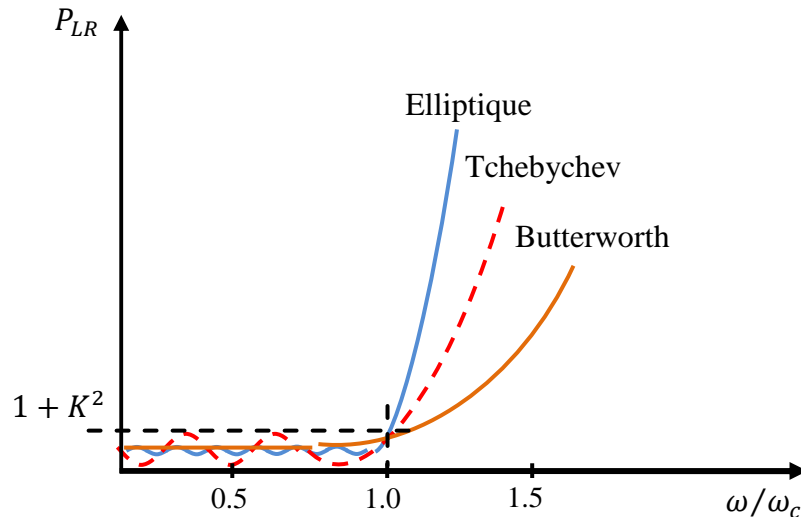


Figure 4.3 Réponse en transmission de la fonction: a. Elliptique, b. Tchebychev, c. Butterworth

- **Butterworth** ne présente aucune ondulation mais souffre d'une mauvaise réjection; pour une réponse Butterworth le rapport des pertes de puissance (4.1) devient :

$$P_{LR} = 1 + K^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N} \quad (4.2)$$

- **Tchebyshev** ne peut s'affranchir d'une légère ondulation dans la bande mais garantit une meilleure réjection que le filtre Butterworth, le rapport des pertes de puissance (4.1), pour $\omega \gg \omega_c$ devient:

$$P_{LR} \approx \frac{K^2}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c}\right)^{2N} \quad (4.3)$$

K est l'ondulation dans la bande passante, N l'ordre du filtre.

- **Elliptique** qui se caractérise par une équi-ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée [3] (Figure 4.3).

Nous sélectionnerons le modèle qui paraît le plus en adéquation avec la réponse fréquentielle souhaitée pour le filtre.

4.2.2 Transformation du filtre

Le prototype d'un filtre passe-bas qui a une impédance de source $R_S = 1\Omega$ et une pulsation de coupure = 1 rad/sec, subit des transformations en fonction de l'impédance et de la fréquence, pour convertir la bande passante du filtre passe-bas vers la bande passante souhaitée (passe-bande, passe-haut, coupe-bande).

- **Transformation passe-bas passe-haut:**

La transformation en fréquence de passe-bas (ω) vers passe-haut (ω') est définie par:

$$\omega \rightarrow -\frac{\omega_0}{\omega'}, \quad (\omega_0 = 1)$$

Les valeurs pour les capacités C' et inductances L' sont calculées selon:

$$L' = \frac{1}{\omega_c C} \quad C' = \frac{1}{\omega_c L}$$

- **Transformation passe-bas passe-bande:**

La transformation en fréquence de passe-bas (ω) vers passe-bande (ω') est définie par:

$$\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega_0}{\omega'} - \frac{\omega'}{\omega_0} \right), \quad (\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2})$$

Où ω_1, ω_2 sont les limites de la bande – passante

$$\Delta: \text{largeur relative de la bande – passante} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

Les inductances en série sont remplacées par un circuit résonant LC en série

$$L' = \frac{L}{\omega_0 \Delta}, \quad C' = \frac{\Delta}{\omega_0 L}$$

et les capacités en parallèle remplacées par un circuit résonant LC en parallèle

$$L' = \frac{\Delta}{\omega_0 C}, \quad C' = \frac{C}{\omega_0 \Delta}$$

- **Transformation passe-bas coupe-bande:**

La transformation en fréquence de passe-bas (ω) vers coupe-bande (ω') est définie par:

$$\omega \rightarrow -\Delta \left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'} \right)^{-1}$$

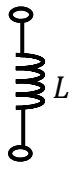
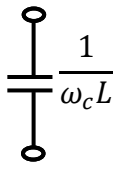
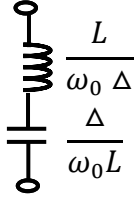
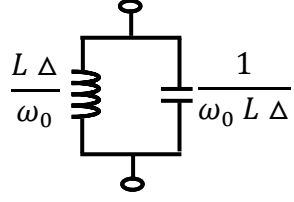
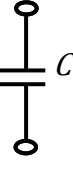
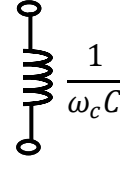
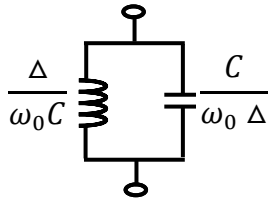
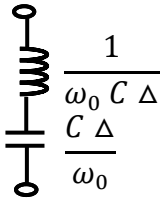
Contrairement au filtre passe-bande, on remplace les inductances par le circuit LC parallèle

$$L' = \frac{L\Delta}{\omega_0}, \quad C' = \frac{1}{\omega_0 L\Delta}$$

Et les capacités par un circuit résonant LC en série

$$L' = \frac{1}{\omega_0 C\Delta}, \quad C' = \frac{C\Delta}{\omega_0}$$

Tableau 4.1 ω_c la pulsation de coupure, ω_0 la pulsation centrale, ω_1 la pulsation de coupure bas, ω_2 la pulsation de coupure haut, $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$, $\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$, la bande passante relative [2]

Passe-bas	Passe-haut	Passe-bande	Coupe-bande
			
			

4.2.3 Synthèse des filtres passe-bas

Comme mentionné précédemment, des filtres prototypes passe-bas découlent tous les autres filtres par des changements de variables appropriées. En utilisant la méthode classique de synthèse de filtres passe-bas [1], nous obtenons les filtres prototypes passe-bas sous la forme de circuits électriques.

Concernant les éléments discrets sans perte, deux prototypes de circuits passifs peuvent être réalisés (Série-Parallèle) ou (Parallèle-Série), (Figure 4.4).

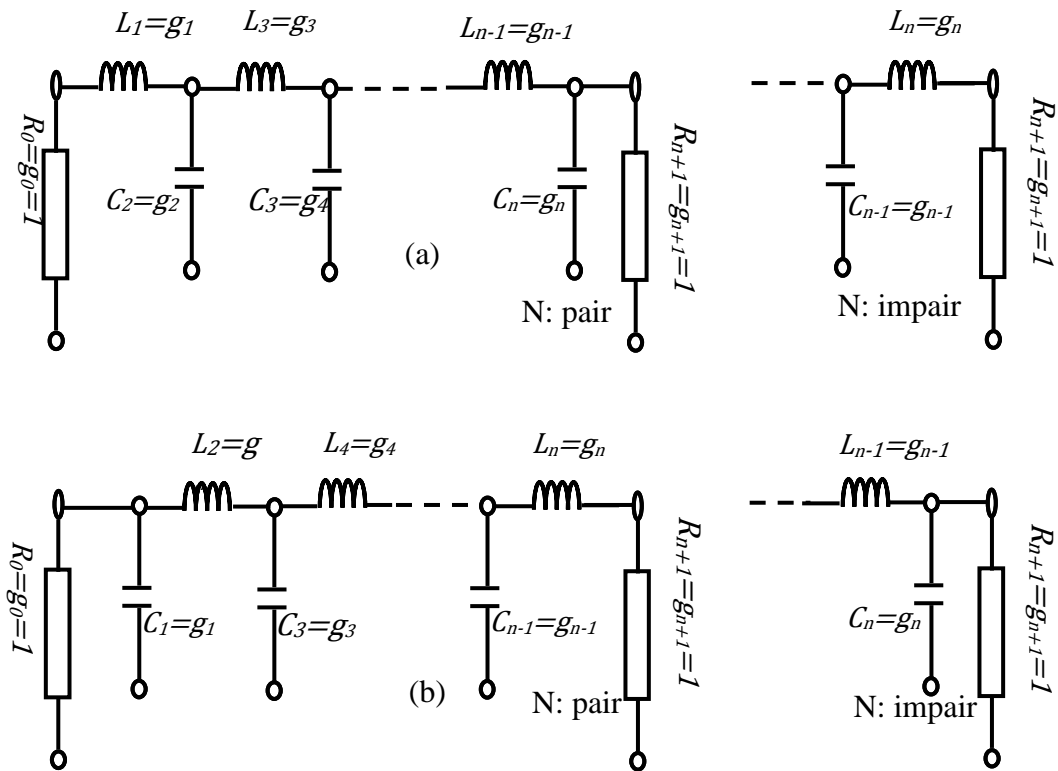


Figure 4.4 Circuits prototype du filtre passe-bas: a. Série-parallèle b. Parallèle-Série

Pour choisir la topologie d'un filtre passe-bas et le type de la réponse (approximation), nous pouvons détailler la démarche pour obtenir un filtre passe-bas prototype de la manière suivante:

Partons du cahier des charges incluant les impédances souhaitées à l'entrée et à la sortie, la fréquence de coupure \mathcal{F}_c qui définit la bande passante, le taux d'ondulation en dB et l'atténuation en dB à la fréquence de transition \mathcal{F}_i (Figure 4.5).

L'ordre (N) d'un filtre peut être trouvé soit par les formules de pertes d'insertion, ou par le rapport $(|\mathcal{F}_i/\mathcal{F}_c|-1)$ en utilisant les abaques [1], puis en fonction du taux d'ondulation, on extrait les coefficients g_i , de g_0 à g_{n+1} [1]. Sachant que g_0 et g_{n+1} correspondent aux impédances d'entrée et de sortie du filtre $R_{\text{entrée}} = g_0$, et $R_{\text{sortie}} = g_{n+1}$, et les coefficients g_1 à g_n correspondent aux éléments localisés LC.

Dans le cas d'une réponse de Tchebychev et un ordre N impair, nous avons $g_0 = g_{n+1} = 1$ (adaptation en entrée et en sortie), sinon nous avons $g_0=1$ et $g_{n+1} \neq 1$ pour un filtre d'ordre pair. Ainsi, pour faciliter l'adaptation d'impédance et la synthèse, on cherche toujours un ordre de filtre impair.

Nous utilisons les équations (4.4) et (4.5), afin de réaliser et calculer les composants localisés pour un filtre passe-bas d'ordre impair.

$$C_i = \frac{g_i}{(Z_0 \times 2\pi f_c)} \quad (4.4)$$

$$L_i = \frac{(g_i \times Z_0)}{(2\pi f_c)} \quad (4.5)$$

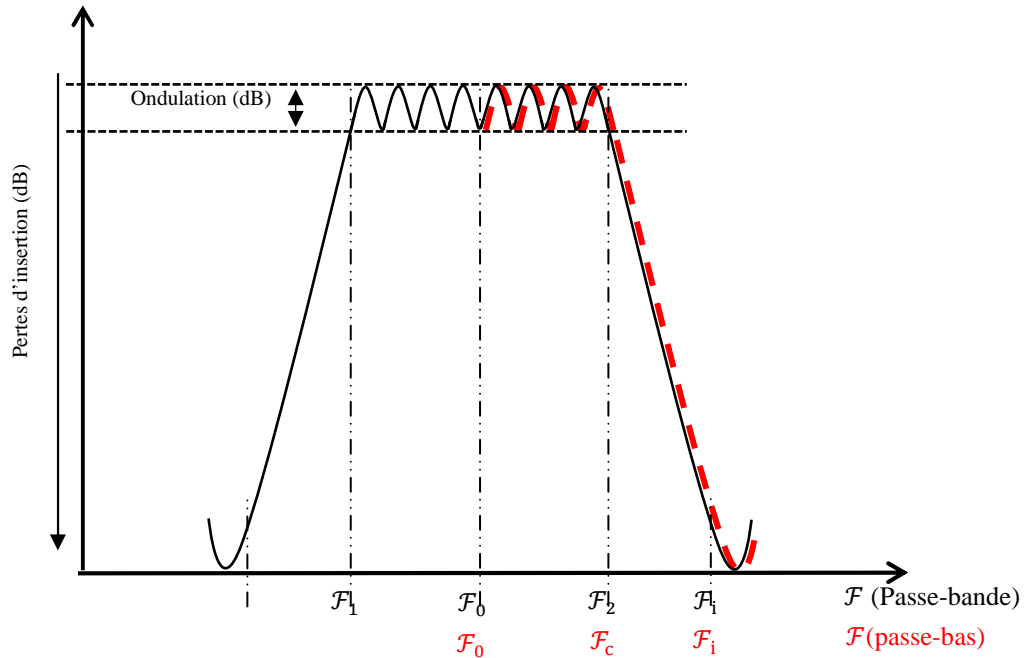


Figure 4.5 Courbe caractéristique des pertes d'insertion (approximation de Tchebychev)

La Figure 4.5 nous montre les points fréquentiels principaux qui déterminent respectivement les bandes passantes des filtres passe-bas et passe-bande, pour lesquelles les fréquences de coupure et de transition du filtre passe-bas sont identiques aux fréquences F_2 et F_i pour le filtre passe-bande, alors que la fréquence centrale pour le passe-bande est notée égale à F_0 et correspond au minimum de fréquence transmise égale soit 0 pour le passe-bas.

4.2.4 Synthèse des filtres passe-bande

La réalisation d'un filtre passe-bande est basée sur la transformation des fréquences appliquées au prototype de filtre passe-bas, comme nous l'avons vu précédemment. Un filtre passe-bande peut donc être obtenu en remplaçant les capacités en parallèle par les résonateurs LC en parallèle et les inductances série par les résonateurs LC série (Figure 4.6).

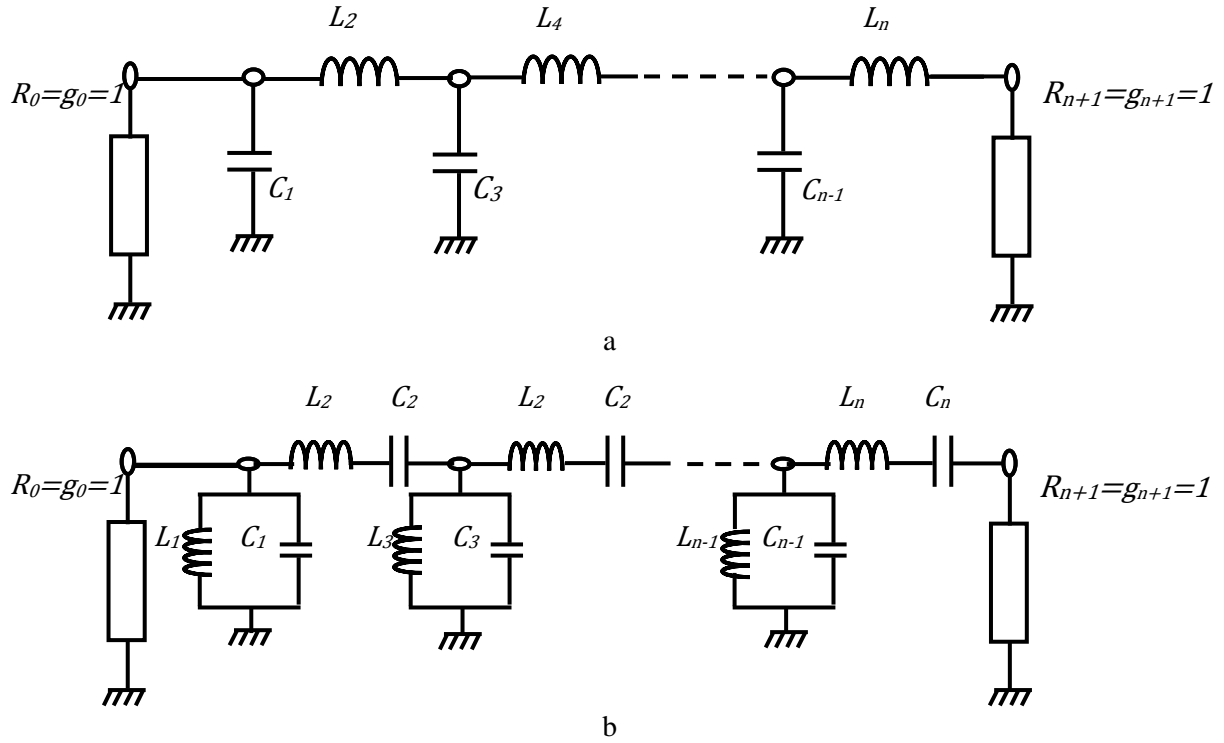


Figure 4.6 Transformation en fréquence (a) prototype passe-bas (b) transformation en passe-bande

Après avoir déterminé l'ordre du filtre en fonction du taux d'ondulation, les coefficients g_i peuvent être extraits à partir des tableaux des filtres passe-bas présentés par [1], et les valeurs des éléments localisés du filtre passe-bande pour les résonateurs série sont données par les équations (4.6) et (4.6.1) et pour les résonateurs parallèles par les équations (4.7) et (4.7.1)

$$L_{i:s} = \frac{(g_i \times Z_0)}{(\Delta \times 2\pi f_0)} \quad (4.6)$$

$$C_{i:s} = \frac{\Delta}{(Z_0 \times g_i \times 2\pi f_0)} \quad (4.6.1)$$

$$L_{i:p} = \frac{(\Delta \times Z_0)}{(g_i \times 2\pi f_0)} \quad (4.7)$$

$$C_{i:p} = \frac{g_i}{(Z_0 \times \Delta \times 2\pi f_0)} \quad (4.7.1)$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

4.3 Mise en œuvre dans le domaine millimétrique

Nous cherchons à réaliser des filtres passe-bas et passe-bande dans la bande de fréquences millimétriques entre (55-67GHz). L'utilisation de composants discrets n'est possible qu'avec

certaines technologies très spécifiques [5], et il est donc nécessaire pour arriver à réaliser des filtres en hyperfréquence de faire appel à des éléments distribués. Pour cela, plusieurs outils ont été proposés afin de pouvoir transformer les éléments localisés en éléments distribués [2]. Rappelons parmi eux:

- résonateurs quart d'onde et demi-onde et la transformation de Richard
- les identités de Kuroda
- Les inverseurs d'impédance et d'admittance
- les lignes couplées

Différentes topologies de filtres en hyperfréquence ont été développées. Ces topologies qui consistent à remplacer chaque composant discret du schéma électrique par des structures spécifiques (tronçons de lignes de transmission, résonateurs) en micro-ondes. Parmi ces topologies, nous nous intéressons au filtre passe-bas à sauts d'impédance, ainsi que les filtres passe-bande réalisés à l'aide de résonateurs en boucle carrée couplés à une ligne.

4.4 Topologies des filtres planaires

4.4.1 Les sauts d'impédance

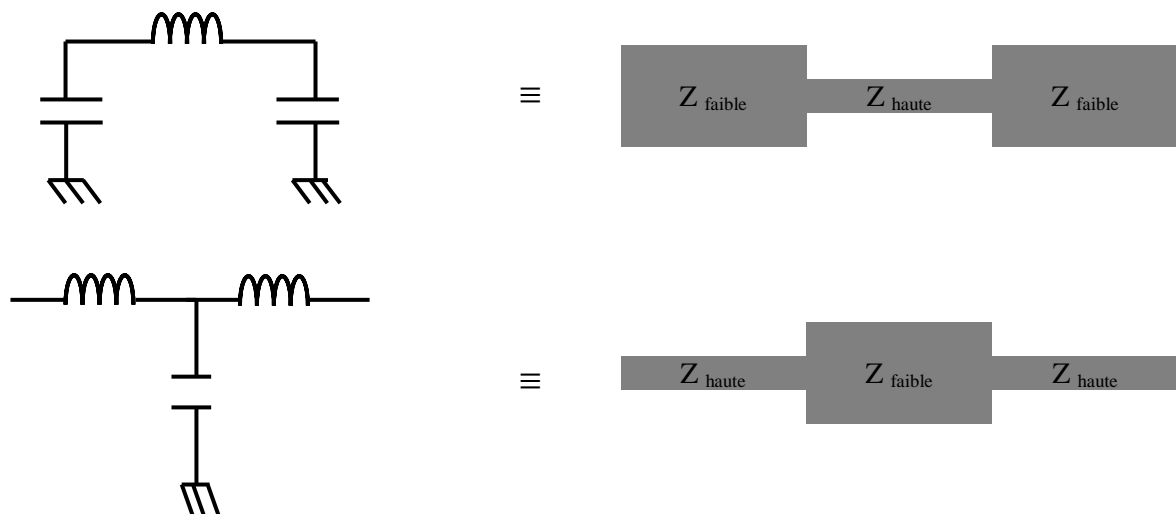


Figure 4.7 Transformation des éléments localisés en tronçons de lignes de transmission

La structure du filtre à sauts d'impédance est une méthode très connue pour réaliser un filtre passe-bas associant en cascade des tronçons de ligne de transmission de haute et faible impédance caractéristique: une inductance série est obtenue à l'aide d'une ligne de transmission haute impédance et une capacité parallèle par une ligne de faible impédance (Figure 4.7).

La Figure 4.8 montre les résonateurs à saut d'impédance : les largeurs des tronçons des lignes sont fixées par le choix des impédances caractéristiques, puisqu'il faut respecter : $Z_{OC} < Z_O < Z_{OL}$, où Z_{OC} : Z_{faible} , Z_{OL} : Z_{haute} , Z_O : impédance d'entrée

Comme l'influence des éléments parasites associés aux sauts d'impédance augmente proportionnellement à l'écart entre Z_{OC} et Z_{OL} , il faut limiter le plus possible l'écart entre ces éléments d'impédances faible et forte.

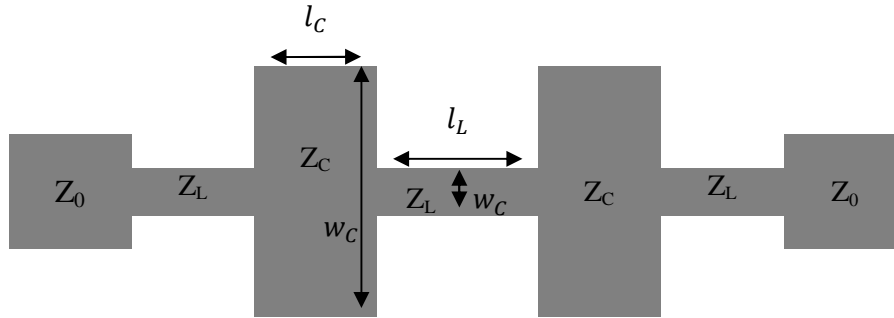


Figure 4.8 Structure d'un filtre planaire passe-bas à sauts d'impédance

Par ailleurs, les longueurs physiques des tronçons de lignes inductives et capacitatives sont respectivement calculées par les deux relations suivantes :

$$\iota_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\omega_c L}{Z_{OL}} \right) \quad (4.8)$$

$$\iota_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1} (\omega_c C Z_{OC})$$

Les résultats obtenus à partir de (4.8) ne tiennent pas compte de l'effet des discontinuités du filtre, mais en les considérant, les longueurs physiques des tronçons de ligne inductif et capacitif, sont calculées en résolvant l'équation suivante [3]:

$$\omega_c L = Z_{OL} \sin \left(\frac{2\pi \iota_L}{\lambda_{gL}} \right) + Z_{OC} \tan \left(\frac{\pi \iota_C}{\lambda_{gC}} \right) \quad (4.9)$$

$$\omega_c C = \frac{1}{Z_{OC}} \sin \left(\frac{2\pi \iota_C}{\lambda_{gC}} \right) + 2 * \frac{1}{Z_{OL}} \tan \left(\frac{\pi \iota_L}{\lambda_{gL}} \right)$$

4.4.2 Les résonateurs

4.4.2.1 Résonateurs en boucle carrée

Plusieurs études ont été effectuées par Hong et Lancaster [6-8] sur ce type des résonateurs (résonateurs en boucle carrée) en différentes technologies (Figure 4.9), les résonateurs en boucle carrée étant excités par des lignes de transmission et couplés magnétiquement ou électriquement entre eux.



Figure 4.9 Exemples de formes des résonateurs en boucle

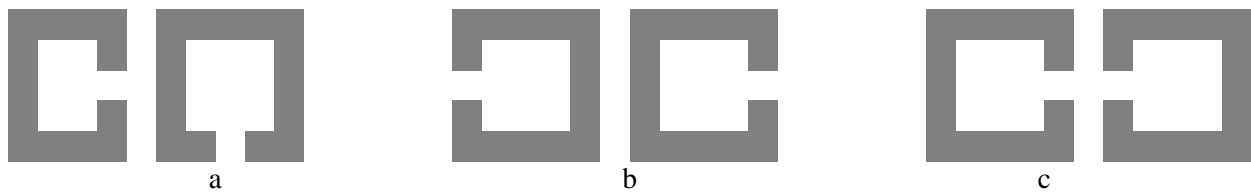


Figure 4.10 Les différents types de couplages des résonateurs en boucle ouverte
a. mixte b. magnétique c. électrique

La Figure 4.10 montre les différents couplages des résonateurs en boucle ouverte définis en fonction de l'orientation des résonateurs en boucle ouverte l'un par rapport à l'autre [3]. Il peut être montré que chacun des résonateurs à boucle ouverte engendre une densité maximale de champ électrique au niveau du gap (Figure 4.10c), et une densité maximale du champ magnétique sur le côté opposé (Figure 4.10b). Pour les structures de couplage de la Figure 4.10.a, les champs électriques et magnétiques sur les côtés couplés peuvent avoir des distributions comparables, de sorte que se produisent à la fois des couplages de champs électriques et magnétiques [3].

4.4.2.2 Résonateurs à lignes couplées

L'utilisation d'inverseurs d'impédance à base de tronçons de lignes de transmission en résonateurs à lignes couplées permet de n'utiliser qu'un seul type de composant réactif, et en conséquence de n'utiliser qu'un seul type de résonateurs soit série avec un couplage électrique, soit parallèle avec un couplage magnétique, ce qui peut en simplifier la réalisation.

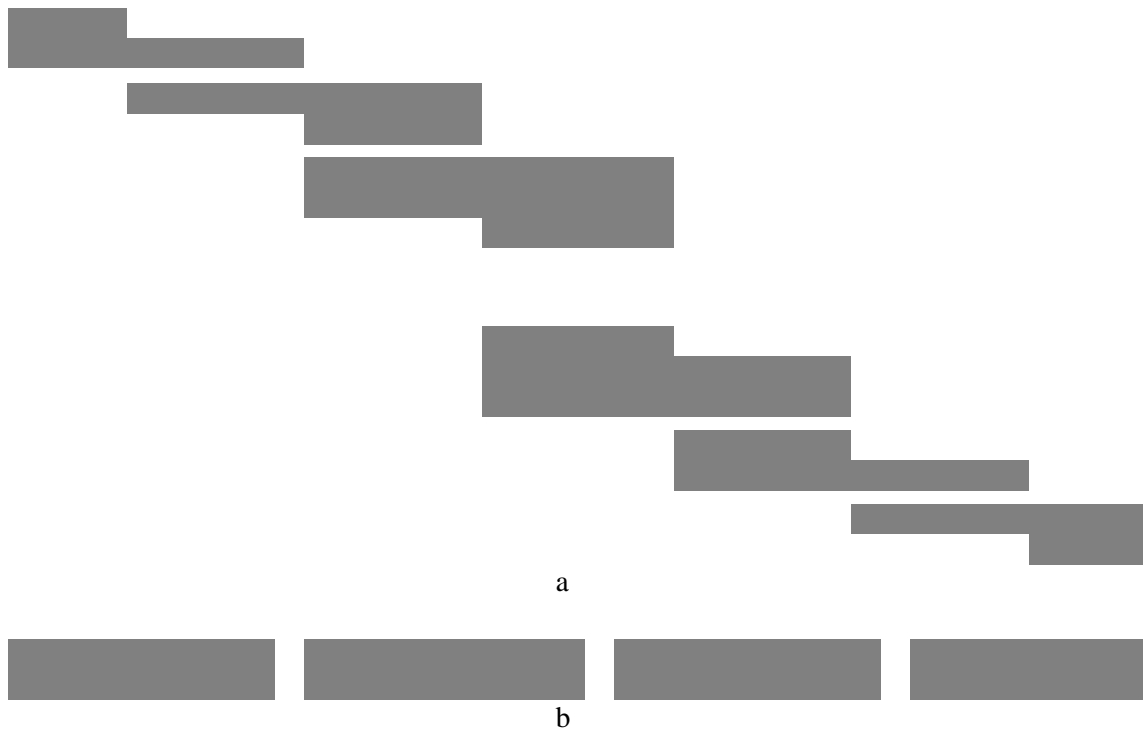


Figure 4.11a. résonateurs couplés en parallèle b. résonateurs couplés en série

La Figure 4.11a montre les tronçons de ligne de transmission de longueur $\lambda_g/4$ couplés en parallèle. Le couplage magnétique entre les tronçons des lignes de transmission est plus important que le couplage électrique qui se fait au niveau des gaps entre deux résonateurs voisins de longueur demi-onde couplés en série (Figure 4.11b).

La structure des résonateurs en parallèle donne un relativement grand couplage, pour un espacement donné entre les résonateurs, et donc cette structure permet d'obtenir des bandes passantes plus larges, et de réduire aussi la longueur du filtre de moitié par rapport à la structure des résonateurs en série [1-3].

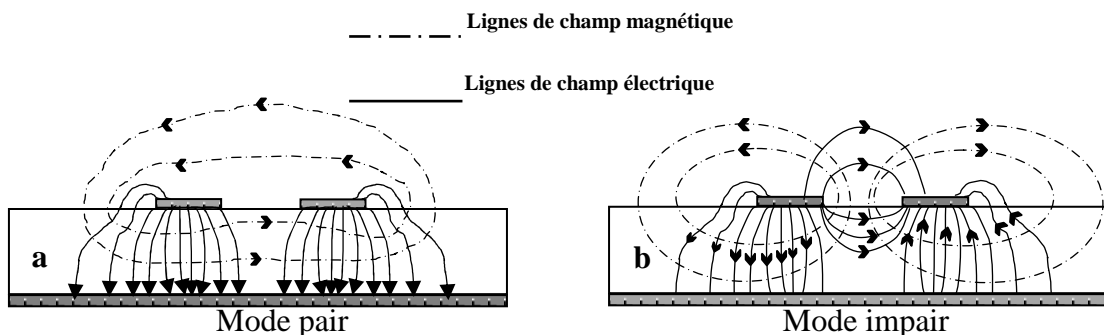


Figure 4.12 Représentation des modes de propagation pour des lignes micro-ruban couplées a. pair b. impair

La largeur de chaque résonateur est liée aux impédances des modes pair et impair correspondant respectivement à chaque tronçon consécutif, et les impédances sont liées aux modes de propagation pair et impair (Figure 4.12) [3].

CHAPITRE IV: Filtres

Nous présenterons dans les simulations numériques suivantes, le filtre à sauts d'impédance et celui à résonateurs couplés.

La mise en œuvre de ces topologies de filtres planaires (le filtre à sauts d'impédance et celui à résonateurs couplés) en technologie ligne de Goubau planaire fait l'objet des paragraphes suivants.

4.5 Filtres en technologie ligne de Goubau Planaire

4.5.1 Filtre passe-bas à sauts d'impédance

Nous présentons ici l'étude d'un filtre passe-bas en technologie de ligne de Goubau planaire d'épaisseur de $1\mu\text{m}$ d'aluminium sur un substrat de $350\mu\text{m}$ de silicium au-dessus de $500\mu\text{m}$ de verre avec un support métallique au-dessous (Figure 4.13).

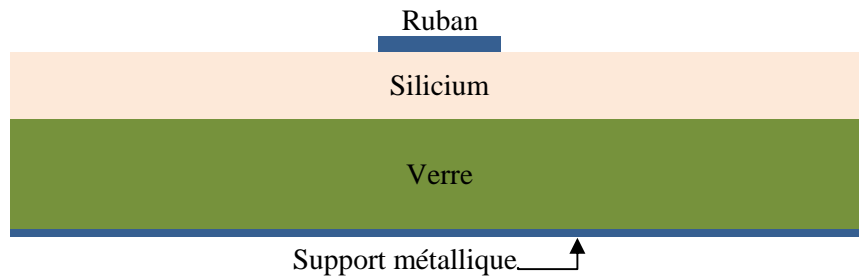


Figure 4.13 Coupe transversale du filtre

On utilisera une fonction de filtrage de type Tchebychev. Nous partons d'un cahier des charges stipulant: une ondulation de 0,5 dB dans la bande passante, fréquence de coupure $\mathcal{F}_c = 60\text{ GHz}$ et on cherche une atténuation de 15 dB à $\mathcal{F}_i = 67\text{ GHz}$. Nous trouvons un filtre d'ordre 5 (impair). Les impédances d'entrée et de sortie seront fixées toutes les deux à $50\ \Omega$. L'extraction des coefficients g_i des tableaux universels [1] nous donne: $g_0=g_6=1$, $g_1=g_5=1.7058$, $g_2=g_4=1.2296$ et $g_3=2.5408$.

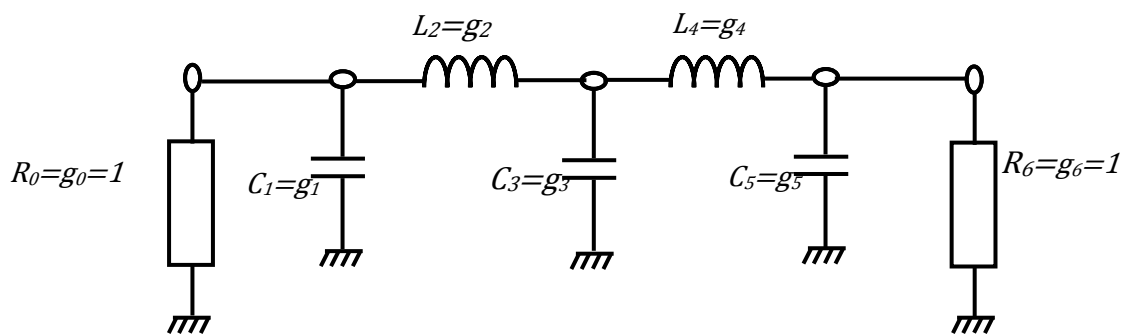


Figure 4.14 Prototype du filtre passe-bas

Le Tableau 4.2 liste les valeurs des capacités et des inductances du filtre passe-bas d'ordre 5 correspondant aux coefficients g_i , et qui ont été trouvés à l'aide des équations (4.4-4.5). Nous les avons simulés et optimisés sous ADS.

Tableau 4.2 Eléments localisés pour un filtre d'ordre 5 de Tchebychev

i	g_i	$Z_0 \Omega$	C pF	L nH
0	1	50		
1	1.7058		0,09234	
2	1.2296			0,1626
3	2.5404		0,138	
4	1.2296			0,1626
5	1.7058		0,09234	
6	1	50		

4.5.1.1 Simulation sous ADS

La Figure 4.15 montre la réponse fréquentielle simulée sous ADS pour le filtre passe-bas en éléments électriques calculés précédemment. On peut remarquer qu'on est bien à 60GHz pour la fréquence de coupure \mathcal{F}_c avec une atténuation inférieure à 0,5 dB et à -9 dB pour la fréquence de transition \mathcal{F}_i . Le gabarit est respecté.

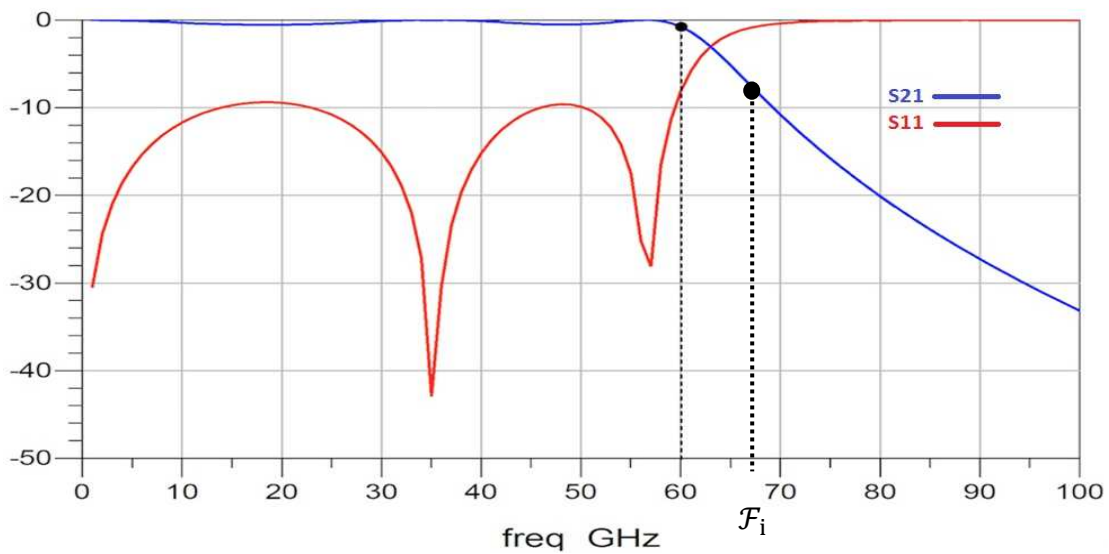


Figure 4.15 Paramètres S en dB du filtre en fonction de la fréquence

Maintenant, après avoir vérifié la réponse fréquentielle du prototype électrique du filtre sous ADS, nous pouvons le transformer en tronçons de lignes de transmission (Figure 4.16).

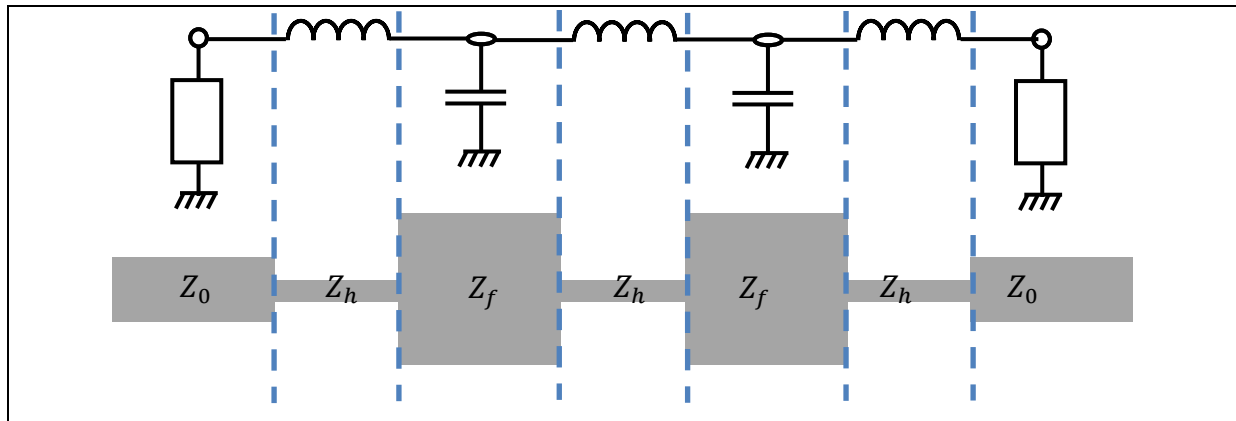


Figure 4.16 Filtre passe-bas à sauts d'impédance

Prenant les valeurs des éléments discrets qui ont été simulés en ADS, nous pouvons calculer les longueurs des tronçons du filtre à l'aide des équations (4.8-4.9), les largeurs étant déterminées à partir des études paramétriques qui ont été effectuées sur la structure de ligne de Goubau sur silicium et verre (Figure 3.5).

4.5.1.2 Simulation sous HFSS

Le Tableau 4.3 présente les dimensions des deux filtres A et B simulés et optimisés sous HFSS.

Tableau 4.3 Paramètres des filtres passe-bas à sauts d'impédance sur silicium et verre

Tronçon	g	Z_0 (Ω)		Longueur (mm)		Largeur (mm)	
		A	B	A	B	A	B
0	1	50	50			0.35	0.35
1	1.3394	40	40	0.076	0.076	0.6	0.6
2	1.337	98	98	0.053	0.053	0.05	0.05
3	2.166	32	29	0.1	0.06	0.8	0.9
4	1.337	98	98	0.053	0.053	0.05	0.05
5	1.3394	40	40	0.076	0.076	0.6	0.6
6	1	50	50			0.35	0.35

La Figure 4.17 nous montre l'aspect du filtre qui a été simulé sous HFSS. Cette structure a été excitée par des waveports, les dimensions de ce filtre ont été reportées précédemment dans le Tableau 4.3.

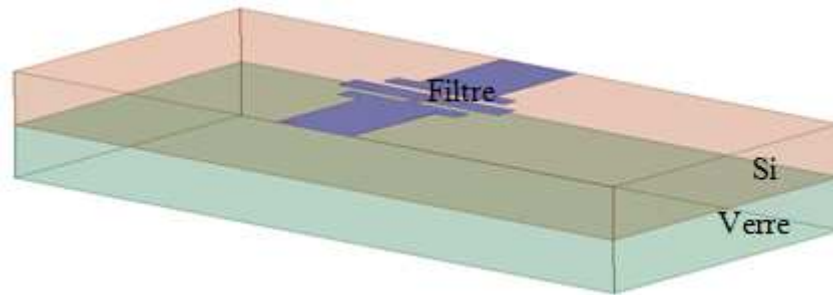


Figure 4.17 Filtre simulé sous HFSS

Les paramètres S_{ij} simulés sous HFSS pour les deux filtres A et B sont montrés sur la Figure 4.18.

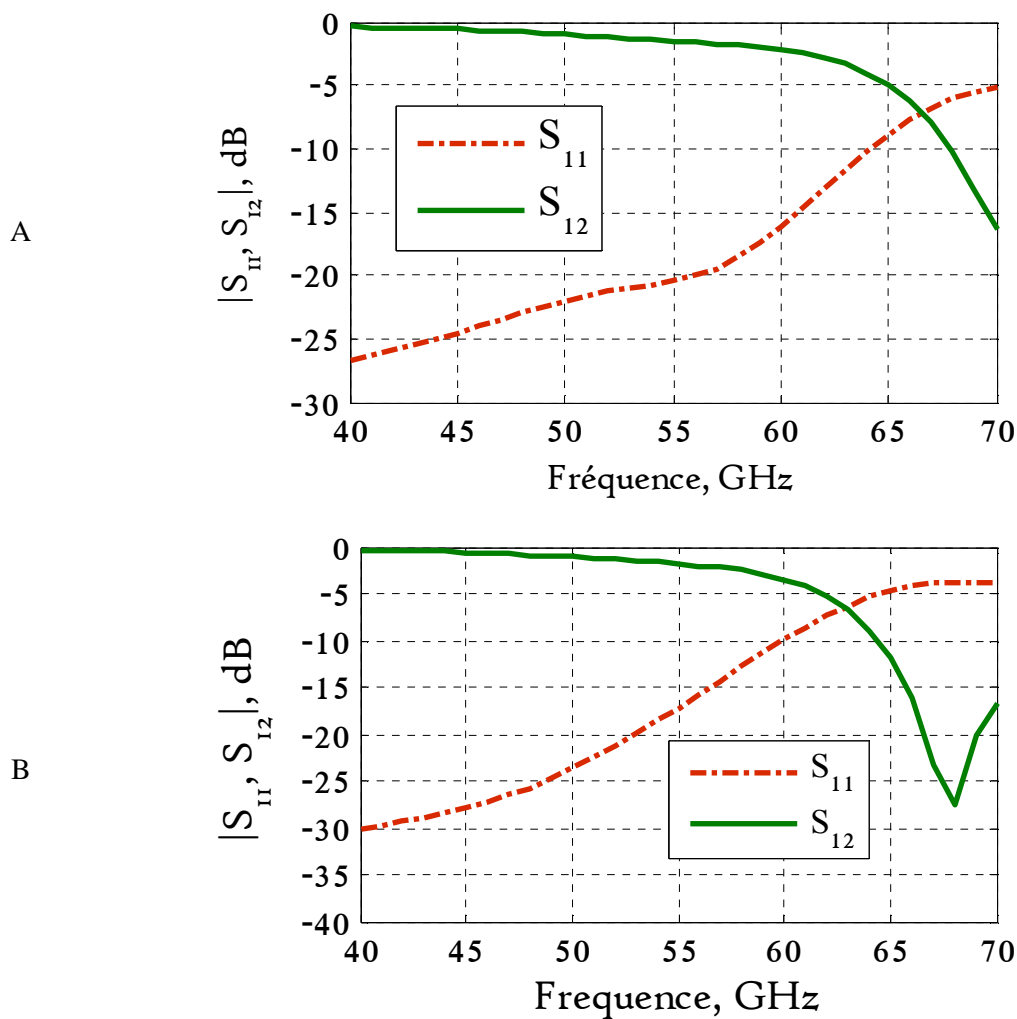


Figure 4.18 Les paramètres S en fonction de la fréquence pour les filtres passe-bas à saut d'impédance notés A et B (simulations sous HFSS)

La cartographie de l'amplitude du champ électrique sur le ruban de la ligne (Figure 4.19) nous montre la perturbation du champ électrique en trois points de fréquence 50, 60, et 75GHz. On constate que le signal est bien transmis dans la bande passante et l'atténuation du signal

commence à partir de 60 GHz jusqu'à arriver à -10 dB à 70GHz, ce qui explique le comportement de cette structure en filtre passe-bas.

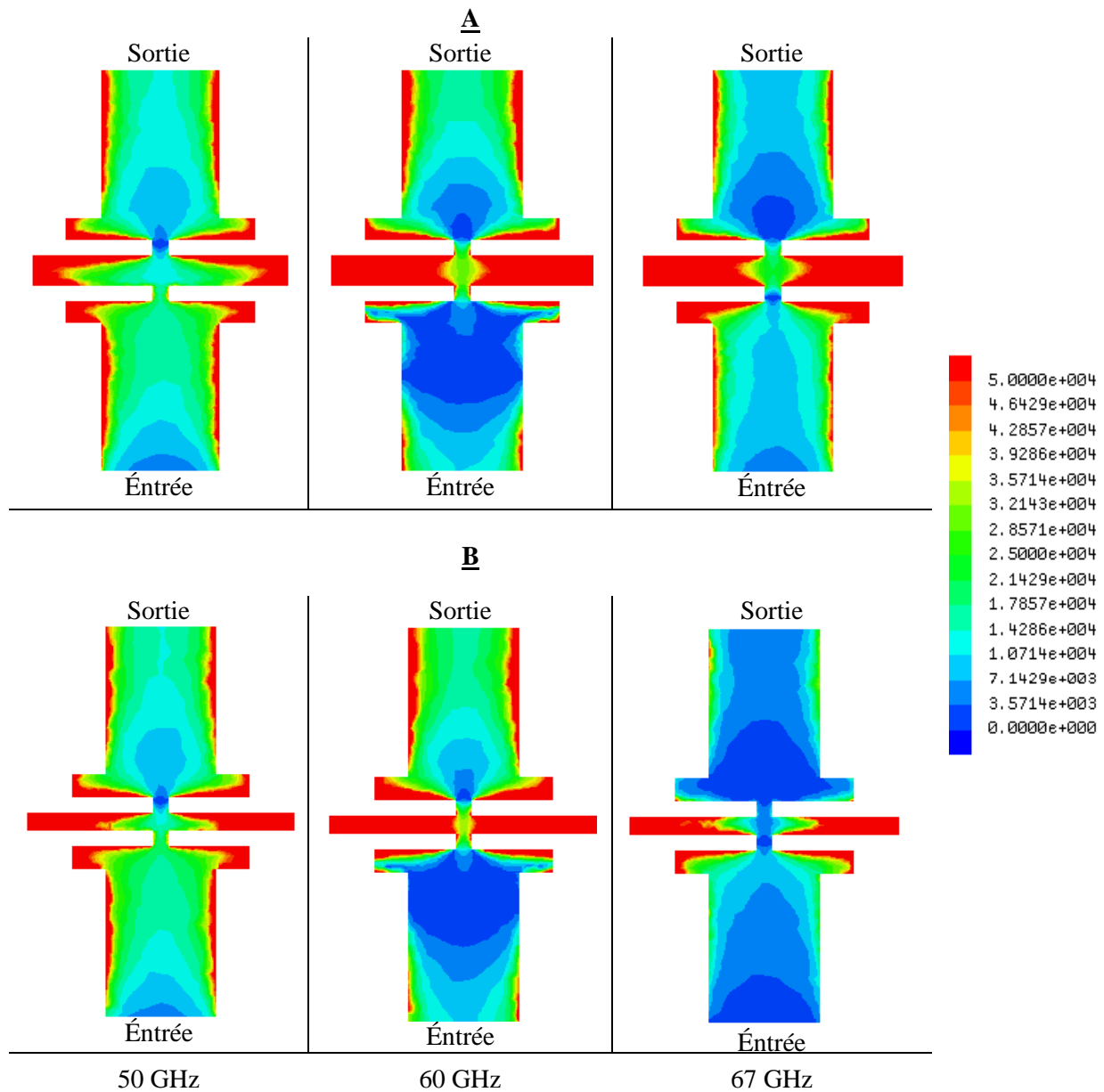


Figure 4.19 Cartographies de l'amplitude du champ électrique du filtre A et B

Afin d'évaluer l'effet des largeurs des tronçons du filtre ainsi le fonctionnement des filtre A à B, nous avons réalisé par simulation des études paramétriques sur les largeurs des tronçons de filtre A. La Figure 4.20 montre les résultats des études paramétriques sur les largeurs des tronçons de lignes faites avec des structures tête-bêche. Nous considérons pour chaque tronçon trois largeurs différentes. La Figure 4.20a montre une variation entre 0,5 mm et 0,9 mm de la largeur du premier et du dernier tronçons. La Figure 4.20b montre une variation entre 0,03 mm et 0,08 mm de la largeur du deuxième et du quatrième tronçons. La Figure 4.20c montre une variation entre 0,5 mm et 1,1 mm pour la largeur du troisième tronçon.

Les valeurs des largeurs des tronçons sur la Figure 4.20 ne sont pas identiques pour tous les tronçons, car les largeurs des tronçons correspondent aux impédances haute et faible. Ainsi, quand l'impédance est faible nous aurons une ligne large, et quand l'impédance est haute nous aurons une ligne plus étroite.

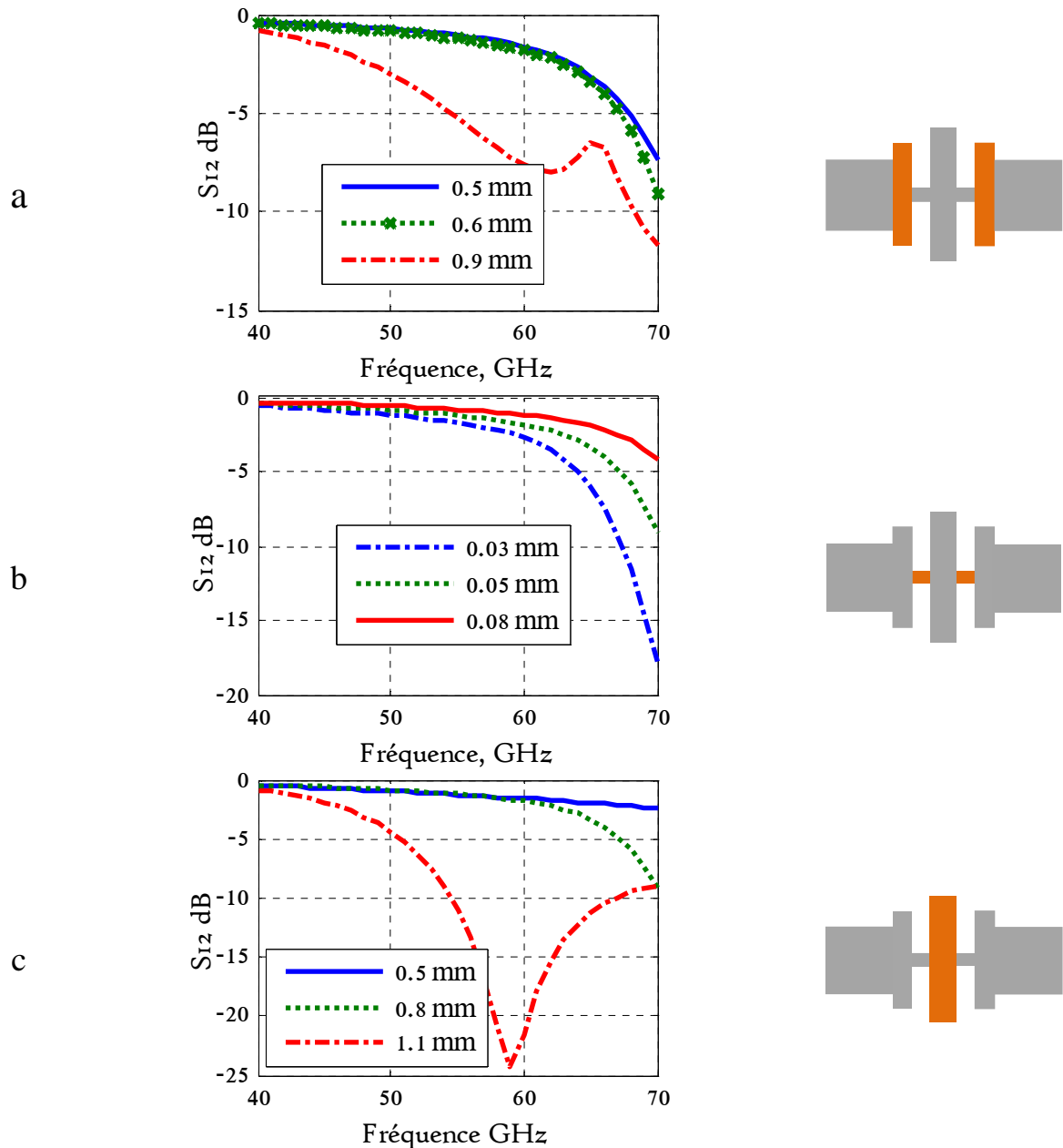


Figure 4.20 Etudes paramétriques des tronçons du filtre passe-bas à sauts d'impédance (HFSS)

Nous observons la variation de la fréquence de coupure avec les largeurs des tronçons. Les variations de largeur considérées ici étaient importantes; dans la suite nous allons présenter une étude sur des variations légères des dimensions du filtre (étude de sensibilité), ce que est important pour évaluer l'impact des imprécisions de réalisation en salle blanche.

Avant de réaliser ce filtre à sauts d'impédance dans la salle blanche, nous avons étudié la sensibilité de sa réponse vis-à-vis des dimensions de la structure. La Figure 4.21 montre des variations entre $\pm 2 \mu\text{m}$ pour toutes les longueurs et les largeurs des tronçons.

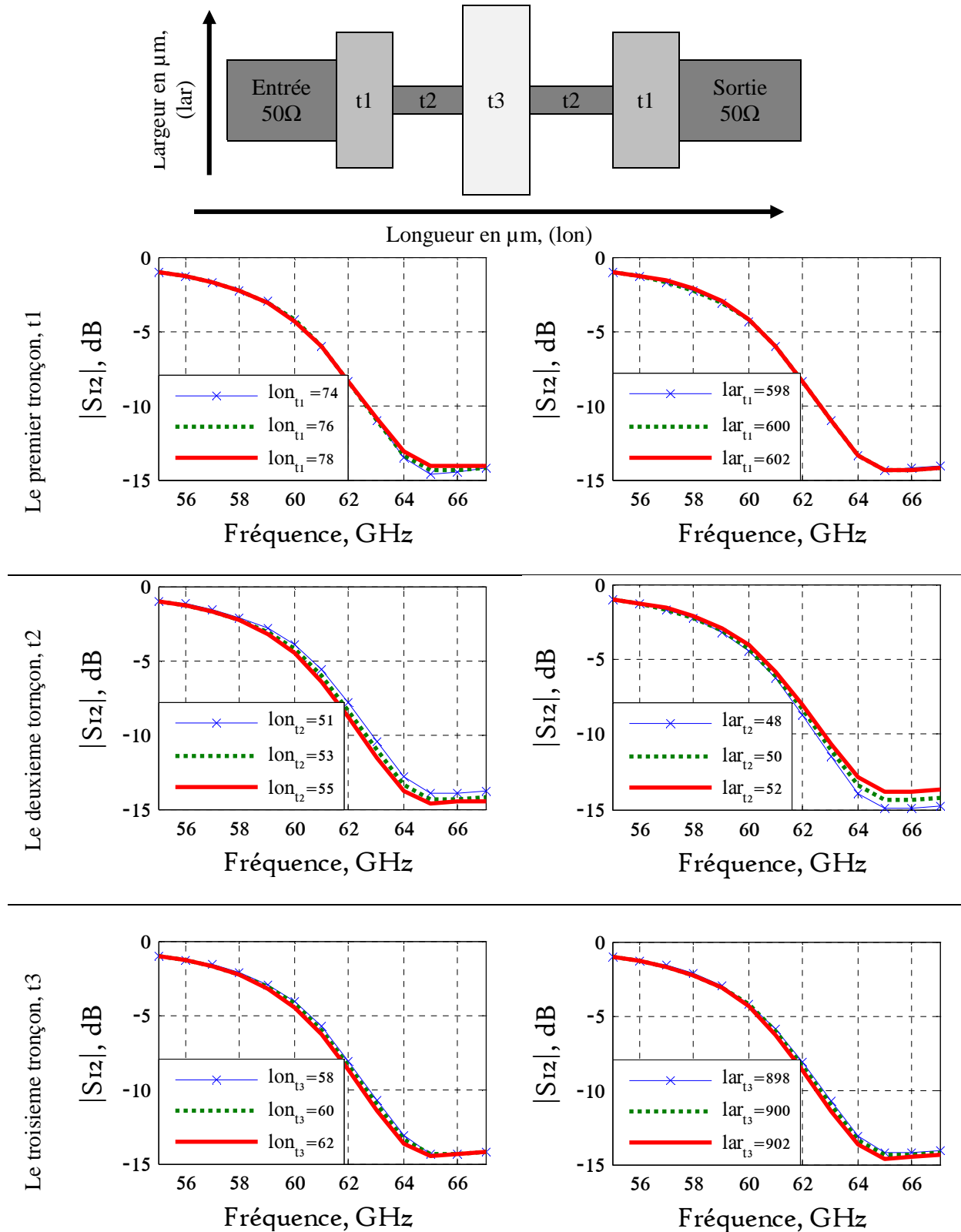


Figure 4.21 Études de sensibilité

Nous constatons que la variation des dimensions du deuxième tronçon est plus importante que la variation dans les deux autres tronçons, où la courbe de S_{12} est quasiment constante avec les variations dans la première et le troisième tronçon, mais dans le deuxième tronçon les différents entre les courbes de S_{12} sont un peu plus grands (pour $\pm 2\mu\text{m}$, nous trouvons ± 0.2 dB à 60 GHz et $\simeq 0.5$ dB à 65 GHz). En regardant la phase de S_{12} à 0 degré, nous trouvons un décalage de 0.25 GHz.

Nous concluons de cette étude de sensibilité (Figure 4.21) que les petites variations en dimensions, qui peuvent venir de la fabrication, n'auront pas d'effets sur le comportement de ce filtre à sauts d'impédance.

4.5.2 Filtre passe-bande à résonateurs

4.5.2.1 Résonateur en boucle

Dans cette partie, nous nous intéressons à des résonateurs en boucle ouverte. Des boucles de forme circulaire et carrée ont été proposées dans la littérature [9-10]. Deux résonateurs situés l'un à côté de l'autre se couplent magnétiquement, et forment une paire considérée par la suite comme un seul résonateur SRR (Split Ring Resonator). Le circuit équivalent du résonateur en boucle ouverte peut être représenté par un résonateur LC (Figure 4.22).

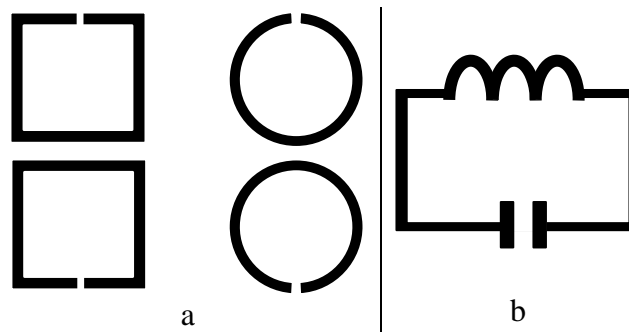


Figure 4.22 a. Résonateurs en boucle ouverte b. Circuit équivalent

Dans le cas du résonateur en boucle ouverte, deux types d'alimentation ont été proposés:

- La première consiste en une ligne de transmission reliée électriquement à la structure du résonateur. Cette ligne a classiquement une impédance caractéristique de 50Ω . Le facteur de couplage est lié fortement à la position de cette ligne intégrée [3] (Figure 4.23a).
- La deuxième se fait via une ligne de transmission couplée avec le résonateur (Figure 4.23b). Dans ce cas, une ligne étroite avec une distance faible entre la ligne et le résonateur, nous donne un fort couplage [3]



Figure 4.23 Types d'alimentation pour les résonateurs en boucle ouverte

Des résonateurs en boucle de forme carrée et circulaire ont été réalisés à l'aide de ligne de Goubau planaire en THz, [11] a présenté une paire des résonateurs en boucle ouverte carrée alimentée par une ligne de transmission couplée avec les résonateurs.

(Ali K. Horestani) a étudié des géométries plus complexes [12], en proposant une structure périodique composée de motifs consistant en des résonateurs en boucle ouverte carrée à

l'intérieur desquels un résonateur plus petit est intégré. (G. Moreno) a réalisé des résonateurs en boucle circulaire ouverte pour des circuits en THz, [10].

Nous souhaitons réaliser un filtre passe-bande à 60 GHz à l'aide de résonateurs en boucle carrée ouverte alimentés par couplage avec une ligne de transmission. La ligne de transmission et le résonateur seront en technologie de ligne de Goubau planaire.

La ligne de transmission de Goubau et les résonateurs ont les caractéristiques suivantes : $1\mu\text{m}$ d'épaisseur d'aluminium de conductivité $3.8 \times 10^7 \text{ S/m}$, une largeur de $50\mu\text{m}$.

Nous avons choisi une ligne de Goubau de largeur $50\mu\text{m}$ pour:

- assurer une bonne propagation du champ électrique: le champ électrique est bien confiné autour de la ligne de Goubau à cette largeur ($50\mu\text{m}$), alors que pour une ligne de largeur $150\mu\text{m}$, le champ se propage en restant confiné sur les bords du ruban métallique (Figure 4.24).
- assurer un fort couplage avec le résonateur, car cela nécessite une ligne d'alimentation étroite [3] ;

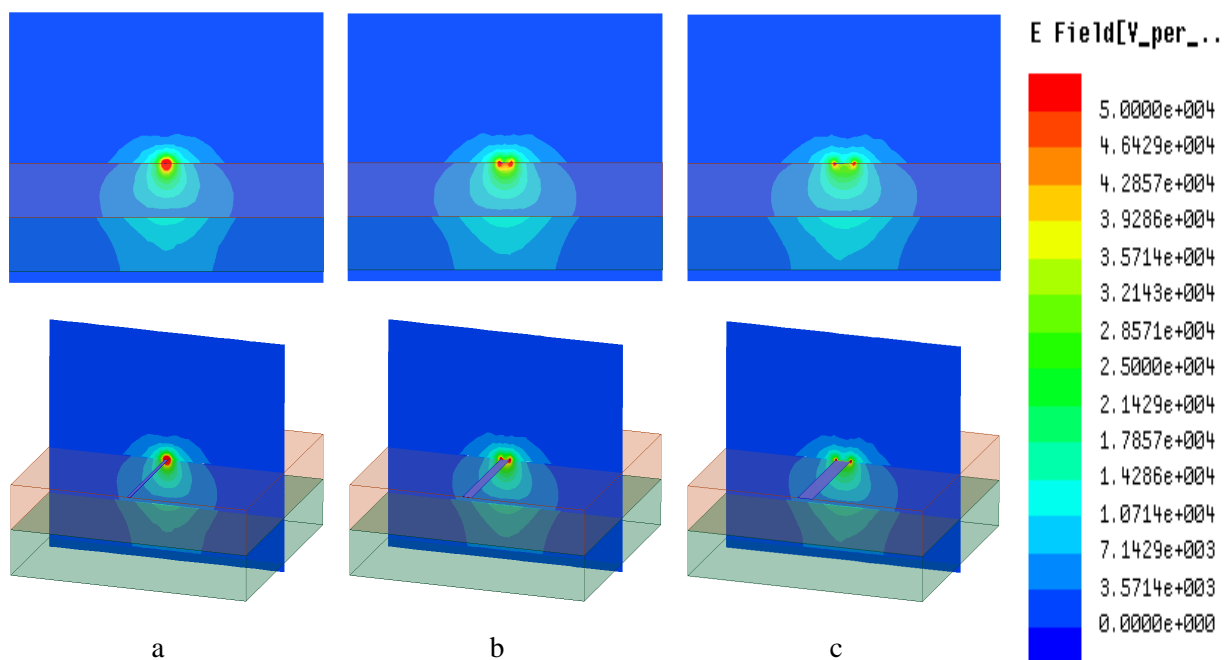


Figure 4.24 Distribution de l'amplitude du champ électrique autour de lignes de Goubau de différentes largeurs, a. $50\mu\text{m}$, b. $150\mu\text{m}$, c. $250\mu\text{m}$

L'écart entre chaque résonateur et la ligne de transmission de Goubau est égale à $10\mu\text{m}$, cet écart a été choisi en prenant en considération la limite technologique de réalisation (la dimension minimale atteignable étant de $8\mu\text{m}$).

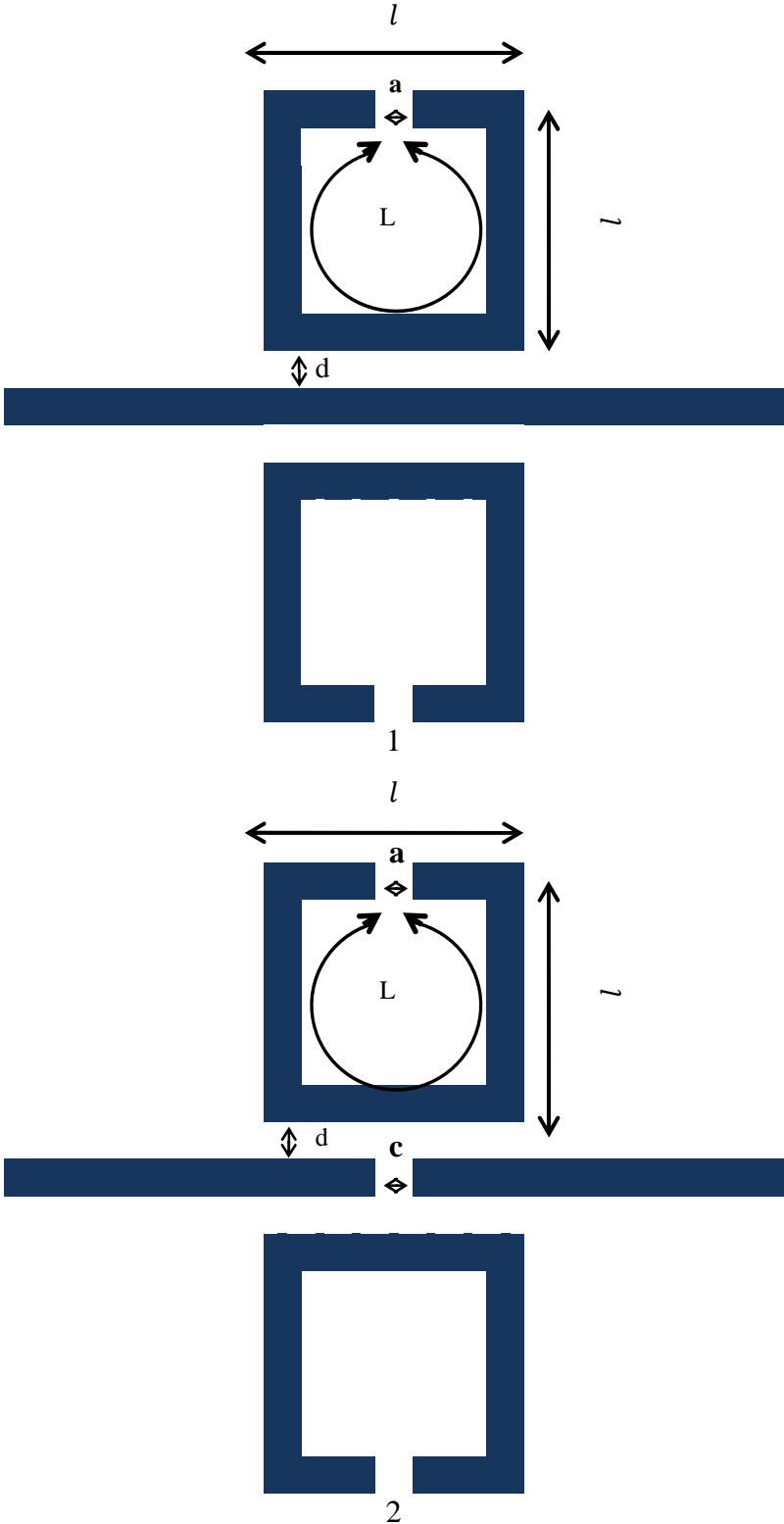


Figure 4.25 Résonateurs en boucle carrée ouverte alimentés par couplage avec une ligne de Goubau planaire

La Figure 4.25 représente la structure finale obtenue avec des résonateurs en boucle carrée, constituée d'une paire de résonateurs de longueur $L \approx \lambda_g/2$ (où λ_g est la longueur d'onde pour une ligne de Goubau de largeur $50\mu\text{m}$ à 60 GHz obtenue par simulation sous HFSS), avec $l \approx 285\mu\text{m}$ et une ouverture de longueur $a = 20\ \mu\text{m}$ dans chaque résonateur, les résonateurs se couplent à la ligne d'alimentation (ligne de Goubau) avec un écart $d = 10\ \mu\text{m}$, la ligne d'alimentation a une longueur de 7mm . Les résonateurs se trouvent au milieu de la longueur de ligne. Une autre version de cette structure avec une fente $c = 20\ \mu\text{m}$ au milieu de la ligne d'alimentation apparaît sur la Figure 4.25.2.

Les deux structures précédentes ont été simulées sous HFSS, la Figure 4.26 montre le résultat de la simulation.

On constate tout d'abord un minimum de réflexion autour de 60 GHz correspondant à la résonance des résonateurs.

Selon la topologie de la ligne d'alimentation, deux comportements sont obtenus:

Pour une ligne d'alimentation continue, la réponse est celle d'un filtre passe-bas (Figure 4.25.1).

Après ajout d'une interruption au milieu de la ligne d'alimentation, la réponse est proche de celle d'un filtre passe-bande (Figure 4.26b).

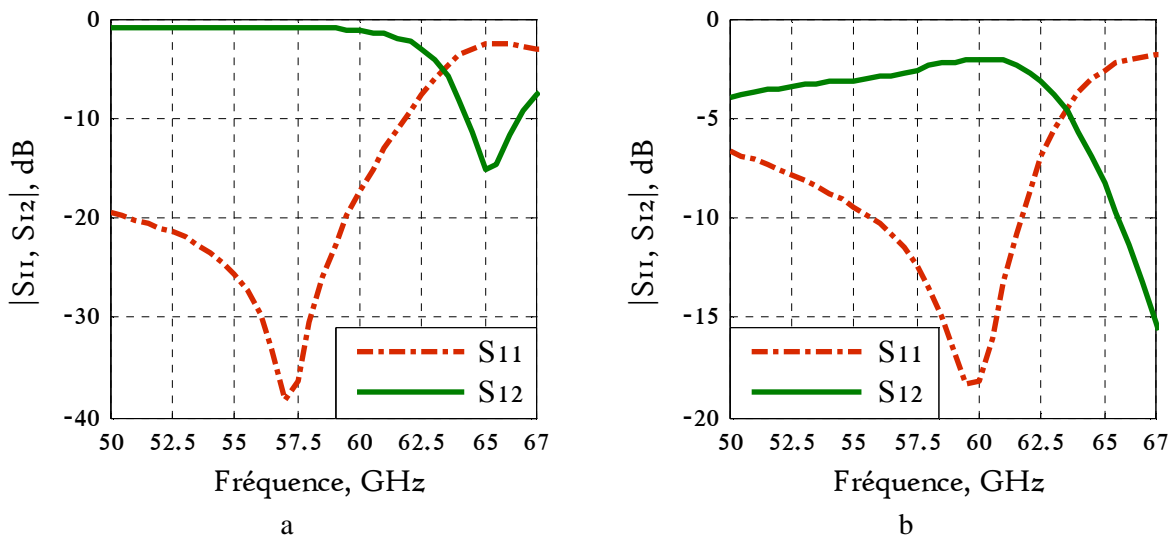


Figure 4.26 Résultats des simulations sur HFSS pour les structures présentées sur Figure 4.25, a. pour une ligne de Goubau centrale continue, b. pour une ligne de Goubau centrale discontinue

En faisant des études paramétriques sur la longueur des résonateurs nous avons trouvé deux longueurs pour lesquelles ils résonnent autour 60 GHz : avec la longueur $L \approx \lambda_g/2$ la résonance se fait à 60 GHz contre 65 GHz pour une longueur de $L \approx 3 * \lambda_g/2$. Les deux courbes observées sur la Figure 4.27 permettent d'évaluer l'influence de la variation de la longueur totale de chaque résonateur sur le coefficient de transmission: il apparaît que le

résonateur de longueur $\lambda_g/2$ conduit à une réponse moins sélective sur la bande de fréquence que le résonateur de longueur $3 * \lambda_g/2$ avec des pertes d'insertion plus faibles.

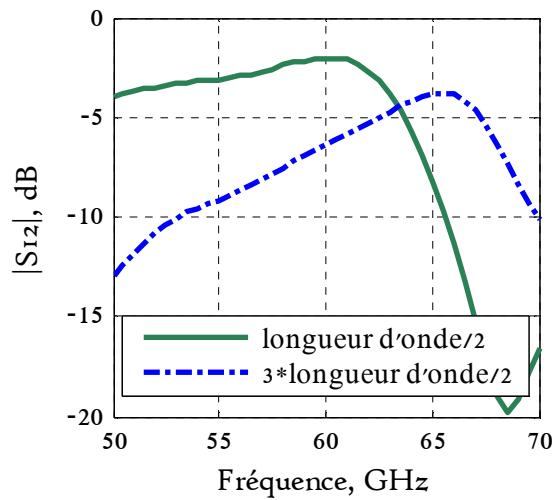


Figure 4.27 Coefficient de transmission pour deux longueurs différentes de résonateur

Le comportement de la structure de la Figure 4.25b, avec les résonateurs de longueur $\approx \lambda_g/2$, est illustré par les cartographies des Figure 4.28 et Figure 4.29

Les cartographies du courant sur les métallisations (Figure 4.28) montrent que ce courant est le plus élevé dans les résonateurs à la fréquence de résonance (60 GHz), tandis que l'effet de ces résonateurs est faible à 70 GHz.

Les cartographies du champ magnétique montrent une circulation importante du champ magnétique entre les deux boucles à la résonance.

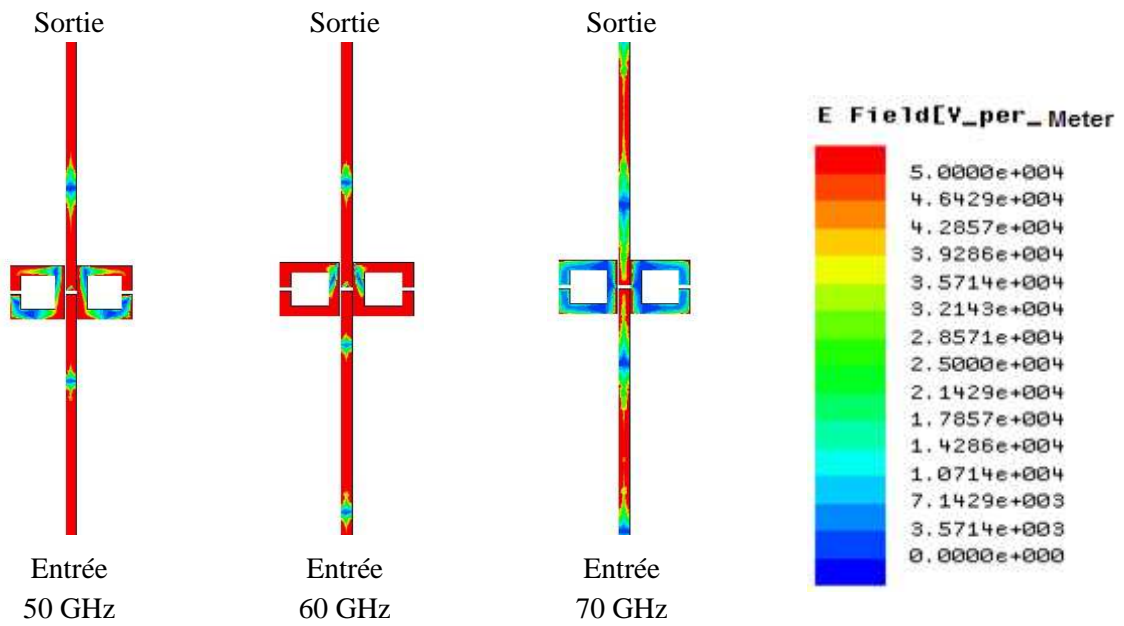


Figure 4.28 Distribution du champ électrique sur le métal en trois points de fréquence

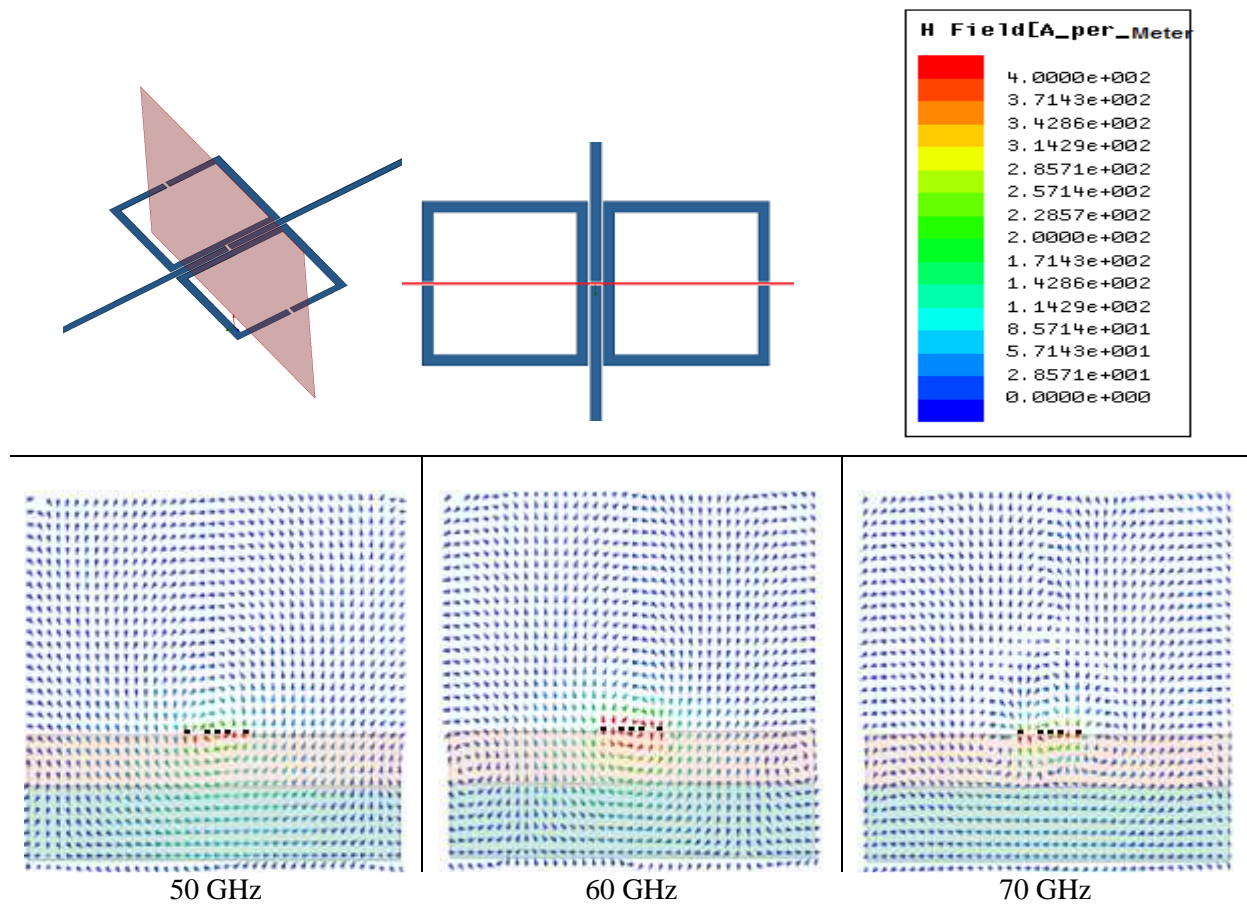


Figure 4.29 Lignes de champ magnétique dans le plan YZ en trois points de fréquence

4.5.3 Représentation électrique en éléments localisés

Comme mentionné précédemment, le résonateur en boucle carrée ouverte peut être représenté en éléments localisés par un résonateur LC. L'alimentation de notre structure planaire est faite par une ligne de transmission, qui est couplée à la paire de résonateurs.

L'utilisation d'éléments localisés n'est valide que pour une structure de taille réduite en termes de longueur d'onde. C'est pourquoi nous réduisons au maximum la longueur de la ligne d'excitation de la structure étudiée; ainsi, nous chercherons ici le schéma équivalent de la structure en bleu clair sur la Figure 4.30. Une technique de de-embedding est utilisée pour extraire les paramètres de cette structure à partir de la simulation faite avec une ligne d'accès plus longue (ruban bleu foncé).

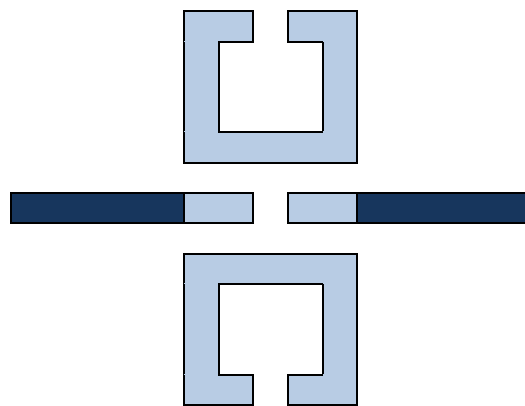


Figure 4.30 Résonateur en boucle carrée ouverte alimenté par couplage avec une ligne de Goubau planaire

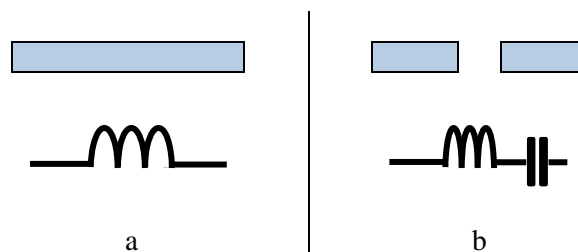


Figure 4.31 Représentation électrique de ligne d'alimentation centrale (ligne de Goubau planaire), a. ligne de Goubau planaire continue, b. ligne de Goubau planaire discontinue

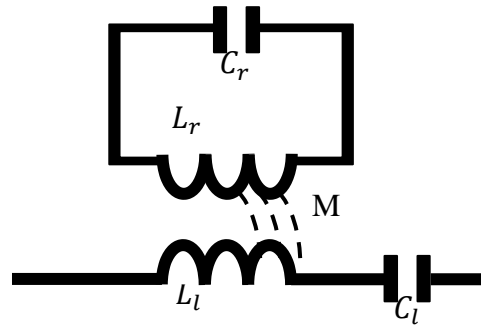


Figure 4.32 Schéma électrique équivalent de la structure en bleu clair sur Figure 4.30

La ligne de transmission peut-être représentée par une inductance équivalente, tandis que le saut sur cette ligne est équivalent à une capacité (Figure 4.31).

La paire de résonateurs est un circuit résonant représenté sous la forme d'un circuit LC.

Un coefficient de couplage est utilisé pour représenter le couplage entre la ligne et les résonateurs (Figure 4.31).

Pour calculer les valeurs des éléments localisés dans la Figure 4.32, nous allons procéder en deux étapes.

- ligne centrale discontinue

Nous allons tout d'abord chercher le modèle électrique équivalente de la ligne centrale (Figure 4.34).

Pour déterminer l'inductance équivalente, nous considérons tout d'abord une petite ligne continue (Figure 4.31a). La réponse de cette ligne peut-être représentée sous la forme de sa matrice $[Z]$ (Figure 4.33).

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

Soit

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

$$\text{Mettons la sortie en court - circuit } V_2 = 0 \quad \Leftrightarrow \quad I_2 = -I_1 \frac{Z_{21}}{Z_{22}}$$

L'impédance d'entrée de la ligne de sortie court-circuitée est donc :

$$Z_{\text{ligne}} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}}$$

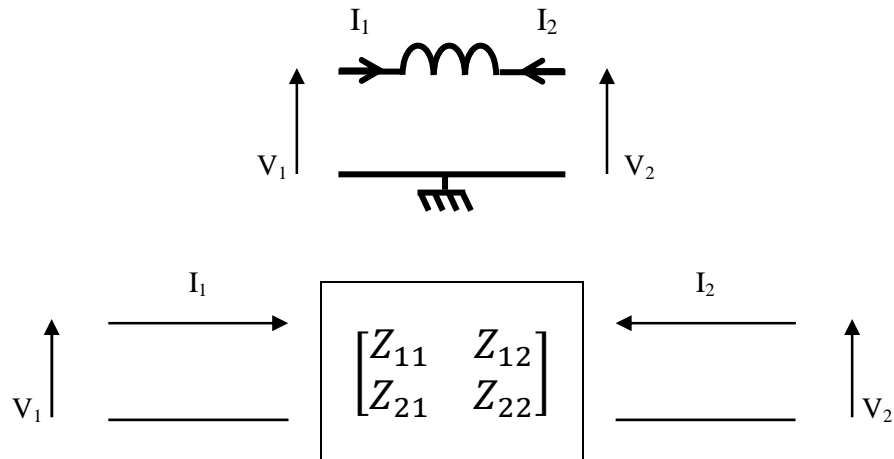


Figure 4.33 Matrice $[Z]$ d'une ligne de transmission

Dans le cas de l'inductance équivalente

$$V_2 = 0, \quad \text{implique} \quad V_1 = jL_l \omega I_1$$

$$\text{D'où} \quad Z_{\text{ligne}} = \frac{V_1}{I_1} = jL_l \omega$$

$$\text{L'équivalence s'écrit:} \quad jL_l \omega = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}}$$

$$\text{Soit} \quad L_l = \frac{1}{\omega} \text{Im} \left(Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22}} \right)$$

On connaît donc l'inductance équivalente du petit tronçon de ligne à partir de sa matrice $[Z]$ (déterminée par simulation sous HFSS).

Après avoir déterminé L_l d'une petite ligne continue, on va calculer la capacité C_l qui correspond à la fente sur la ligne de transmission.

Cette capacité peut être calculée à partir des paramètres Y calculés entre les plans A et B de part et d'autre de la fente (Figure 4.34) [3]. Cette matrice s'obtient par de-embedding après avoir simulé la structure de la Figure 4.34, entre les accès 1 et 2

$$C_l = C_g = -\frac{\text{Im}(y_{21})}{\omega_0}$$

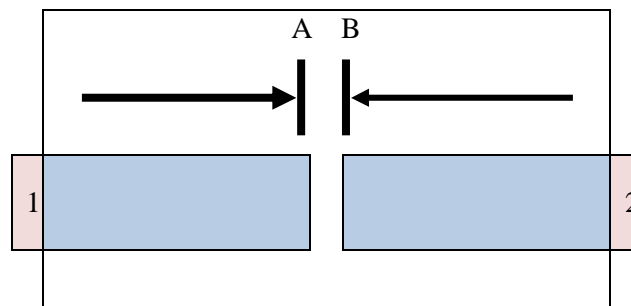


Figure 4.34 La structure de ligne centrale discontinue simulée sous HFSS

Nous avons donc trouvé les éléments localisés du schéma électrique équivalent de la Figure 4.34, avec la ligne de transmission centrale discontinue.

- Le résonateur en boucle

La fréquence de résonance de la boucle $L_r C_r$, qui a été déterminée par simulation électromagnétique sous HFSS des deux résonateurs couplés en mode de résolution "Eigenmode" s'écrit:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$\text{Soit } L_r = \frac{1}{\omega^2 C_r}$$

La fente étant la même sur la boucle et sur la ligne d'excitation

$$C_r = C_l$$

Nous en déduisons ainsi L_r , il nous reste à déterminer le coefficient de couplage M.

Le résonateur peut être mis en série avec la ligne centrale en tenant compte du coefficient du couplage M [13], comme le montre Figure 4.35.

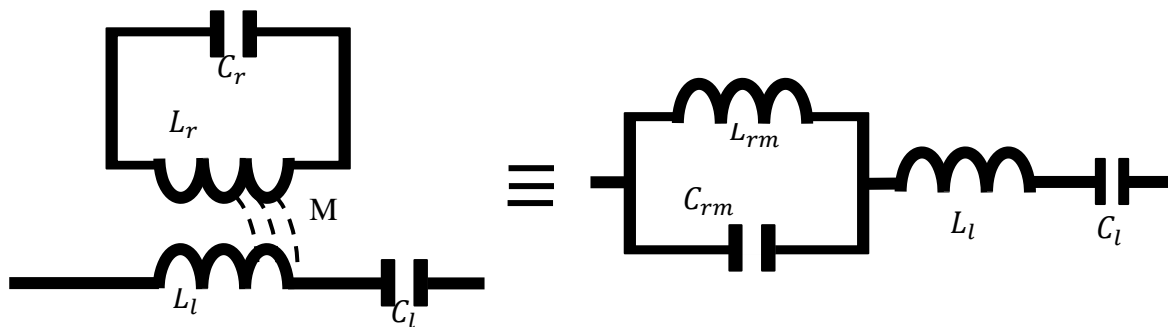


Figure 4.35 Schéma en éléments localisés simplifié en fonction du coefficient du couplage M

$$\text{Où: } C_{rm} = \frac{L_r}{\omega^2 M^2} \quad L_{rm} = \omega^2 M^2 C_r \quad (13. F. Martin)$$

$$\text{avec } \omega^2 = \frac{1}{L_r C_r}$$

$$C_{rm} = \frac{L_r^2 C_r}{M^2} \quad L_{rm} = \frac{M^2}{L_r}$$

Le coefficient M restant notre seule inconnue, on utilise ADS pour le déterminer en comparant la réponse du circuit électrique aux résultats de la simulation électromagnétique sous HFSS. Les résultats obtenus sont donnés sur la Figure 4.36. Après avoir optimisé la valeur calculée de L_r , une bonne concordance est obtenue entre les réponses de la structure réelle et de son schéma électrique

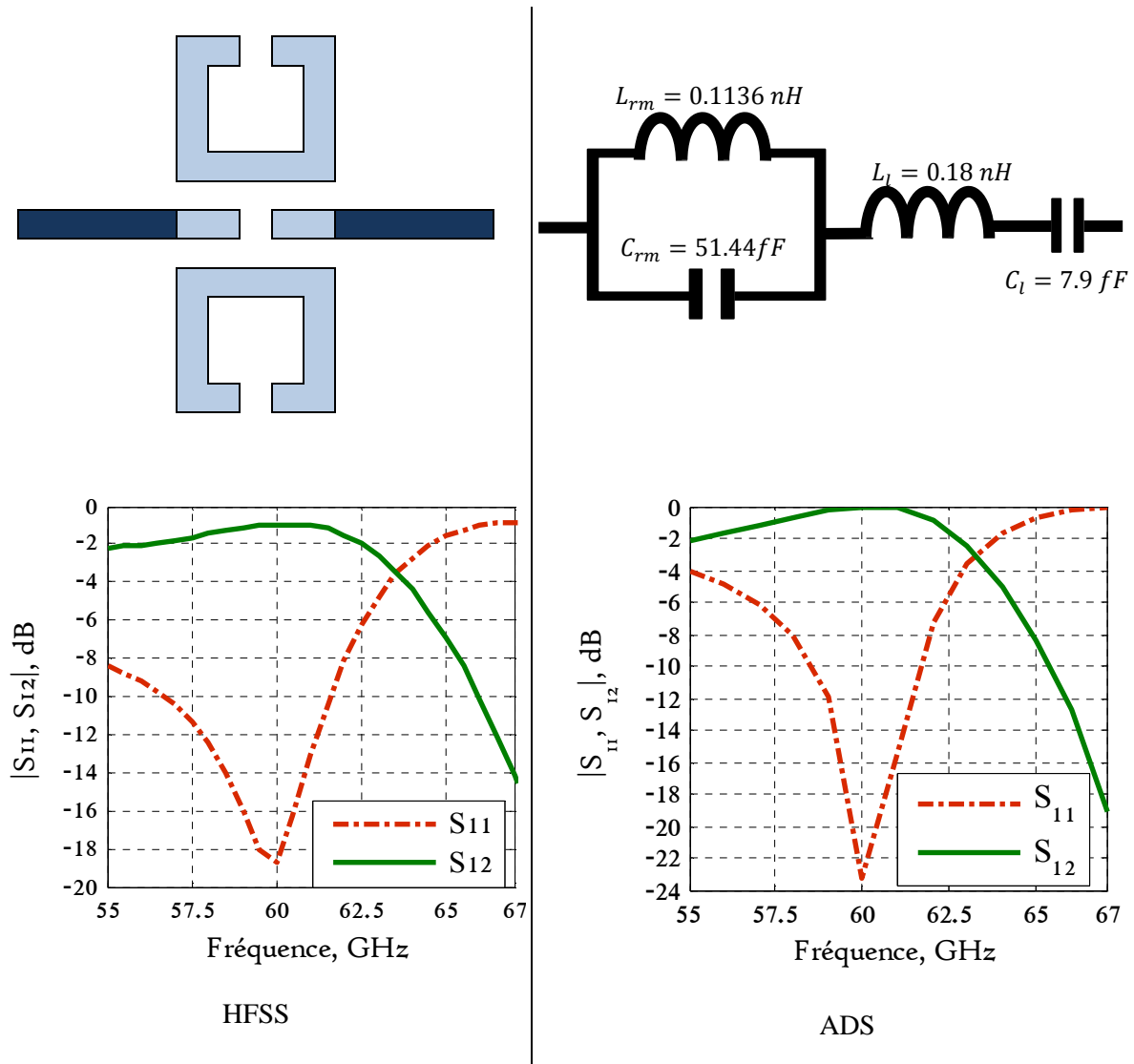


Figure 4.36 Paramètres S du filtre passe-bande planaire en boucle carrée ouverte simulé sous HFSS, et schéma électrique équivalent en éléments localisés simulé sous ADS

Afin d'affirmer le mécanisme de modélisation précédent, nous allons présenter la modélisation de la deuxième boucle de longueur $\approx 3 \times \lambda_g/2$ (Figure 4.27). Sous une forme d'une comparaison entre la simulation électromagnétique sous HFSS et les résultats des

schémas électrique équivalents correspondant aux variations de longueur de la boucle résonnatrice sous ADS (Figure 4.37).

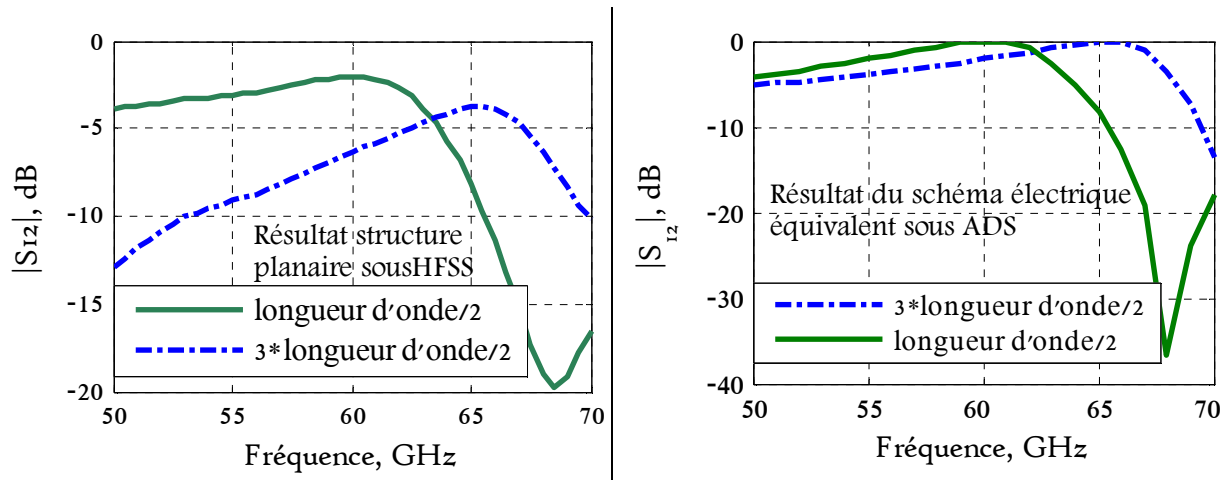
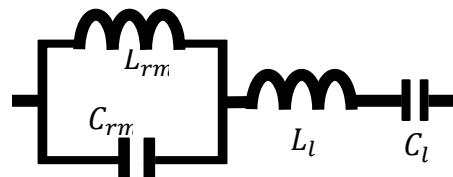
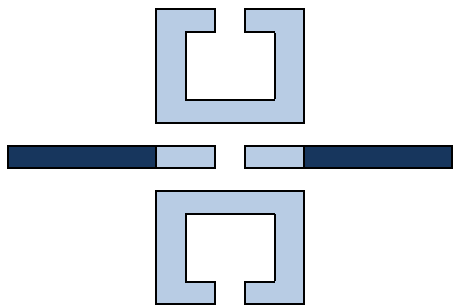


Figure 4.37 Variation de longueur de boucle résonnatrice en structure planaire sous HFSS et les résultats des schémas électrique LC équivalents

Les valeurs des éléments localisés LC des schémas simulés sous ADS sont dans le Tableau 4.4.

Tableau 4.4 Les valeurs des éléments localisés LC des schémas simulés sous ADS



Longueur de la boucle résonnatrice	L_r (nH)	L_{rm} (nH)	C_{rm} (fF)	L_l (nH)	C_l (fF)	$M \cdot 10^{-10}$
Petite ($\approx \lambda/2$)	0.74	0.1136	51.44	0.18	7.9	2.9
Grande ($\approx 3 \times \lambda/2$)	0.63	0.0992	50.142	0.18	7.9	2.5

4.5.4 Étude de sensibilité de la structure du résonateur

La Figure 4.38 nous montre une étude de sensibilité concernant les fentes dans la géométrie des résonateurs en boucle carrée ouverte.

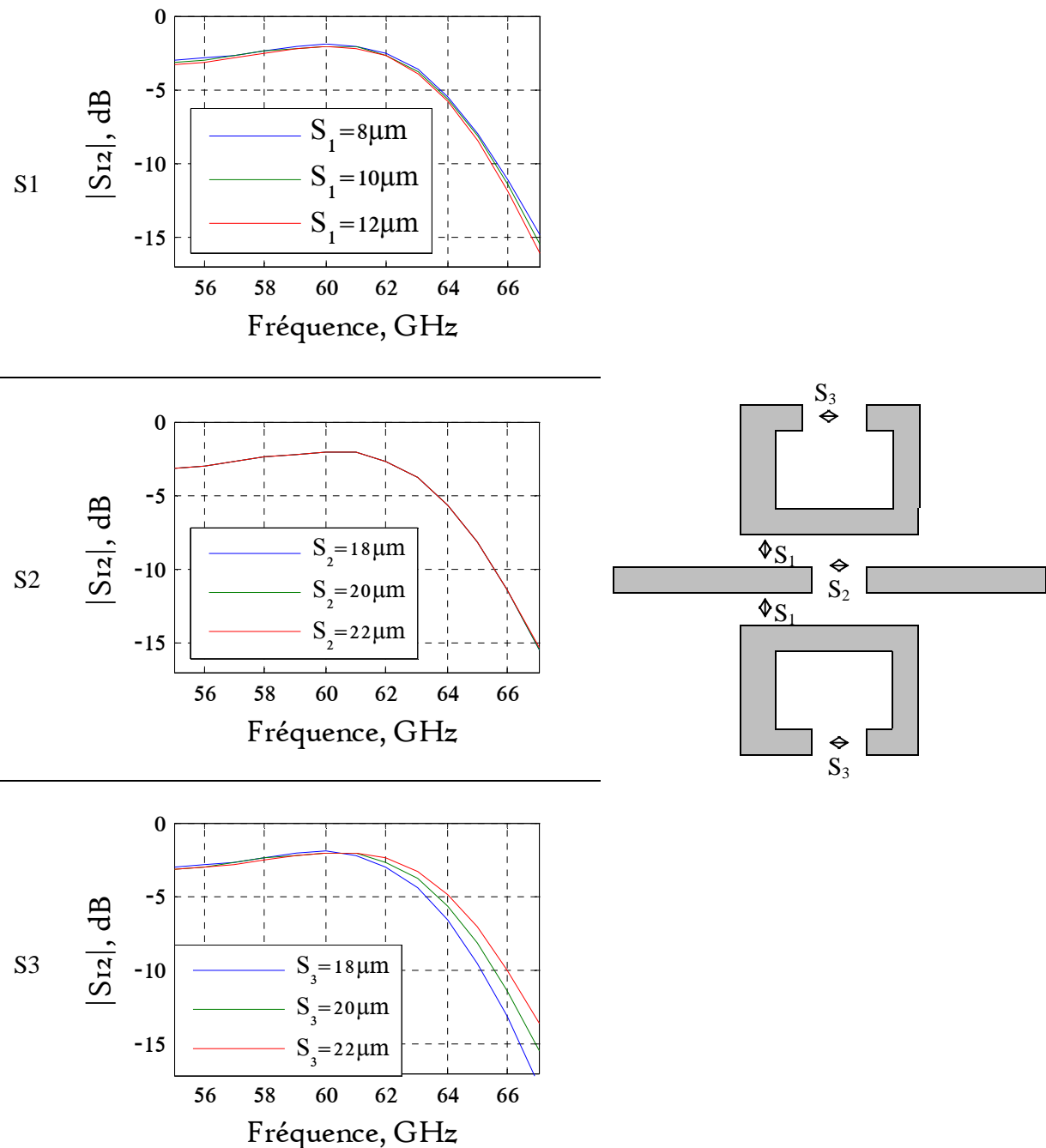


Figure 4.38 Études de sensibilité

Cette étude montre la sensibilité importante à la dimension S_3 . Ceci est lié à son impact sur la fréquence de résonance des résonateurs. En regardant la phase de S_{12} à 0 degré, nous trouvons un décalage de 1 GHz.

4.6 Mesures des filtres passe-bas à sauts d'impédance et à résonateurs

Nous avons réalisé les mesures des filtres à sauts d'impédance et à résonateurs Figure 4.39

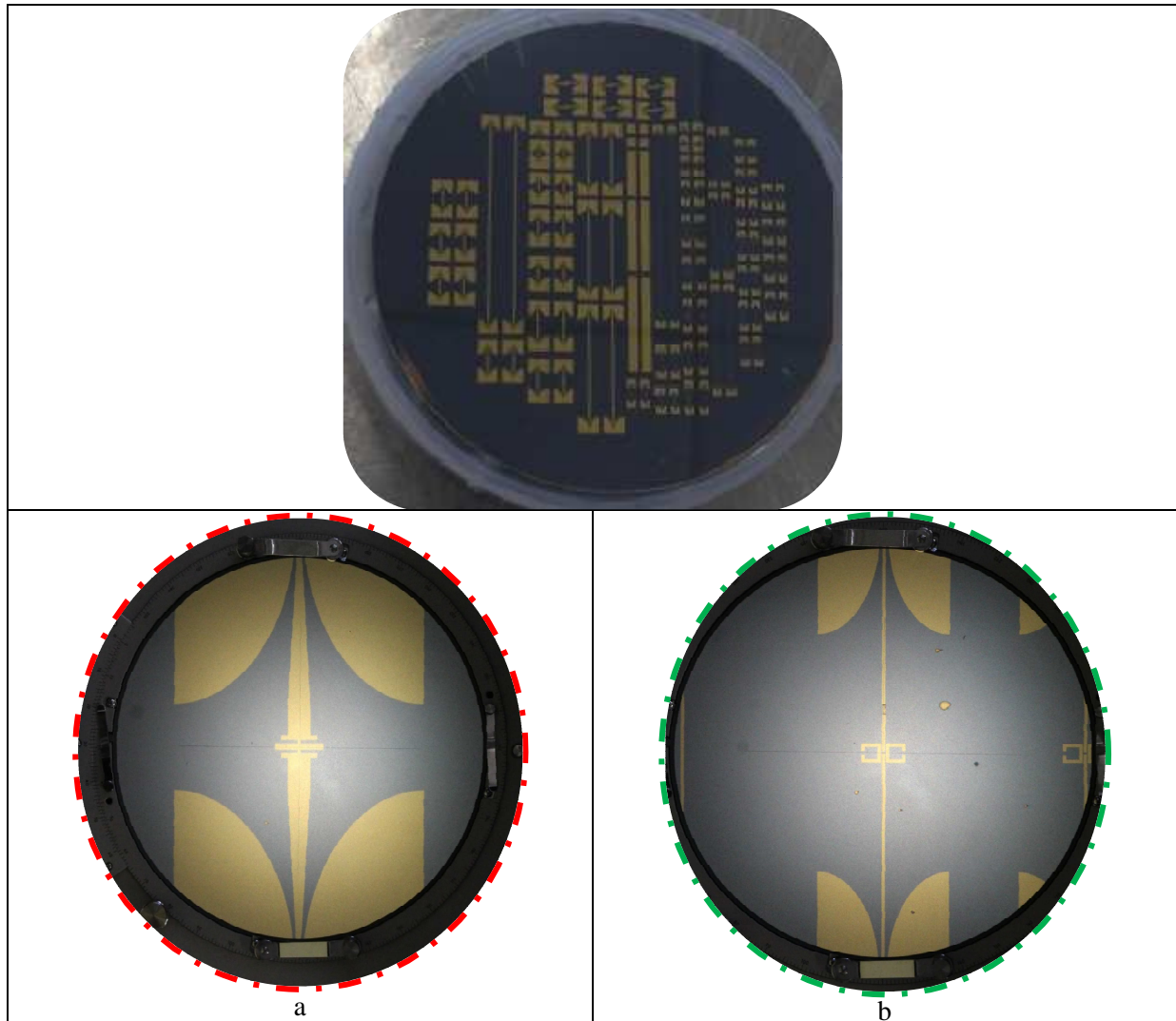


Figure 4.39 Structures des filtres réalisés a, filtre passe-bas à sauts d'impédance b, filtre à résonateurs en boucle carrée ouverte.

Une première mesure sans extraction des transitions du filtre passe-bas à sauts d'impédance (A, voir Figure 4.18.A) comparée avec les résultats de simulation est présentée à la Figure 4.40. Même si l'impact des transitions n'a pas été soustrait, l'allure globale des courbes mesurées paraissent correctes en ce qui concerne le niveau des pertes de réflexion et d'insertion. Afin d'extraire les résultats sans transition, et pour comparer entre les deux filtres A et B (voir Figure 4.18, Figure 4.19), des nouvelles mesures seront fait pour des lignes plus longues, et pour les composants optimisés (transition de largeur 350 μm avec une ligne centrale courbée d'élargissement graduel, le filtre passe-bas à saut B) qui sont déjà réalisés.

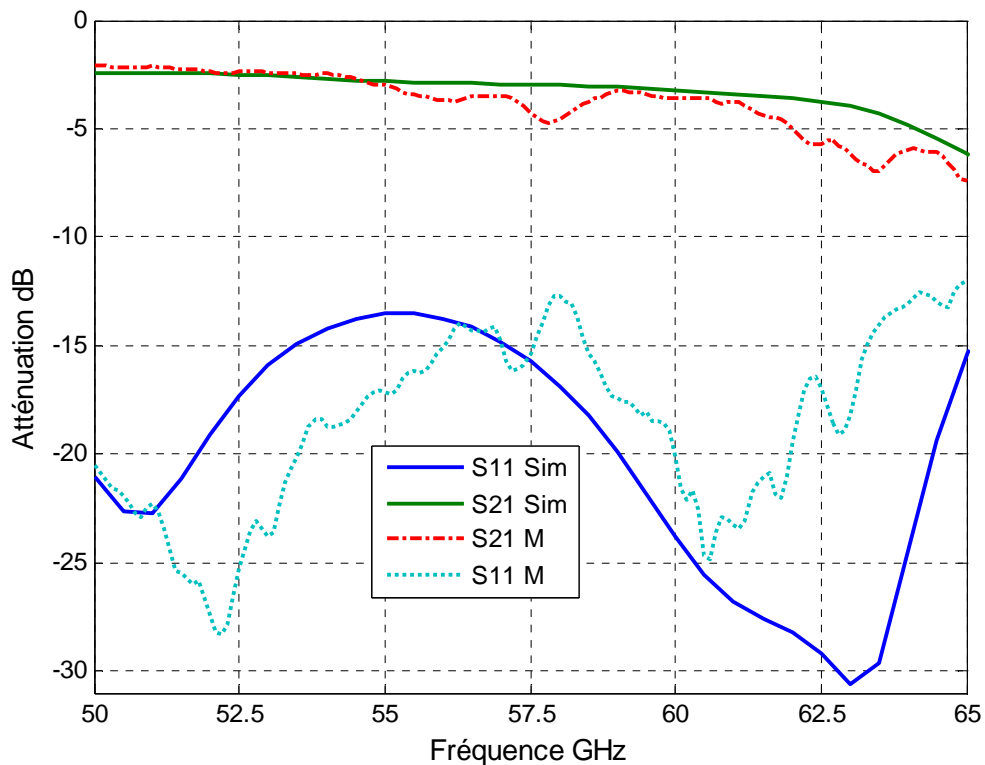


Figure 4.40 Comparaison S paramètres en simulation(Sim) et Mesure(M) pour le filtre passe-bas à sauts d'impédance

La Figure 4.41 montre la mesure des paramètres S pour la structure tête-bêche avec transitions des résonateurs en boucle carrée ouverte avec une ligne de Goubau centrale continue (voir Figure 4.25.1 et Figure 4.26.a), qui a le comportement d'un filtre passe-bas.

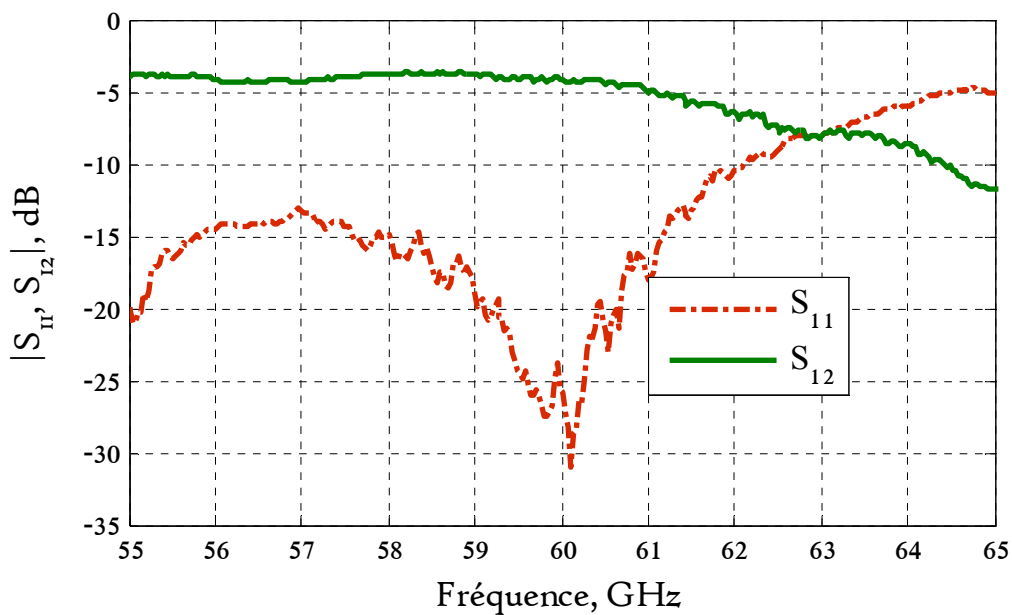


Figure 4.41 Résultats de mesure de S paramètres pour la structure des résonateurs avec une ligne de Goubau centrale continue

La mesure de la structure complète des résonateurs avec une ligne de Goubau avec un gap de $20\ \mu\text{m}$ est observée à la Figure 4.42

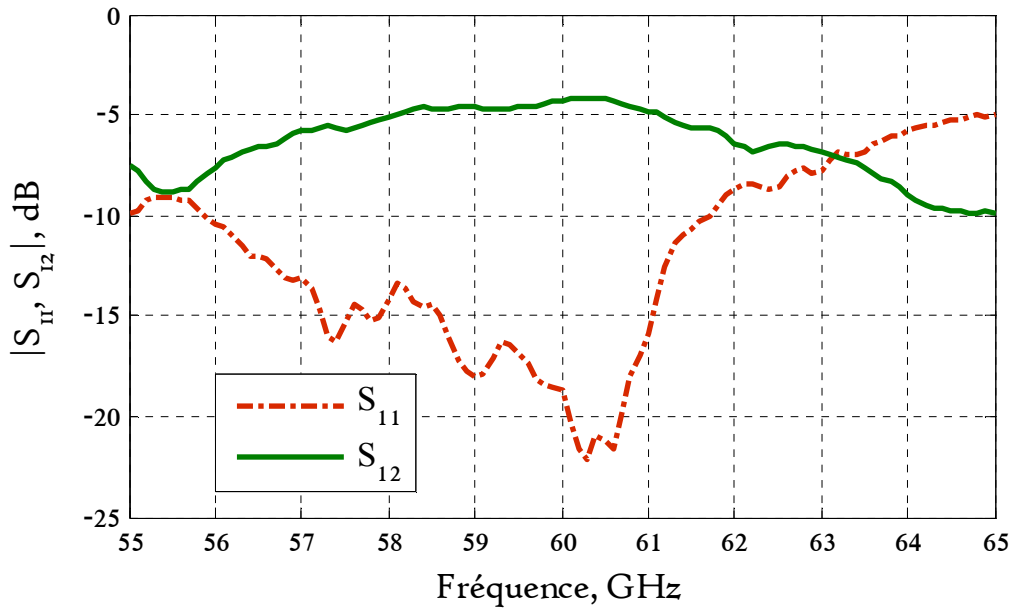


Figure 4.42 Résultats de mesure de S paramètres pour la structure des résonateurs avec une ligne de Goubau avec un gap de $20\ \mu\text{m}$

Les premières mesures sans extraction nous apparaissent très encourageantes et corroborent plutôt bien les résultats électromagnétiques obtenues en simulation.

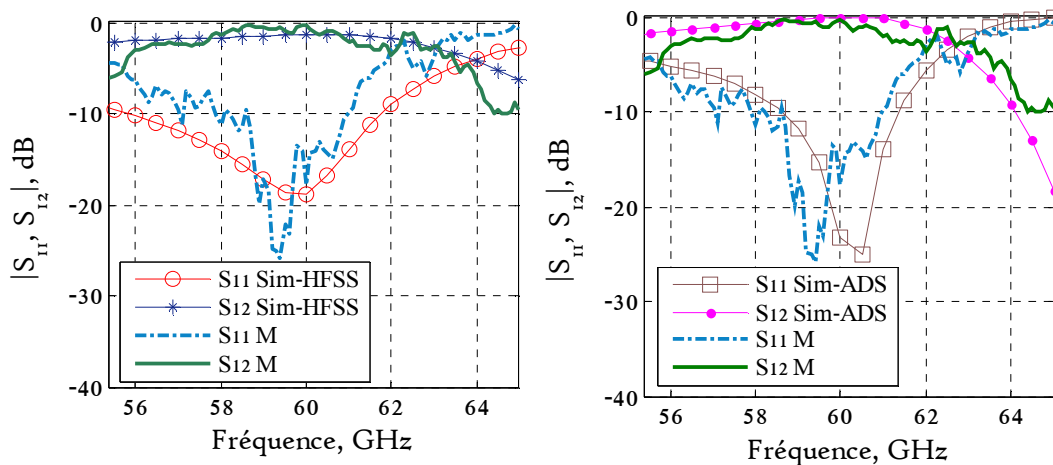


Figure 4.43 Comparaison des résultats de S paramètres des mesures extraits avec les simulation électromagnétique HFSS et électrique (schémas électrique LC) ADS

La Figure 4.43 montre les résultats des mesures extraits (sans l'effet de transition coplanaire) en comparaison avec la simulation électromagnétique de structure planaire sous HFSS, et la simulation électrique de schémas électrique LC sous ADS, cette comparaison montre une concordance entre les structures étudiés sous simulations électromagnétique et électrique avec les résultats extraits des mesures de la structure planaire réalisé, avec des pertes d'insertion α

$\simeq 1$ dB à 60 GHz pour les simulations électromagnétique et électrique, et pour les mesures extraits également.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons conçu deux filtres en technologie LGP (Ligne de Goubau Planaire). Le premier filtre est un filtre passe-bas à sauts d'impédance d'ordre 5 pour lequel nous avons réalisé une transition Coplanaire/LGP de largeur de 350 μm . Le deuxième filtre est un filtre passe-bande à résonateurs en boucle carrée ouverte pour lequel nous avons réalisé une autre transition Coplanaire/ LGP de largeur 50 μm .

Les résultats de simulation très prometteurs en termes de pertes d'insertion pour les filtres, mais également pour les transitions ont été réalisées à l'aide d'études paramétriques sous HFSS. Certaines de ces simulations ont été confirmées par les mesures de structures réalisées en conservant les transitions.

Les premières mesures réalisées après extraction pour le filtre à résonateurs carrés ont permis d'obtenir des pertes de $\simeq -1$ dB à 60GHz pour le filtre et des pertes de -1.8 dB pour la transition de ruban central de largeur 50 μm .

Nous avons également modélisé le filtre à résonateurs en éléments localisés LC. Même si des modélisations électriques sont généralement données pour les filtres en technologie micro-ruban, c'est la première fois à notre connaissance que cette modélisation est faite pour des résonateurs réalisés à partir de technologie LGP, qui est habituellement utilisée dans la bande des THz.

4.8 Bibliographie

1. George Lawrence. MATTHAEI, Leo. YOUNG et JONES, Edward McClung Thompson. *Microwavefilters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech house, 1980.
2. David M. POZAR. *Microwave engineering*. John Wiley& Sons, 2009.
3. Jia-Shen G. HONG et Michael J. LANCASTER, *Micro strip filters for RF/microwave applications*. John Wiley& Sons, 2004.
4. Wei. LI et Jan. VANDEWEGE. Practical design considerations on lumped element filters for microwave applications. In : *Electronics, Circuits and Systems, 2000. ICECS 2000. The 7th IEEE International Conference on*. IEEE, 2000. p. 394-397.
5. Jia-Sheng. HONG et Michael J. LANCASTER. Couplings of microstrip square open-loopresonators for cross-coupledplanarmicrowavefilters. *IEEE Transactions on MicrowaveTheory and Techniques*, 1996, vol. 44, no 11, p. 2099-2109.
6. Jia-Sheng. HONG et M. J. LANCASTER. Compact micro wave elliptic function filter using novel micro strip meander open-loop resonators. *ElectronicsLetters*, 1996, vol. 32, no 6, p. 563-564.
7. Jia-Sheng. HONG et Michael J. LANCASTER. Theory and experiment of novel micro strip slow-wave open-loop resonator filters. *IEEE Transactions on Micro wave theory and Techniques*, 1997, vol. 45, no 12, p. 2358-2365.
8. Ali K. HORESTANI, Withawat. WITHAYACHUMNANKUL, Abdallah. CHAHADIH *et al*. Band pass filters based on coupled split ring resonators for surface waves on planar Goubau lines. In : *Antenna Technology:" Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications"(iWAT), 2014 International Workshop on*. IEEE, 2014. p. 57-60.

9. G. MORENO, A. CHAHADIH, M. ZEHAR *et al.* Position effect of split ring resonators along terahertz planar Goubau line. In : *2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertzwaves (IRMMW-THz)*. IEEE, 2014. p. 1-1.

10. A. CHAHADIH, S. KAYA, I. TURER *et al.* Terahertz Filters based on Planar Goubau transmission Lines with Multi split rings resonators. In : *2013 38th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*. 2013.

11. Ali K. HORESTANI, Withawat. WITHAYACHUMNANKUL, Abdallah. CHAHADIH *et al.* Metamaterial-inspired band pass filters for terahertz surface waves on Goubau lines. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2013, vol. 3, no 6, p. 851-858.

12. F. MARTIN, Jordi. BONACHE, F. al FALCONE *et al.* Split ring resonator-based left-handed coplanar waveguide. *Applied Physics Letters*, 2003, vol. 83, no 22, p. 4652-4654.

5 Conclusion Générale et Perspectives

Dans ce travail, nous avons présenté des composants passifs (lignes de transmission, transitions, résonateurs et filtres) en utilisant la technologie de LGP (Ligne de Goubau Planaire) sur une couche de silicium HR (haut résistivité).

Nous avons commencé par présenter la technologie de LGP en étudiant le mode de propagation électromagnétique de cette technologie. Nous avons ensuite pris en compte le banc de mesure, en considérant les perturbations amenées par le plateau métallique sur la propagation, et nous avons cherché à le minimiser en insérant un substrat de verre entre le plateau métallique et le substrat de silicium. Des études paramétriques sur la ligne en technologie LGP ont permis de réaliser des abaques en impédance en fonction de la largeur du ruban. Ces abaques, qui n'existent pas dans la littérature pour cette technologie, nous ont été utiles pour réaliser le filtre à sauts d'impédance. Les faibles pertes ($\alpha < 0,07 \text{ dB/mm}$) obtenues pour la ligne réalisée en technologie LGP à 60GHz ont confirmé les mesures préliminaires lors de la thèse au sein d'ESYCOM en 2010, le fort coefficient de qualité obtenu ($Q = 170$ à 60 GHz pour une ligne de largeur de 50 μm) a permis d'obtenir de faibles pertes d'insertion pour le filtre à résonateurs.

Après avoir choisi les largeurs des lignes nécessaires respectivement pour réaliser les filtres à sauts d'impédance et à résonateurs, nous avons conçu et optimisé les transitions avec accès coplanaires permettant des mesures sous pointes.

Des masques ont été réalisés pour concevoir les différentes structures en salle blanche : certaines de ces structures, tels que les « étalons », ont permis d'extraire les paramètres S pour les transitions et les filtres. Cela a permis de donner les valeurs des éléments localisés pour le filtre à résonateur carré, ce qui n'a jamais été réalisé pour ce type de technologie.

Les très faibles pertes d'insertion, associées à la facilité de réalisation de ces structures, les rendent très attractives pour réaliser d'autres fonctions.

Dans un premier temps, nous avons continués ensuite l'étude sur les filtres, mais à l'aide de lignes couplées : nous avons réalisé des abaques en simulation pour les impédances des modes pairs et impairs et certaines structures de filtre à lignes couplées non optimisées ont été réalisées en salle blanche. Nous les avons mesurées et comparés aux simulations pour optimiser les structures à l'aide de lignes couplées.

Etant donné le facteur de qualité élevé obtenu pour les lignes en technologie LGP sur silicium HR, nous souhaitons réaliser des antennes à 60GHz. Des premières antennes en technologie LGP ont été réalisées par l'Université de Valence en Espagne mais plus bas en fréquence, c'est-à-dire à 40GHz.

Il faudra cependant s'affranchir des inconvénients majeurs de cette technologie, qui pour confiner le champ électromagnétique le long du ruban métallique, doit avoir une épaisseur importante de substrat (1mm), ce qui rend difficile son intégration pour le moment. Des

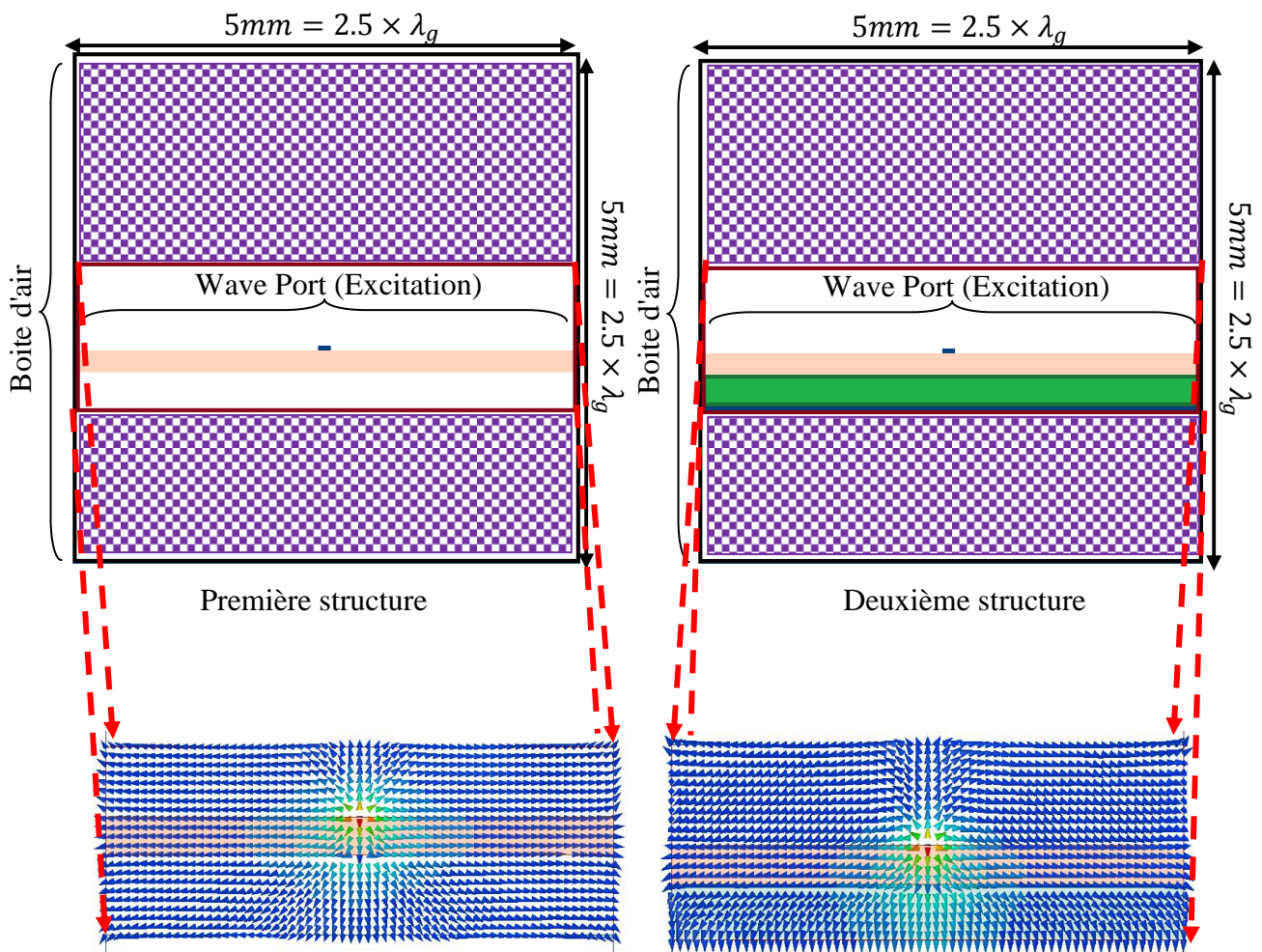
Conclusion Générale et Perspectives

études de matériau micro-usinés devront être entreprises pour rendre applicable ce type de technologie. Des études également sur les modes couplés qui sont générés pour ce type de structure ouverte devront être entreprises : s'il s'avère que ces modes couplés peuvent perturber l'efficacité de ces structures, une solution serait d'insérer ces structures à l'intérieur de guides diélectriques, comme ceux utilisés dans le cas des lignes inversées sur silicium.

6 Annexe : Dimensions des structures simulées

Les structures simulées ont été mises dans une boîte d'air de $5 \times 5 \text{ mm}$. Deux wave port de $2 \times 5 \text{ mm}$ pour l'excitation avec des conditions de rayonnement sur les murs de boîte d'air.

Pour la première structure, nous avons pris un ruban métallique d'épaisseur $t=1 \text{ }\mu\text{m}$ sur silicium d'épaisseur $H=350 \text{ }\mu\text{m}$, de conductivité $\sigma = 0.025 \text{ S/m}$ et de permittivité $\epsilon_r = 11,6$.



Pour la deuxième structure, nous avons pris un ruban métallique d'épaisseur $t=1 \text{ }\mu\text{m}$ sur un substrat bicouche composée du silicium d'épaisseur $H=350 \text{ }\mu\text{m}$, de conductivité $\sigma = 0.025 \text{ S/m}$ et de permittivité $\epsilon_r = 11,6$ sur du verre d'épaisseur $H=500 \text{ }\mu\text{m}$, de tangente de pertes à 1 GHz $\tan \delta = 5 \times 10^{-4}$ et de permittivité $\epsilon_r = 4$, les tous sont positionnés sur un plateau métallique.

En regardant les lignes de champs du porte d'excitation, nous constatons que le mode de propagation est bien excité, les lignes de champs ne sont pas coupées et Les lignes de champs au voisinage du contour du port sont nulles

