

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DU
DOCTORAT EN GÉNIE
Ph.D.

PAR
DOMINGUE, Frédéric

RÉSEAUX D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE AJUSTABLES À BASE DE
COMPOSANTES MEMS RF POUR LES APPLICATIONS BASSES FRÉQUENCES

MONTRÉAL, LE 17 DÉCEMBRE 2008

© Frédéric Domingue, 2008

PRÉSENTATION DU JURY
CETTE THÈSE A ÉTÉ ÉVALUÉE
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ammar B. Kouki, directeur de thèse
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Raafat R. Mansour, codirecteur de thèse
Electrical and Computer Engineering Department, University of Waterloo

M. Éric David, président du jury
Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure

M. François Gagnon, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Ridha Ben Mrad, examinateur externe
Mechanical and Industrial Engineering Department, University of Toronto

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 16 OCTOBRE 2008

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Je dois débuter ces remerciements en soulignant la contribution du Professeur Ammar B. Kouki à mon parcours académique. M. Kouki m'a donné l'entièr liberté d'approfondir et apprécier un domaine de recherche encore très peu développé au sein de l'École de technologie supérieure. Il a partagé son expérience approfondie des aspects micro-ondes permettant d'orienter ce travail et il a porté un regard nouveau sur le sujet. Je dois ajouter une mention spéciale de remerciement au Professeur Raafat Mansour de l'université Waterloo. Il m'a accueilli comme étudiant visiteur dans son groupe de recherche le « Center for Integrated RF Engineering » (CIRFE) pendant un an et a contribué remarquablement à ce travail en m'offrant un support inestimable pour compléter la phase d'expérimentation de mon projet. A cet effet, je ne pourrais ignorer les membres de l'équipe de recherche du Professeur Mansour au CIRFE avec qui j'ai partagé d'excellents moments et qui demeureront de précieuses connaissances. Je serai plus qu'heureux de poursuivre des collaborations dans le futur avec bon nombre d'entre eux.

De plus, je remercie l'École de technologie supérieure pour son encouragement à poursuivre au cycle supérieur avec son programme de bourses incitatives. Sans le financement du Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG) et du Fonds québécois de la recherche sur la nature et les technologies (FQRNT) sous forme de bourse d'étude supérieure, ce projet n'aurait pas pu voir le jour.

En terminant, un TRÈS GROS MERCI à ma famille qui m'a supporté durant tout ce parcours. Ma conjointe Caroline et mes enfants Joël, Léa et Rémi m'ont suivi dans cette longue aventure et ce, du début à la fin. Ils m'ont accompagné avec enthousiasme lors d'un séjour d'échange de recherche à l'extérieur. Leurs encouragements m'ont permis de conserver toute la motivation requise pour achever ce travail. Je dois aussi remercier particulièrement ma sœur Éliane pour son aide et ses conseils en rédaction tout au long de mes projets. De plus, je ne peux oublier l'aide apportée par Mathieu Hémon pour la révision de ce travail. Finalement, merci à ma mère et mon père qui sont toujours présents pour supporter mes péripéties académiques.

RÉSEAUX D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE AJUSTABLES À BASE DE COMPOSANTES MEMS RF POUR LES APPLICATIONS BASSES FRÉQUENCES

DOMINGUE, Frédéric

RÉSUMÉ

Cette thèse porte sur la conception et la réalisation d'un synthétiseur d'impédance ajustable réalisé à l'aide de microsystème RF pour les applications basses fréquences. L'objectif principal est d'identifier et de valider expérimentalement les avenues pour réduire les dimensions des circuits variables optimisés pour une opération dans les bandes de fréquences inférieures à 5 GHz.

Ce travail traite de l'optimisation et présente une technique de conception pour maximiser la couverture d'impédance de l'abaque de Smith sur une plage de fréquences cibles. Cette technique et les modèles de simulation exploités ont été validés expérimentalement. La preuve de concept a permis de démontrer la possibilité de réduire de 1,5 fois les dimensions de la solution comparativement à une approche conventionnelle en couvrant les mêmes bandes de fréquences. De plus, plusieurs stratégies d'adaptation d'impédance sont étudiées pour différentes applications et spécifications requises. Ces nouvelles stratégies sont étudiées sur la base du modèle qui a été entièrement validé expérimentalement.

De nombreuses contributions scientifiques entourant les réseaux d'adaptation d'impédance pour les applications de communication sans fil, autant théoriques que pratiques, sont présentées dans cette thèse. Essentiellement, cette dernière apporte une vision nouvelle de la conception des réseaux d'adaptation d'impédance à l'aide de circuit RF-MEMS. Peu d'auteurs se sont attardés à l'étude détaillée des performances des réseaux MEMS dans un contexte RF pratique. L'étude du comportement des solutions proposées est faite avec un regard orienté sur l'apport réel obtenu à l'aide des circuits lorsqu'ils sont intégrés dans un système micro-ondes. L'analyse des performances comprend : la couverture de l'abaque de Smith, l'estimation de l'uniformité de la distribution, le calcul du taux de transfert de puissance et l'adaptation atteignable pour l'ensemble de l'abaque. De plus, les réseaux conçus sont appliqués à un dispositif actif pour la réalisation d'un amplificateur RF variable. Le bénéfice direct des réseaux d'adaptation d'impédance MEMS variables étudiés est alors concrètement perçu.

D'abord une solution est étudiée et validée expérimentalement. Les résultats obtenus avec cette solution, basée sur l'intégration d'une ligne à fortes discontinuités à une ligne de transmission MEMS variable distribuée, s'avèrent supérieurs aux réseaux traditionnels présentés dans la littérature. Suite à l'analyse de cette solution, quelques pistes de recherche intéressantes ont été explorées. Ces nouvelles stratégies offrent un potentiel pour améliorer la plage de fréquences d'opération et augmenter la flexibilité.

Mots-clés : Synthétiseur d'impédance, microsystème, RF-MEMS, DMTL, RF intelligent

VARIABLE RF-MEMS IMPEDANCE MATCHING NETWORKS FOR LOW FREQUENCY APPLICATIONS

DOMINGUE, Frédéric

ABSTRACT

This thesis presents the design and the fabrication of variable impedance matching networks for low frequency applications. The main goal is to identify a few strategies and validate their potential to reduce the size of variable matching networks for the frequency below 5 GHz.

This work demonstrates an optimization technique used to maximize the Smith chart impedance coverage for a specific frequency band. This technique was validated and tested through experimental results. The fabricated proof of concept based on a slow-wave structure presents a 1.5 time size reduction compared to a traditional design. Moreover, many other strategies are identified to target different operating frequency. These novel strategies have been simulated using an experimental model.

Many contributions on the variable impedance matching networks are done in this thesis. This thesis presents a completed analysis of each parameter affecting the performance. An interesting analysis is proposed to estimate the practical advantages offered by the solutions. A first solution using a slow-wave transmission line is presented and validated through experimental results. The obtained results confirm the improvement of the Smith chart coverage. The studies include: the Smith chart coverage, the uniformity evaluation using a χ_2 factor, the power transfer from a non-50 ohm source to a 50 ohm load and the input return loss for the entire gamma plane. Also, these networks are included in a theoretical variable amplifier design. The experimental models are used to simulate the potential of the proposed networks for the fabrication of variable amplifiers.

Then, a few other structures are presented and analyzed. These solutions present different components to improve the Smith chart coverage and reduce the transmission loss.

Index term: Variable impedance matching network, MEMS, RF-MEMS, DMTL, Intelligent RF

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE	13
1.1 Amplificateurs agiles répertoriés	13
1.1.1 Amplificateurs à niveaux de puissance variables	13
1.1.2 Amplificateurs à fréquence d'opération reconfigurable	15
1.1.3 Amplificateurs à classe ajustable	20
1.2 Réseaux d'adaptation variables publiés	21
1.2.1 Tronçons variables à l'aide d'une banque de condensateurs	22
1.2.2 Réseaux à multiples tronçons variables	23
1.2.3 Réseaux d'adaptation à base d'une ligne de transmission MEMS distribuée	25
1.3 Résumé de la revue de littérature	27
CHAPITRE 2 ANALYSE DES LIGNES DE TRANSMISSION MEMS DISTRIBUÉES	28
2.1 Introduction	28
2.2 Définition d'un modèle de simulation	28
2.2.1 Modèle distribué général des lignes de transmission coplanaire	28
2.2.2 Élaboration du modèle DMTL	38
2.3 Identification qualitative de l'influence des paramètres du réseau DMTL	41
2.4 Optimisation des DMTL pour l'adaptation d'impédance	47
2.4.1 Définition d'un facteur d'uniformité	47
2.4.2 Effet des paramètres sur la couverture d'impédance	49
2.5 Résumé des conditions affectant la couverture d'impédance	54
CHAPITRE 3 CONCEPTION D'UN RÉSEAU D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE POUR LES APPLICATIONS À BASSES FRÉQUENCES	56
3.1 Introduction	56
3.2 Mise en contexte	56
3.3 Présentation de la solution proposée	59
3.4 Approche de conception détaillée	62
3.4.1 Analyse des lignes avec discontinuités	62
3.4.2 Modélisation de lignes avec discontinuités	63
3.4.3 Intégration dans un réseau d'adaptation	68
3.4.3.1 Procédé de fabrication	69
3.4.3.2 Dimensionnement du réseau d'adaptation d'impédance étudié	71
3.4.4 Simulation de la couverture d'impédance	72
3.4.5 Analyse des pertes et transfert de puissance	75
3.4.6 Estimation théorique du comportement mécanique	79
3.4.6.1 Déformation des structures sous une contrainte résiduelle	79
3.4.6.2 Constante de ressort des interrupteurs MEMS	85

3.4.6.3	Dimensionnement de la plaque supérieure de l'interrupteur capacitive	86
3.4.6.4	Calcul de la tension d'actionnement électrostatique des interrupteurs MEMS	87
3.4.7	Interconnexion avec le dispositif actif PH25	88
3.5	Sommaire des paramètres des circuits conçus	90
CHAPITRE 4 PRÉSENTATION DES RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.....		92
4.1	Introduction	92
4.2	Résultats de la première itération.....	92
4.2.1	Étapes de fabrication.....	92
4.2.2	Tests et validations des prototypes	98
4.2.3	Correction du modèle de simulation	99
4.2.4	Analyse de la couverture d'impédance	103
4.2.5	Mesures des pertes	106
4.2.6	Performances du réseau dans un contexte d'amplificateur RF variable	107
4.3	Deuxième itération du procédé de fabrication	108
4.3.1	Amélioration du procédé de fabrication UW-MEMS v2.....	108
4.3.2	Sommaire des résultats obtenus avec la deuxième itération	110
4.3.3	Application du concept aux circuits déphasateurs	110
4.4	Revue des résultats pratiques	115
CHAPITRE 5 SECONDE GÉNÉRATION DE COMPOSANTES.....		117
5.1	Introduction	117
5.2	Évolution des interrupteurs exploités pour les lignes DMTL	117
5.2.1	Évolution du procédé de fabrication	118
5.2.2	Présentation des composantes MEMS nouvelles étudiées.....	121
5.3	Alternative proposée	128
5.3.1	Validations pratiques préliminaires	132
5.3.2	Fabrication de la preuve de concept.....	133
5.3.3	Modèle de simulation.....	136
5.4	Conclusion des pistes de recherche et alternatives proposées	139
CONCLUSION.....		141
ANNEXE I	CALENDRIER DE LANCEMENT DES RF-MEMS ESTIMÉ PAR L'ITRS	146
ANNEXE II	MODÈLE ADS UTILISÉ POUR EXTRAIRE LES PARAMÈTRES DISTRIBUÉS	147
ANNEXE III	VALIDATION EXPÉRIMENTALE DU MODÈLE CPW	149
ANNEXE IV	ANALYSE EXPÉRIMENTALE DES EFFETS DE BORD.....	150

ANNEXE V PROCÉDÉ DE FABRICATION ADAPTÉ POUR LA SECONDE GÉNÉRATION.....	151
LITSTE DE RÉFÉRENCES	162

LISTE DES TABLEAUX

	Page	
Tableau 1.1	Résumé des réseaux d'adaptation proposés dans la littérature.....	27
Tableau 2.1	Paramètres spécifiques aux figures pour l'étude des lignes CPW	31
Tableau 2.2	Propriété des métaux courants rencontrés en microélectronique.....	35
Tableau 2.3	Pertes reliées à la résistivité du substrat.....	37
Tableau 2.4	Resistance associée au type de substrat	37
Tableau 3.1	Caractéristiques de ligne à l'étude (épaisseur 1 µm)	68
Tableau 3.2	Propriétés du procédé UW-MEMS	70
Tableau 3.3	Résumé des caractéristiques des prototypes	72
Tableau 3.4	Résumé des données mesurées pour l'évaluation de la contrainte résiduelle	84
Tableau 3.5	Dimensionnement des interrupteurs capacitifs	87
Tableau 3.6	Résumé des paramètres électrostatiques.....	88
Tableau 4.1	Caractéristiques des circuits conçus.....	93
Tableau 4.2	Caractéristiques des composantes fabriquées	100
Tableau 4.3	Caractéristiques des composantes fabriquées avec les deux itérations....	110
Tableau 4.4	Caractéristiques des déphaseurs fabriqués.....	113
Tableau 5.1	Résumé des paramètres de la cellule de longueur électrique variable.....	131
Tableau 5.2	Impact de miniaturiser la ligne CPW.....	135

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1 Amplificateur à deux niveaux de puissance. <i>(Tirée de Hacker et al., 2004)</i>	14
Figure 1.2 Réponse en fréquence (a) et efficacité et gain (b) de l'amplificateur selon l'état du module.	14
Figure 1.3 Réseau d'adaptation à 16 états avec calibration. <i>(Tirée de Qiao et al., 2005)</i>	16
Figure 1.4 Amplificateur accordable sur la bande 8-12 GHz (a), le circuit actif (b) et le circuit d'adaptation d'impédance (c). <i>(Présentée par Qiao et al., 2005)</i>	17
Figure 1.5 Performance de l'amplificateur. <i>(Présentée par Qiao et al., 2005)</i>	17
Figure 1.6 Efficacité et puissance de sortie pour la bande 875 MHz (a) et la bande 1875 MHz (b) selon l'état de l'amplificateur. <i>(Résultats obtenus par Fukuda et al., 2005-a)</i>	18
Figure 1.7 Topologie de l'amplificateur triple-bandes. <i>(Proposée par Fukuda et al., 2005-b)</i>	19
Figure 1.8 Photographie du module d'amplification multi-bandes. <i>(Tirée de Fukuda, Okazaki et Narahashi, 2006)</i>	19
Figure 1.9 Amplificateur de classe variable. <i>(Tirée de Bell, Popovic et Dyck, 2006)</i> 20	20
Figure 1.10 Performance de l'amplificateur à classe variable. <i>(Tirée de Bell, Popovic et Dyck, 2006)</i>	21
Figure 1.11 Tronçon reconfigurable (a), banque d'interrupteurs capacitifs (b) et interrupteur capacitif MEMS (c). <i>(Tirée de Papapolymerou et al., 2003)</i> 22	22
Figure 1.12 Résultats simulés (x) et mesurés (o) à 20 GHz (a), 15 GHz (b) et 10 GHz (c). <i>(Obtenus par Papapolymerou et al., 2003)</i>	23
Figure 1.13 Schéma d'un circuit simple tronçon (a) et Circuit réel utilisant un tronçon variable (b). <i>(Publiée par de Vaha-Heikkila et al., 2005)</i>	24
Figure 1.14 Résultats mesurés à 20 GHz (a), 30 GHz (b) et 40 GHz (c). <i>(Tirée de Vaha-Heikkila et al., 2005)</i>	25

Figure 1.15	Résultats mesurés et simulés.....	25
Figure 1.16	Composantes fabriquées par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004).....	26
Figure 1.17	Schéma d'un réseau d'adaptation distribué (a) et synthétiseur fabriqué (c). <i>(Tirée de Yumin, Katehi et Peroulis, 2005)</i>	26
Figure 1.18	Résultats présentés par Yumin, Katehi et Peroulis (2005).	26
Figure 2.1	Modèle distribué discret d'une ligne de transmission.....	29
Figure 2.2	Schéma d'une ligne CPW.....	29
Figure 2.3	Impédance caractéristique d'une ligne CPW. <i>(calculée à l'aide de l'équation 2.1 et 2.4)</i>	32
Figure 2.4	Capacitance distribuée d'une ligne CPW. <i>(calculée à l'aide de l'équation 2.1, 2.4 et 2.5)</i>	33
Figure 2.5	Inductance distribuée d'une ligne CPW. <i>(calculée à l'aide de l'équation 2.1, 2.4 et 2.6)</i>	33
Figure 2.6	Pertes ohmiques estimées à 1 GHz pour une ligne CPW en or. <i>(calculées à l'aide de l'équation 2.4, 2.7 et 2.8)</i>	35
Figure 2.7	Résistances distribuées évaluées d'après les pertes théoriques. <i>(calculées à l'aide de l'équation 2.4, 2.5, 2.6, 2.7 et 2.8)</i>	36
Figure 2.8	Schéma 3D traditionnel d'un circuit CPW-DMTL.....	38
Figure 2.9	Modèle distribué d'une section de ligne DMTL.....	39
Figure 2.10	Schéma d'une ligne DMTL (a) et profil d'un interrupteur MEMS capacatif (b).	40
Figure 2.11	Impédance d'entrée d'une ligne DMTL composée de huit interrupteurs capacitatifs.	41
Figure 2.12	Capacitance requise en fonction des paramètres de la ligne non chargée. <i>(calculée avec l'équation 2.21)</i>	42
Figure 2.13	Influence de longueur électrique à l'état ouvert.	43
Figure 2.14	Influence des propriétés de l'état fermé d'une ligne DMTL	45
Figure 2.15	Ratio capacitif requis pour obtenir une impédance donnée. <i>(selon l'équation 3.24)</i>	46

Figure 2.16	Subdivision effectuée du plan complexe gamma.....	48
Figure 2.17	Correspondance du test de χ^2 avec les distributions dans l'abaque de Smith.....	49
Figure 2.18	Longueur électrique totale satisfaisant la fréquence minimale d'opération	51
Figure 2.19	Longueur électrique totale associée à la fréquence minimale d'opération selon l'impédance à l'état fermé	51
Figure 2.20	Fréquence d'opération minimale envisageable.....	52
Figure 2.21	Longueur électrique maximale à l'état fermé.....	53
Figure 2.22	Fréquence d'opération maximale envisageable.....	54
Figure 3.1	Photographie optique du dispositif PH25.....	57
Figure 3.2	Paramètres S mesurés pour le dispositif PH25 : adaptation des ports (a) et transmission (b).....	57
Figure 3.3	Cercles de stabilité du dispositif PH 25 pour la source (a) et charge (b)...	58
Figure 3.4	Cercles de gain du dispositif : 3 dB pour la source (a) et 0,5 dB pour la charge (b).	59
Figure 3.5	Schéma d'une ligne de transmission avec discontinuités (SW).....	61
Figure 3.6	Concept de réseau d'adaptation d'impédance proposé SW-DMLT	61
Figure 3.7	Schéma des lignes de transmission étudiées.....	64
Figure 3.8	Paramètres S(1,1) des lignes étudiées.....	64
Figure 3.9	Paramètres de transmission des lignes étudiées.....	65
Figure 3.10	Comparaison des propriétés des lignes étudiées : impédance caractéristique (a) et constante diélectrique effective (b).	66
Figure 3.11	Pertes par longueur d'onde estimées. (<i>selon l'équation 3.3</i>).....	66
Figure 3.12	Comparaison des résultats obtenus par HFSS avec ceux des modèles distribués.....	67
Figure 3.13	Étapes simplifiées du procédé de fabrication UW-MEMS.....	70
Figure 3.14	Modèle de simulation HP-ADS.....	73

Figure 3.15	Couverture d'impédance obtenue	74
Figure 3.16	Évaluation de l'uniformité selon le test de χ^2	75
Figure 3.17	Pertes estimées dans les dispositifs.....	76
Figure 3.18	Transfert de puissance estimé selon l'impédance de la source (calculé avec l'équation 3.2).....	77
Figure 3.19	Perte d'inadaptation (« return loss ») en fonction de la valeur d'impédance de la source (calculé avec l'équation 3.8).	79
Figure 3.20	Image 3D prélevée à l'aide d'un profilomètre optique.....	80
Figure 3.21	Déformation d'une poutre fixe-libre bicouche.	81
Figure 3.22	Profil mesuré pour une poutre typique fixe-libre.....	82
Figure 3.23	Profil mesuré pour une poutre typique fixe-fixe.....	83
Figure 3.24	Distribution de la force pour un interrupteur chevauchant une ligne coplanaire.....	85
Figure 3.25	Impédances synthétisées à l'aide d'un circuit d'adaptation fixe.	89
Figure 3.26	Réponse en fréquence de l'amplificateur fixe.	90
Figure 3.27	Performance de l'amplificateur variable pour différents états.....	90
Figure 4.1	Masques utilisés pour la fabrication des circuits.	94
Figure 4.2	Photographie optique du réseau DMTL intégrant une ligne SW.....	95
Figure 4.3	Image prélevée au microscope à balayage électronique.	95
Figure 4.4	Mesure de topographie effectuée par interférométrie.	96
Figure 4.5	Topographie mesurée à l'aide d'un profilomètre optique.....	97
Figure 4.6	Comparaison des résultats estimés avec HFSS et des mesures.	98
Figure 4.7	Modèle corrigé pour représenter les résultats expérimentaux.	99
Figure 4.8	Résultats expérimentaux comparés au modèle distribué pour la composante de référence.....	101
Figure 4.9	Résultats expérimentaux comparés au modèle distribué pour la composante proposée basée sur l'intégration d'une ligne SW.	102

Figure 4.10	Caractéristiques effectives des lignes fabriquées.....	103
Figure 4.11	Couverture d'impédance mesurée avec le réseau traditionnel DMTL.	104
Figure 4.12	Couverture d'impédance mesurée avec la solution SW proposée.	105
Figure 4.13	Comparaison du facteur d'uniformité pour les composantes mesurées... <td>106</td>	106
Figure 4.14	Pertes mesurées pour les états extrêmes.	107
Figure 4.15	Gain petit signal de l'amplificateur variable basé sur le réseau CPW-DMTL (a) et sur le réseau proposé SW-DMTL (b).	108
Figure 4.16	Réseau DMTL traditionnel fabriqué avec le procédé UW-MEMS v2 ...	109
Figure 4.17	Réseau proposé SW-DMTL fabriqué avec le procédé UW-MEMS v2... <td>109</td>	109
Figure 4.18	Photographie au microscope à balayage électronique de la solution SW-DMTL de la deuxième itération.....	109
Figure 4.19	Impact de la constante diélectrique effective sur la variation de phase et l'adaptation.	112
Figure 4.20	Simulation du comportement des déphaseurs étudiés : la variation de phase (a) et l'adaptation du port d'entrée (b).....	113
Figure 4.21	Image SEM du déphaseur SW-DMTL.	114
Figure 4.22	Photographie optique du déphaseur fabriqué.....	114
Figure 4.23	Résultats expérimentaux obtenus avec les déphaseurs fabriqués : la variation de phase (a) et l'adaptation du port d'entrée (b).....	115
Figure 5.1	Évolution du procédé de fabrication, UW-MEMS v1 (a) et procédé adapté (b).	119
Figure 5.2	Images de la seconde génération de composantes prélevées au microscope à balayage électronique.....	120
Figure 5.3	Photographie d'une capacité de découplage.....	120
Figure 5.4	Interrupteur MEMS avec un ratio capacitif limité, interrupteur de type fixe-libre (a) et de type fixe-fixe (b).	122
Figure 5.5	Réseau d'adaptation d'impédance avec plage d'opération étendue.	123
Figure 5.6	Interrupteur présentant trois niveaux de capacité.	123

Figure 5.7	Évaluation du facteur d'uniformité pour la solution à trois états.....	124
Figure 5.8	Modèle d'un réseau DMTL novateur.	125
Figure 5.9	Section d'un réseau DMTL novateur.....	126
Figure 5.10	Facteur d'uniformité du nouveau réseau d'adaptation d'impédance.....	126
Figure 5.11	Pertes d'insertion de la solution nouvelle.	127
Figure 5.12	Performances estimées des amplificateurs variables basés sur le réseau SW-DMTL (a) et le réseau novateur (b).....	128
Figure 5.13	Topologie de la structure proposée.	129
Figure 5.14	Stratégie pour la réalisation du réseau d'adaptation d'impédance.....	130
Figure 5.15	Structure complète de dimension 7mm x 7mm.	130
Figure 5.16	Impact de la puissance RF sur la capacité.	132
Figure 5.17	Procédé de fabrication simplifié.	134
Figure 5.18	Photographie d'une tranche fabriquée selon le procédé simplifié.	134
Figure 5.19	Ligne utilisée pour vérifier l'impact de la miniaturisation.	135
Figure 5.20	Photographie de la ligne DMTL fixe utilisée pour valider le concept....	136
Figure 5.21	Couverture estimée à 1 GHz de l'abaque selon le modèle expérimental.	137
Figure 5.22	Photographie d'un échantillon qui a été fabriqué en accédant au Nanotools.	137
Figure 5.23	Photographie d'une tranche contenant les circuits d'adaptation MEMS.	138
Figure 5.24	Retrait de la couche sacrificielle	139

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

CDMA	Accès multiple par répartition en code, (« Code Division Multiple Access »)
CMOS	Semi-conducteur à oxyde de métal complémentaire, (« Complementary Metal-Oxide Semiconductor »)
CPW	Ligne coplanaire, (« coplanar waveguide »)
DC	Tension continue, (« Direct Current »)
DMTL	Ligne MEMS distribuée, (« Distributed MEMS Transmission Line »)
EM	Simulation élecromagnétique
FET	Transistor à effet de champ, (« Field Effet Transistor »)
FOM	Figure de mérite, (« Figure of Merit »)
GSM	(« Global System for Mobile Communications »)
ITRS	(« International Technology Roadmap for Semiconductors »)
MEMS	Microsystème électromécanique, (« Micro-Electrical-Mechanical Systems »)
MMIC	Circuit RF Monolithique Intégré (« Microwave Monolithic Integrated Circuits »)
PA	Amplificateur de puissance, (« Power Amplifier »)
PHEMT GaAs	(« Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors Gallium Arsenide »)
RF-MEMS	Microsystème électromécanique RF, (« Radio-Frequency-Micro-Electrical-Mechanical Systems »)
SDR	Radio logicielle, (« Software Defined Radio »)
SoC	(« Systems on Chip »)
SiP	(« Systems in Package »)
SW	Ligne avec discontinuités, (« Slow-Wave »)

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

N	Nombre de sections composant une ligne DMTL
ϵ_r	Constante diélectrique
W	Largeur du conducteur central d'une ligne CPW
d	Espacement entre les masses dans une ligne CPW
g	Espacement de la masse et du conducteur central dans une ligne CPW
h	Épaisseur du substrat
$K()$	Intégrale elliptique
C	Vitesse de la lumière, 3×10^8 m/s
α_c	Pertes dans le conducteur
α_d	Pertes dans le diélectrique
R_s	Résistance de feuille
ρ	Conductivité d'un matériel
$\tan\delta$	Tangente de perte d'un matériel
$\rho_{substrat}$	Tangente de perte d'un substrat
R_1	Résistance série du modèle distribuée d'une ligne de transmission
R_2	Résistance associée aux fuites dans le modèle d'une ligne de transmission
L_t	Inductance du modèle distribuée d'une ligne de transmission
C_t	Capacitance du modèle distribuée d'une ligne de transmission
Z_o	Impédance caractéristique d'une ligne de transmission
ϵ_{reff}	Constante diélectrique effective d'une ligne de transmission
C_b	Capacitance produite par un interrupteur MEMS
C_{b-up}	Capacitance produite par un interrupteur MEMS à l'état ouvert
C_{b-dn}	Capacitance produite par un interrupteur MEMS à l'état fermé
$Z_{DMTL-up}$	Impédance caractéristique résultante de la ligne DMTL à l'état ouvert
$Z_{DMTL-dn}$	Impédance caractéristique résultante de la ligne DMTL à l'état fermé
$\epsilon_{reff-DMTLup}$	Constante diélectrique effective de la ligne DMTL à l'état ouvert
$\epsilon_{reff-DMTLDn}$	Constante diélectrique effective de la ligne DMTL à l'état fermé
s	Longueur d'une section (cellule) composant une ligne DMTL
g_o	Hauteur séparant une membrane suspendue de la plaque inférieure
w	Largeur de la plaque suspendue d'un interrupteur MEMS
ϵ_o	Permittivité du vide, $8,85 \times 10^{-12}$
FF	Effet de bord dans une capacité à plaques parallèles
t_d	Épaisseur de l'isolant dans un interrupteur MEMS capacitif

INTRODUCTION

Depuis l'aube de l'humanité, l'homme utilise divers moyens de communication pour échanger avec son entourage. Il communique d'abord à l'aide de gestes, de sons et ensuite de la parole afin d'interagir avec des individus à proximité. Les méthodes de communication indirecte ne sont apparues que longtemps par la suite. L'utilisation de signaux visuels fut le premier mode de transfert de correspondance sur une distance éloignée. L'arrivée de l'électricité a changé le cours de l'histoire. De nombreux chercheurs ont contribué au développement des communications modernes. Du télégraphe aux systèmes de communication par satellites, l'évolution est fulgurante. La découverte de la propagation des ondes radio a permis de passer à l'ère des communications radio sans fil. D'abord utilisés uniquement pour la transmission de signaux ou de voix, ces systèmes ont évolué vers des applications multiples combinant aussi bien la voix que des données à hauts débits extrêmement complexes et variées. Ces dernières années, la prolifération de nouvelles applications sans fil n'a pas cessé, la quantité d'applications sans fil a littéralement explosé. Les utilisateurs exigent de plus en plus de ces appareils et les concepteurs suivent le courant en proposant des solutions technologiques innovatrices afin de satisfaire la demande, ce qui a donné naissance aux appareils multistandards. Ainsi, la structure d'une chaîne de communication sans fil doit maintenant être conçue de manière à offrir l'agilité requise pour convenir aux différents standards intégrés dans un même appareil. L'utilisation de techniques numériques du traitement du signal permet d'atteindre un degré supérieur de flexibilité mais les performances restent toujours limitées par l'étage micro-ondes (RF). Cet étage des systèmes de communication sans fil reste malheureusement peu flexible et complique considérablement la réalisation de systèmes multistandards réclamés par les consommateurs (Figure 1).

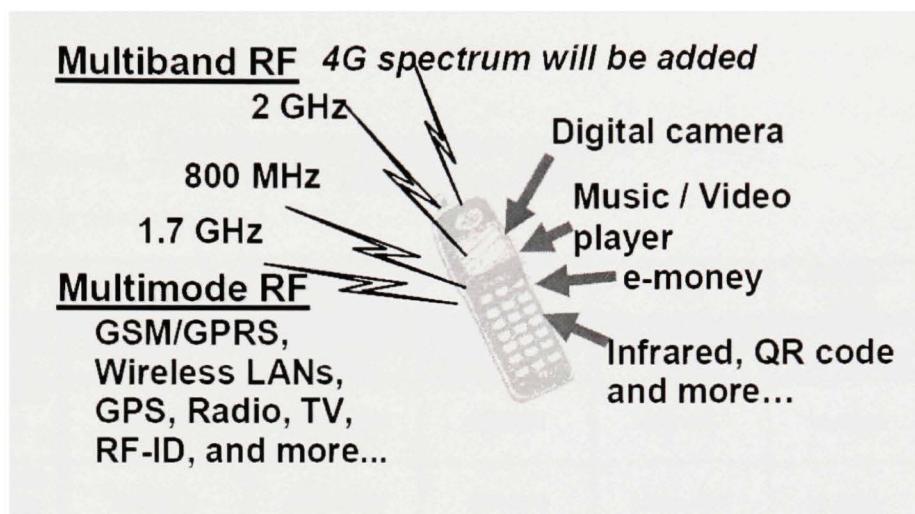


Figure 1 Niveau d'intégration exigé pour les appareils mobiles.
(Tirée de Okazaki et al., 2007)

Bouleversement des systèmes de communication sans fil

Les nombreux standards disponibles diffèrent sur une multitude de points: fréquence de porteuse, largeur de bande, débit de transmission, etc. Le Tableau 1 présente certains des standards courants en communication cellulaire et les caractéristiques associées. Pour des raisons économiques, il est essentiel de conserver la compatibilité des équipements avec les standards antérieurs. De plus, la mobilité internationale des consommateurs oblige les fabricants à combiner les différents standards régionaux dans les appareils. Ceci influence considérablement la conception de l'étage RF des équipements. De plus, comme les débits augmentent sans cesse, il est d'autant plus important d'optimiser cette chaîne afin d'assurer la qualité de la communication pour maintenir le débit souhaité. Actuellement, chaque standard nécessite l'élaboration d'une chaîne dédiée, ce qui implique que les systèmes multistandards fabriqués se basent sur des architectures dédoublées (Figure 2). Craninckx et Donnay (2003) identifient les sections suivantes particulièrement affectées par le changement de standard de communication :

- Antenne et filtres de réception,
- Amplificateurs RF (réception et transmission),
- Circuits de conversion de fréquences,
- Amplificateurs intermédiaires et filtres de bande intermédiaire.

Tableau 1

Caractéristiques de quelques standards cellulaires
(Tiré de Yao, 2000)

Standard	GSM (DSC 900)	GSM (DSC 1800)	CDMA (IS-95)	PHS	CDMA-2000	W-CDMA
Multiplexage	TDMA/FDMA	TDMA/FDMA	CDMA/FDMA	TDMA/FDMA	CDMA	CDMA
Modulation	GMSK	GMSK	BPSK/QPSK	QPSK	QPSK/BPSK	QPSK
Fréquence de réception (MHz)	935-960	1805-1880	869-894	1895-1917	Multiple	2110-2170
Fréquence de transmission (MHz)	890-915	1710-1785	824-849	1895-1907	Multiple	1920-1980
Taux de transmission (kbps)	270	270	14.4	64/384	384	8/384
Largeur de canal (kHz)	200	200	1250	300	3.75	5000

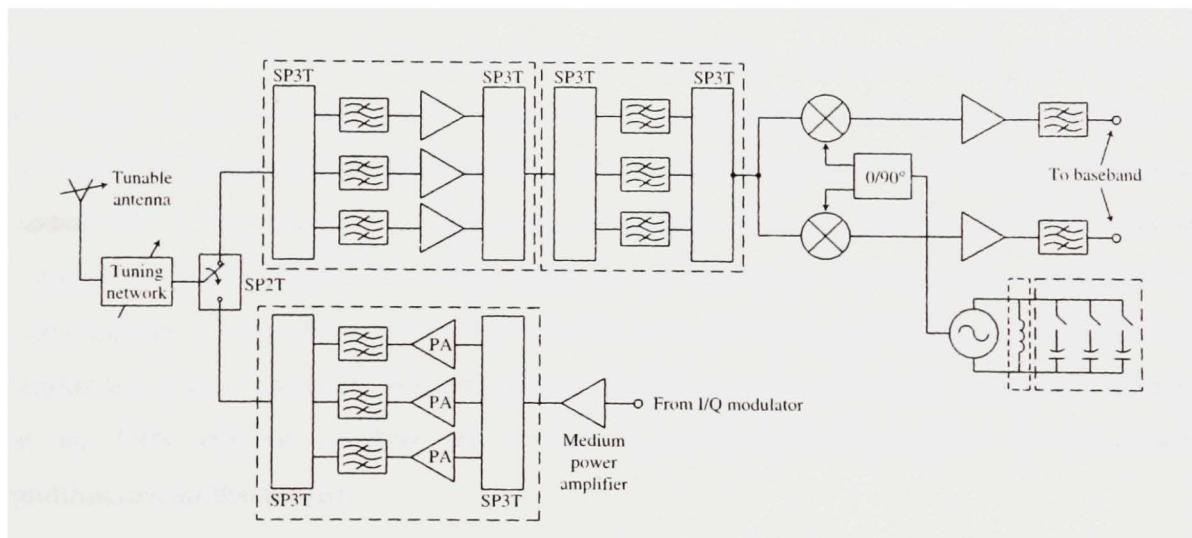


Figure 2 Structure d'un système multi-bandes.
(Tirée de Rebeiz, 2003)

Cette abondance de standards et les perspectives d'évoluer vers de nouveaux standards amènent à considérer grandement les architectures de radios logicielles « software defined radio, (SDR) », un concept d'appareils de communication entièrement reconfigurables appropriés pour les appareils fusionnant de nombreux standards. Cette notion propose entre autres une optimisation logicielle en temps réel du comportement du système afin de maintenir la meilleure qualité de service possible. Ainsi, les paramètres d'émission et de réception peuvent être modifiés voire corrigés en cours de fonctionnement. De plus, ces plateformes de radios logicielles permettent de redéfinir les protocoles et standards de communication exploités. L'agilité de ces radios est néanmoins contrainte par la chaîne RF fixe utilisée. Il est irréaliste de prévoir une chaîne RF optimale basée sur des composantes RF fixes conventionnelles pour tous les états d'une radio reconfigurable. De plus, il est très peu efficace d'opérer des composantes micro-ondes large bande pouvant concilier les différentes plages d'opération requises. Cette limitation matérielle contraint les concepteurs de radio logicielle à une optimisation du traitement numérique sans pour autant pouvoir ajuster le comportement de la chaîne RF matérielle. La flexibilité obtenue à l'aide du traitement numérique et de la reconfigurabilité logicielle se verrait grandement bonifiée en envisageant la possibilité de reconfigurer à la fois le comportement logiciel et le matériel composant la chaîne RF. L'importance de la flexibilité numérique n'est pas remise en cause mais le concept de radios logicielles ultra-flexibles accommodant de nombreux standards de communication utilisant des bandes de fréquences variées serait grandement amélioré. Cette tendance captive l'ensemble des concepteurs de systèmes sans fil mobiles tels les cellulaires et les GPS afin de combler les besoins architecturaux et matériels des terminaux multimodes/multistandards.

Évolution vers le RF intelligent

Pour répondre à cette tendance, les concepteurs sont amenés à repenser les besoins de la chaîne RF. Il a été établi que la disponibilité d'un étage RF entièrement reconfigurable représenterait un changement majeur extrêmement intéressant pour poursuivre l'évolution des communications sans fil. Ce type de chaîne RF convoitée par les concepteurs systèmes augmenterait les capacités atteignables avec une même architecture et présenterait un

potentiel d'innovation inestimable. Dans un contexte multistandards, cette idée de RF intelligent se manifeste afin d'éviter le dédoublement de composantes RF et réaliser une économie d'espace réduisant directement le coût de fabrication. La Figure 3 montre alors les simplifications envisageables. De plus, une chaîne RF agile ouvrirait la porte au déploiement de stratégies novatrices dans les systèmes de radios logicielles et ajouterait énormément de possibilités. Ce concept de chaîne RF consiste à prévoir des mécanismes de contrôle pour les différents circuits micro-ondes pour rendre la chaîne entièrement agile.

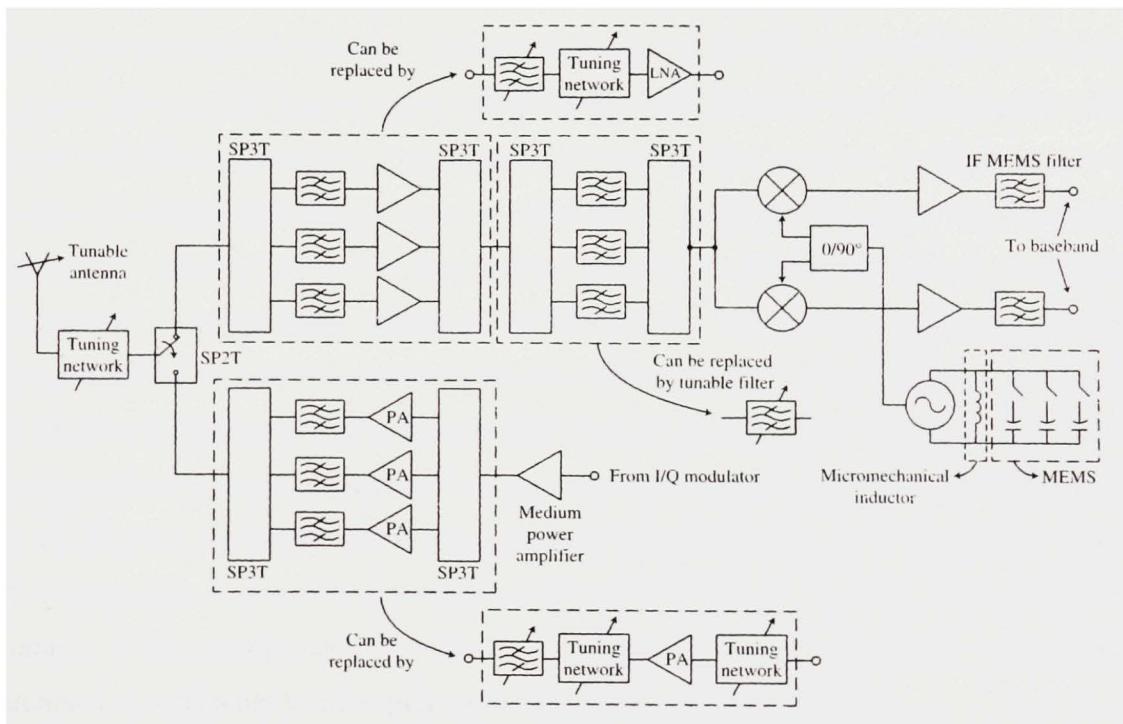


Figure 3 Simplification possible d'un étage RF triples bandes.
(Adaptée de Rebeiz, 2003)

Intérêt des amplificateurs de puissance accordables

Parmi les composantes nécessitant un contrôle intelligent, l'amplificateur de puissance (« power amplifier », PA) figure en tête de liste. Selon l'application, il doit délivrer une puissance donnée tout en minimisant l'impact sur la qualité du signal. Le comportement du PA diffère considérablement selon la fréquence d'opération, la classe d'opération, la charge présente, etc. Un amplificateur de puissance non optimisé engendre une distorsion du signal et une perte considérable d'efficacité énergétique. Il est primordial d'ajuster le PA pour chacune des applications visées. La structure d'un amplificateur intelligent est présentée à la Figure 4 telle que proposée par Qiao et al. (2005). L'optimisation du PA repose sur l'utilisation de composantes agiles et de mécanismes de détection de l'état de l'amplificateur. Bien qu'il soit essentiel de pouvoir modifier le point de polarisation de l'amplificateur (« bias regulator ») afin de contrôler la puissance de sortie requise selon le standard et que des mécanismes d'échantillonnage (« power detector ») soient requis pour être en mesure d'asservir le système, la clé de cette agilité découle de l'ajout de réseaux d'adaptation d'impédance reconfigurables (« input et output tuner »). La conception d'un amplificateur intelligent utilisable pour une multitude de standards nécessite la disponibilité de ces réseaux d'adaptation d'impédance ultra-flexibles. Ultimement, des réseaux d'adaptation d'impédance agiles pourraient être inclus dans tous les modules constituant la chaîne RF. La disponibilité d'un tel réseau à flexibilité élevée permettrait de faire abstraction du matériel interconnecté tout en assurant le bon fonctionnement suite à l'ajustement de l'état des composantes variables. Cette composante extrêmement convoitée attire l'attention de nombreux chercheurs et représente la principale motivation de ce projet de doctorat.

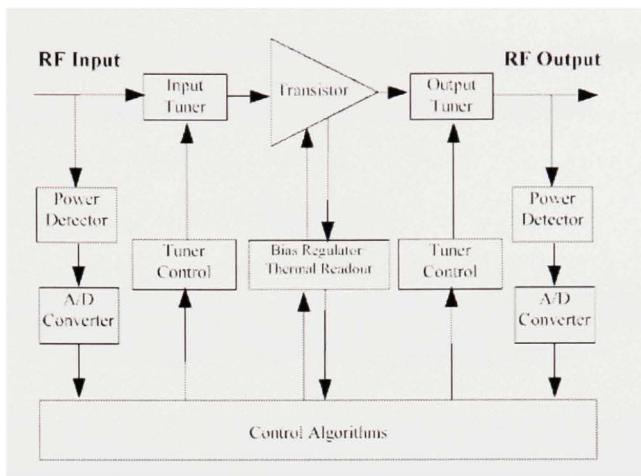


Figure 4 Diagramme bloc d'un amplificateur RF intelligent.
(Tirée de Qiao et al., 2005)

Perspectives offertes par les microsystèmes

Les microsystèmes RF (« Radio Frequency Micro-Electrical-Mechanical Systems », RF-MEMS) sont des structures micromécaniques miniaturisées fabriquées à l'aide des différents procédés disponibles pour la fabrication de composantes microélectroniques. Ces composantes laissent entrevoir un excellent potentiel pour l'intégration monolithique avec les dispositifs microélectroniques actifs. Ces dernières années, de nombreux travaux démontrent le potentiel des composantes RF-MEMS pour la réalisation de circuits RF accordables tels les filtres agiles proposés par Min, Jingpeng et Liwei (2008), Yan et Mansour (2007) ou Chandrahalim et Bhave (2008), les déphasateurs RF de Topalli et al. (2008) et les réseaux d'adaptation d'impédance variable publié par Vaha-Heikkila et al. (2008) et Yumin, Katehi et Peroulis (2005) pour n'en nommer que quelques-uns. De plus, certaines publications démontrent la possibilité d'intégration monolithique de ces composantes comme Fedder et al. (2008) ainsi que Fouladi, Bakri-Kassem et Mansour (2007). Par contre, le dispositif MEMS ayant le plus été étudié pour le moment est l'interrupteur MEMS rapporté par Rebeiz (2003) et Daneshmand et Mansour (2007). Les motivations des chercheurs résultent de l'excellence des performances obtenues lors de différentes recherches, en ce qui a trait aux pertes d'insertion, d'isolation et de puissance consommée qui dépassent largement celles des interrupteurs actifs selon Grant, Denhoff et Mansour (2002). Le Tableau 2 prélevé de Grant, Mansour et Denhoff (2002) compare différentes alternatives technologiques pour la

réalisation d'interrupteurs RF. La figure de mérite (« Figure of Merit », FOM) confirme l'avantage majeur des interrupteurs MEMS sur les solutions actives.

Tableau 2

Comparaison d'interrupteurs RF en fonction de leur technologie
(Tiré de Grant, Denhoff et Mansour, 2002)

Composante	Catégorie	FOM (fs)	Power (mW)	Cap (fF)	Res (Ω)
NE3290	FET	500	0	100	5
Blackwell	AlGaAs FET	270	0	170	1.6
MA4GP022	GaAs PIN 4.5	220	5	110	2
MA4GP022	GaAs PIN 20	110	25	110	1
Raytheon	MEMS memb.	12	0	35	0.35
Rockwell	MEMS cant.	2.5	0	11	0.22
COM DEV	Coax	0.07	0	0.35	0.2
DARPA-proj.	MEMS	0.01	0	0.05	0.2

L'avantage majeur des composantes RF-MEMS est de pouvoir changer physiquement la configuration d'un circuit et ainsi modifier de manière drastique son comportement micro-ondes. En maîtrisant les procédés de fabrication, il est donc envisageable de produire des structures complexes mobiles permettant d'influencer le comportement RF d'un circuit. La fabrication des circuits RF-MEMS agiles offre l'avantage d'être compatibles avec les procédés de fabrication des composantes microélectroniques. Cette possibilité d'intégration monolithique représente un avantage significatif pour le domaine des appareils portables. Il est à noter que les industriels consultés pour la préparation du rapport (« International Technology Roadmap for Semiconductors », ITRS) conviennent que les composantes RF-MEMS doivent être offertes sous peu en production de masse par les grands joueurs de la microélectronique. L'industrie devra s'efforcer d'offrir aux concepteurs des capacités de production hétérogène de filtres acoustiques en volume (« Bulk Acoustic Wave », BAW), d'interrupteurs MEMS capacitifs et par contact ainsi que des résonateurs (voir Annexe I). Bien que cette approche d'intégration des systèmes sur puce (« System on Chip », SoC) soit souhaitée, l'aspect économique dictera le choix de la méthode d'intégration. La Figure 5 illustre les courbes de coût et temps de mise en marché en fonction de la complexité

d'intégration des systèmes sur puce et des systèmes en boîtier (« Systems in Package », SiP). Pour le moment, l'intégration hétérogène SoC des RF-MEMS semble peu rentable économiquement comparativement à l'approche d'intégration en boîtier. Par contre, la courbe associée au SoC évolue très rapidement selon la maturité du procédé de fabrication. Les projections laissent entrevoir la rentabilité supérieure de l'intégration des MEMS sur celle de l'intégration en boîtier prochainement. Pour l'instant, l'effort de recherche doit être axé sur la démonstration du potentiel des MEMS-RF et les possibilités d'intégration hétérogène offertes en production viendront suite à la croissance de la demande exerçant une pression sur les industries manufacturières de la microélectronique.

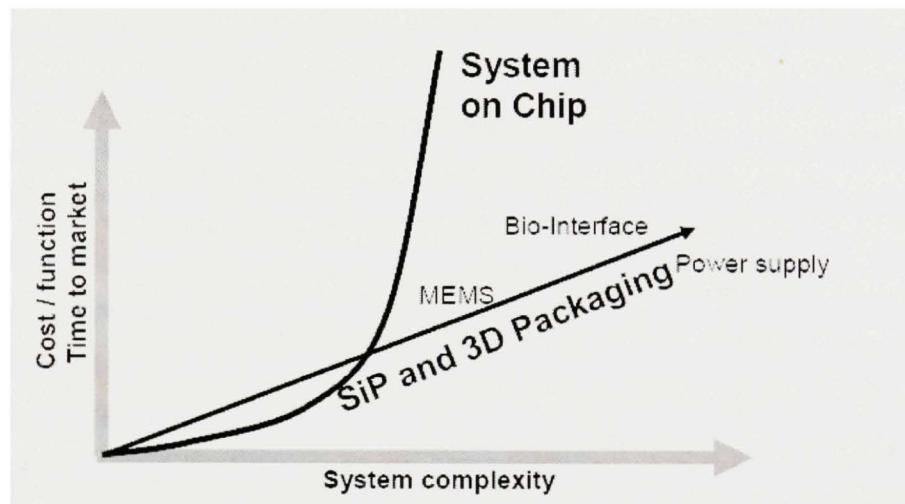


Figure 5 Comparaison du coût et du temps de mise en marché selon l'approche d'intégration.
(Tirée de ITRS, 2005)

Objectif et contenu de cette thèse

L'objectif principal de cette thèse est d'élaborer une stratégie d'adaptation d'impédance variable applicable dans un contexte de réalisation d'un composant micro-ondes agile. Bien que le cas de l'amplificateur RF agile forme le contexte de ce projet, une stratégie flexible applicable à tous circuits RF est recherchée. L'amplificateur de puissance impose des restrictions supplémentaires de puissance et d'efficacité et englobe toutes les spécifications recherchées pour un réseau d'adaptation reconfigurable général. Il est important de retenir que tout dispositif micro-ondes nécessite un circuit d'adaptation d'impédance et que le circuit reconfigurable le plus général s'appliquera à tous les contextes et les besoins d'adaptation d'impédance. L'effort est mis sur l'étude d'une technique pour la réduction des dimensions afin de permettre leur utilisation dans la gamme de fréquences inférieures à 5 GHz convoitée par de nombreuses applications sans fil portable. Les études antérieures, au début du travail doctoral, ont démontré les aptitudes des composantes MEMS pour les applications RF justifiant leur potentiel pour atteindre l'objectif. Bien que quelques projets publiés aient exposé des solutions d'adaptation d'impédance basées sur les RF-MEMS, les travaux proposés ne touchent pas l'optimisation des conceptions pour l'augmentation de la couverture d'impédance pour une plage de fréquences d'opération inférieures à 5 GHz. Cette thèse propose une approche de conception détaillée et l'analyse complète des réseaux d'adaptation d'impédance variables MEMS nécessaires à la réalisation de composantes utilisables dans un contexte de communication sans fil intelligent. Une approche de conception est proposée afin de déterminer la configuration optimale du circuit pour cibler une plage de fréquences données. Les prototypes fabriqués présentent une amélioration significative de la couverture de l'abaque de Smith. L'analyse des solutions est faite dans un contexte réel d'adaptation d'impédance afin d'évaluer adéquatement les performances atteignables. Différentes analyses sont effectuées afin de montrer le bénéfice apporté par les solutions étudiées. La thèse est divisée selon les chapitres suivants :

Le CHAPITRE 1 expose les derniers développements publiés touchant les amplificateurs intelligents afin d'identifier et justifier clairement les besoins futurs. Après avoir identifié les limites des solutions proposées, une revue de la littérature concernant les réseaux

d'adaptation d'impédance MEMS, pièce maîtresse des amplificateurs agiles, est présentée afin de relever les avenues potentielles de recherche.

Le CHAPITRE 2 présente une étude théorique du comportement des réseaux d'adaptation d'impédance réalisés à l'aide de lignes MEMS distribuées. Cette approche a été identifiée comme la plus flexible et celle permettant d'atteindre les objectifs du projet. Une analyse des paramètres agissant sur le comportement RF est présentée afin d'assurer l'optimisation des solutions.

Le CHAPITRE 3 résume l'ensemble des étapes de conception de la solution proposée. Ce chapitre regroupe les simulations électromagnétiques, micro-ondes et quelques aspects mécaniques nécessaires à la conception des prototypes de l'approche identifiée.

Le CHAPITRE 4 présente les résultats expérimentaux obtenus avec les prototypes de circuits fabriqués. Les différentes mesures valident le comportement et confirment l'utilisation potentielle du réseau d'adaptation d'impédance proposé dans un contexte pratique. De plus, l'information prélevée permet de valider et corriger les modèles de simulation afin d'orienter les prochaines générations.

Le CHAPITRE 5 regroupe la seconde génération de circuits issus de l'analyse complète des résultats obtenus avec les premiers prototypes. Ces circuits ont été étudiés théoriquement à l'aide de modèles réalistes validés lors de la première phase expérimentale. Cette génération de circuits, en processus de développement, représente plusieurs pistes de recherche intéressantes qui devront être approfondies dans le futur.

Contributions scientifiques soutenues

Dans cette thèse plusieurs contributions scientifiques entourant les réseaux d'adaptation d'impédance pour les applications de communication sans fil, autant théoriques que pratiques, sont présentées. Essentiellement, elle apporte une vision nouvelle de la conception des réseaux d'adaptation d'impédance à l'aide de circuits RF-MEMS. Peu d'auteurs se sont attardés à l'étude détaillée des performances des réseaux MEMS dans un contexte RF pratique. L'étude du comportement des solutions proposées est faite avec un regard orienté sur l'apport réel obtenu à l'aide des circuits lorsqu'ils sont intégrés dans un système micro-ondes. Les contributions importantes sont les suivantes :

- Présentation d'une approche de conception et d'optimisation détaillée des réseaux d'adaptation à base de lignes de transmission MEMS distribuées afin de réduire la fréquence d'opération minimale et cibler une bande de fréquences d'opération inférieures à 5 GHz tout en conservant des dimensions réduites,
- Identification quantitative des paramètres majeurs influençant le comportement des réseaux d'adaptation d'impédance MEMS distribués,
- Démonstration d'une technique bénéfique pour réduire les dimensions des réseaux d'adaptation d'impédance MEMS,
- Analyse théorique et pratique complète des performances dans un contexte de charges différentes de 50 ohms adaptées à 50 ohms,
- Analyse détaillée des performances pour comparer équitablement diverses solutions d'adaptation d'impédance variable selon le bénéfice réel apporté,
- Conception et réalisation de réseaux d'adaptation d'impédance optimisés pour diverses applications,
- Présentation du potentiel offert par l'approche exploitée pour la fabrication d'un déphasageur MEMS distribué.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Amplificateurs agiles répertoriés

L'intérêt pour les amplificateurs accordables commence à transparaître dans la littérature depuis peu. Certains chercheurs ont démontré la possibilité de fabriquer des amplificateurs à deux niveaux de puissance tel que présenté par Hacker et al. (2004). D'autres comme Fukuda et al. (2005), Fukuda, Okazaki et Narahashi (2006) ou encore Qiao et al. (2005) ont réalisé des circuits reconfigurables pour une multitude de bandes de fréquences. Finalement, un amplificateur de classe variable offrant la possibilité d'opter pour la linéarité ou encore l'efficacité a été proposé par Bell, Popovic et Dyck (2006). Toutes ces recherches ont en commun l'intégration de composantes MEMS avec des dispositifs micro-ondes pour la réalisation d'un amplificateur agile. Ceci s'explique par la nécessité de combiner avec les dispositifs d'amplification des composantes agiles à faibles pertes ainsi que de modifier le comportement micro-ondes. Deux approches d'intégration ont été exploitées : l'intégration monolithique des MEMS (SoC) avec les dispositifs actifs et l'interconnexion sous forme de circuits hybrides ou système en boîtier (SiP). Les sections suivantes résument les solutions publiées dans la littérature pour la réalisation d'amplificateurs reconfigurables.

1.1.1 Amplificateurs à niveaux de puissance variables

La première solution publiée permet la réalisation d'un amplificateur à niveaux de puissance variables. L'approche exploitée par Hacker et al. (2004) afin de réaliser un amplificateur à deux niveaux de puissance est de commuter le signal entre deux transistors de tailles et de polarisations différentes selon le niveau de puissance requis (Figure 1.1).

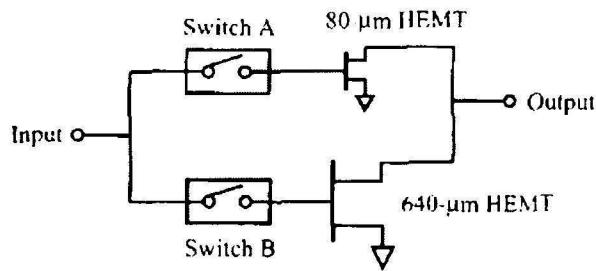


Figure 1.1 Amplificateur à deux niveaux de puissance.
(Tirée de Hacker et al., 2004)

Ces chercheurs ont opté pour une intégration monolithique d'interrupteurs MEMS avec deux transistors à mobilité d'électron élevée pseudomorphe en technologie arsenic de gallium (PHEMT GaAs) dont les dimensions de grille sont respectivement 80 μm et 640 μm . Les deux dispositifs offrent un gain similaire de 11-12 dB dans la bande de fréquences X (Figure 1.2-a) alors que la Figure 1.2-b montre une plage de puissance d'opération étendue ainsi que l'amélioration de l'efficacité possible par la sélection du dispositif adéquat selon le niveau de puissance requis.

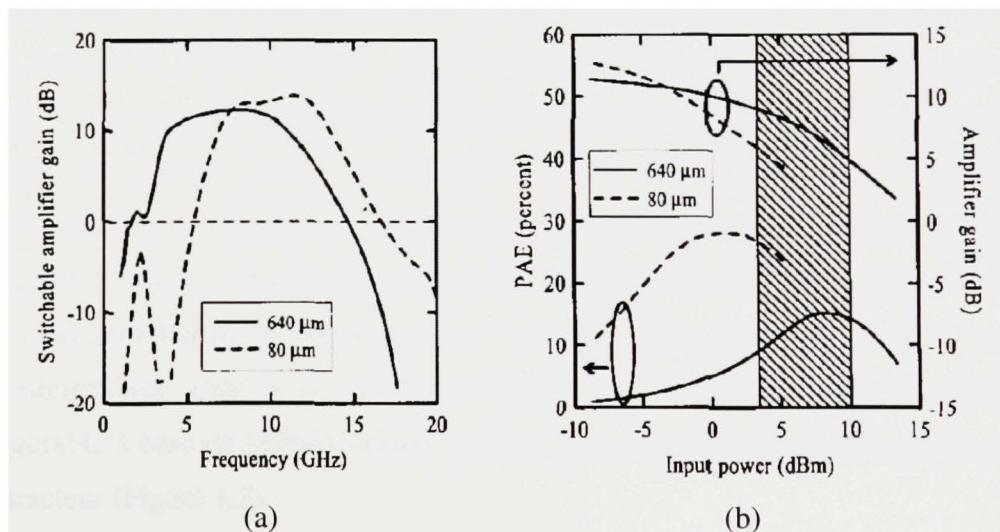


Figure 1.2 Réponse en fréquence (a) et efficacité et gain (b) de l'amplificateur selon l'état du module.
(Tirée de Hacker et al., 2004)

La fabrication des interrupteurs MEMS est faite sur une tranche de 4 pouces d'arsénure de gallium (« Gallium Arsenide », GaAs) en protégeant les circuits intégrés monolithiques hyperfréquences (« Microwave Monolithic Integrated Circuits », MMIC) à l'aide d'une couche de polyimide. Les auteurs rapportent que l'intégration des interrupteurs n'a aucunement dégradé les performances des dispositifs actifs puisque la fabrication a été accomplie en maintenant la température inférieure à 250°C pendant tout le processus. Les résultats présentés confirment le potentiel d'intégration monolithique d'interrupteurs MEMS avec une technologie microélectronique afin de commuter le signal en réduisant les pertes qui seraient associées aux interrupteurs actifs classiques. Toutefois, la flexibilité obtenue à l'aide de cette stratégie permet uniquement de contrôler intelligemment l'efficacité de l'amplificateur sans pour autant ajouter de la flexibilité concernant la plage d'opération. Dans un contexte de RF intelligent, des circuits RF entièrement reconfigurables et flexibles sont convoités

1.1.2 Amplificateurs à fréquence d'opération reconfigurable

Quelques auteurs ont proposé des solutions intéressantes pour la réalisation d'amplificateurs dont la fréquence d'opération est reconfigurable démontrant ainsi un plus grand degré d'agilité. L'augmentation de la flexibilité fréquentielle représente une solution recherchée en alternative aux circuits larges bandes peu efficaces. Dans le cas d'un amplificateur à multiples bandes de fréquences d'opération, il est essentiel de disposer d'un réseau d'adaptation variable puisque les impédances présentées par un dispositif micro-ondes varient considérablement en fonction de la fréquence. Afin d'obtenir un grand nombre de plages atteignables, Qiao et al. (2005) ont développé un réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable à base de MEMS offrant 16 états pouvant être calibré avec précision à l'aide d'un varacteur (Figure 1.3).

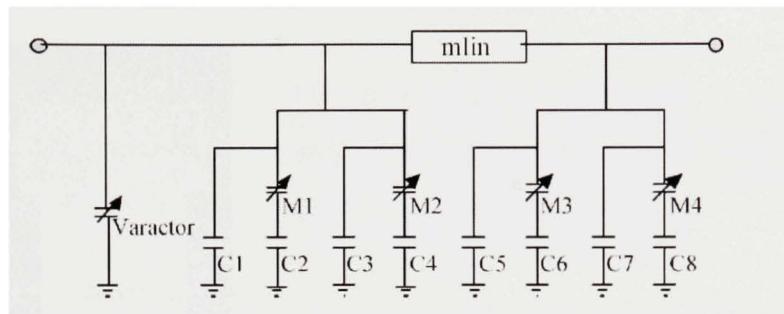


Figure 1.3 Réseau d'adaptation à 16 états avec calibration.
(Tirée de Qiao et al., 2005)

Dans ce cas, l'intégration s'est faite sous forme de module hybride (Figure 1.4-a) reliant les composantes MEMS (Figure 1.4-c) au circuit actif MMIC (Figure 1.4-b). Le module hybride intégrant ce réseau variable avec un dispositif GaAs permet d'optimiser le comportement de l'amplificateur dans une plage de fréquences de 8 à 12 GHz. La Figure 1.5 montre bien l'avantage de modifier l'état de l'amplificateur pour accomoder une bande de fréquences étendue. Ce travail illustre très bien l'avantage de disposer d'un réseau d'adaptation d'impédance variable afin d'augmenter la flexibilité et de permettre le contrôle de la fréquence d'opération. Le réseau d'adaptation d'impédance variable proposé a été optimisé spécifiquement pour le dispositif utilisé et la plage d'opération 7 à 11 GHz ciblée. Bien que le résultat est très intéressant dans ce cas particulier, il est nécessaire de rechercher un niveau de flexibilité accru afin d'assurer un bénéfice appréciable indépendamment du dispositif visé. De plus, il est primordial de réduire la limite inférieure de fréquences d'opération accessibles afin de répondre aux spécifications requises des applications courantes de communication sans fil mobile.

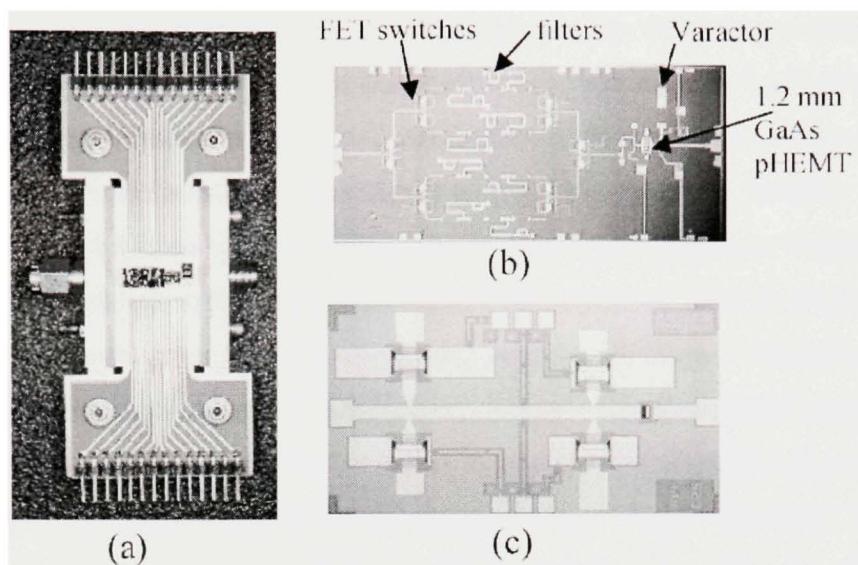


Figure 1.4 Amplificateur accordable sur la bande 8-12 GHz (a), le circuit actif (b) et le circuit d'adaptation d'impédance (c).
(Présentée par Qiao et al., 2005)

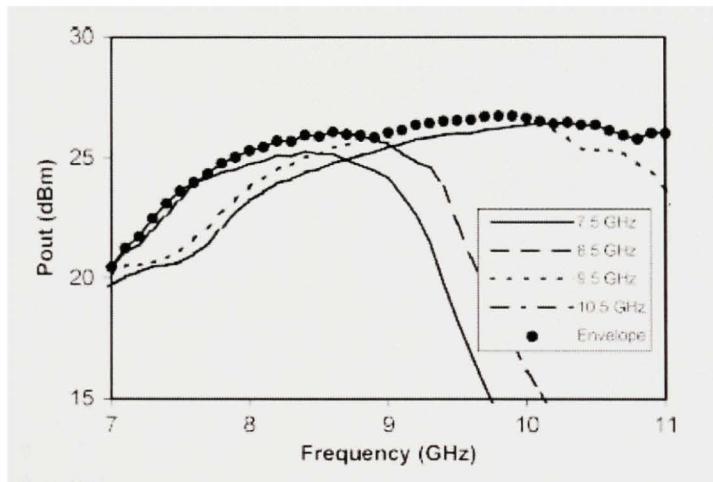
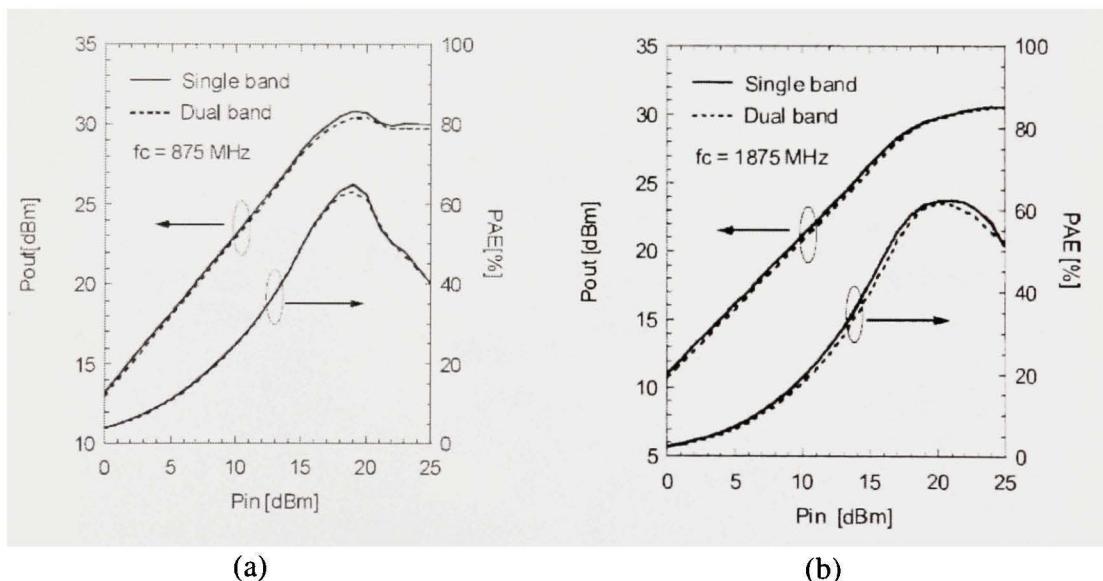


Figure 1.5 Performance de l'amplificateur.
(Présentée par Qiao et al., 2005)

En limitant la plage de fréquences à quelques bandes de fréquences courantes en communication sans fil, Fukuda et al. (2005-a), Fukuda et al. (2005-b), et Fukuda, Okazaki et Narahashi (2006) ont présenté dans trois différents papiers des amplificateurs dont l'efficacité est supérieure à 60% sur deux (Figure 1.6), trois et quatre bandes respectivement.

Dans ces trois cas, l'approche utilisée fut d'intégrer des réseaux de tronçons variables à l'aide d'interrupteurs MEMS optimisés pour les bandes de fréquences ciblées. La Figure 1.7 illustre le concept de tronçons cascadés requis pour chaque bande de fréquences ciblées. La solution présentée impose des dimensions considérables considérant que le nombre de sections d'adaptation d'impédance correspond au nombre de bandes de fréquences visées (N). Ainsi, le circuit double bande est constitué de deux blocs d'adaptation en série (Fukuda et al. 2005-a) alors que leur prototype à quad-bandes requiert quatre blocs d'adaptation distincts (Fukuda, Okazaki et Narahashi, 2006). La Figure 1.8 illustre les dimensions considérables du circuit d'adaptation variable quad-bandes proposé par Fukuda, Okazaki et Narahashi (2006) en comparaison au transistor à effet de champ (FET). Cette approche d'adaptation d'impédance par tronçon est envisageable dans le cas où le nombre de bandes de fréquences est limité et que la largeur de bande de chacun des canaux est relativement étroite. Dans le cas général, il est préférable d'opter pour une solution plus versatile.



**Figure 1.6 Efficacité et puissance de sortie pour la bande 875 MHz (a) et la bande 1875 MHz (b) selon l'état de l'amplificateur.
(Résultats obtenus par Fukuda et al., 2005-a)**

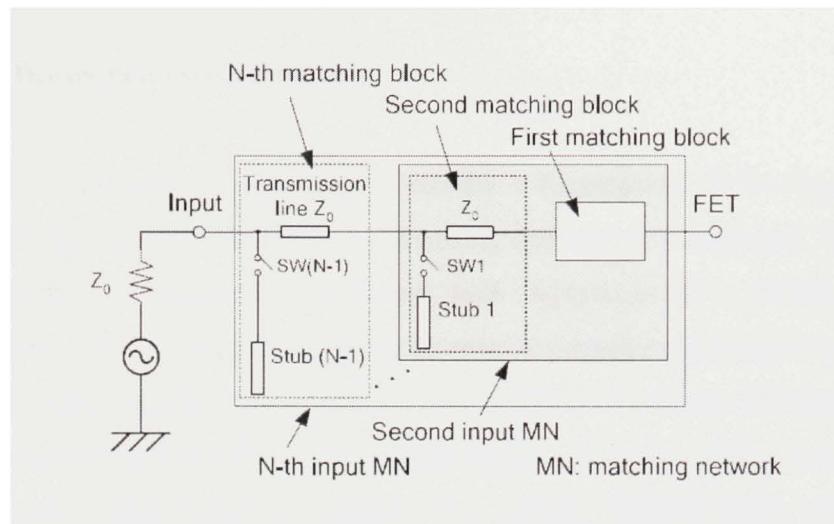


Figure 1.7 Topologie de l'amplificateur triple-bandes.
(Proposée par Fukuda et al., 2005-b)

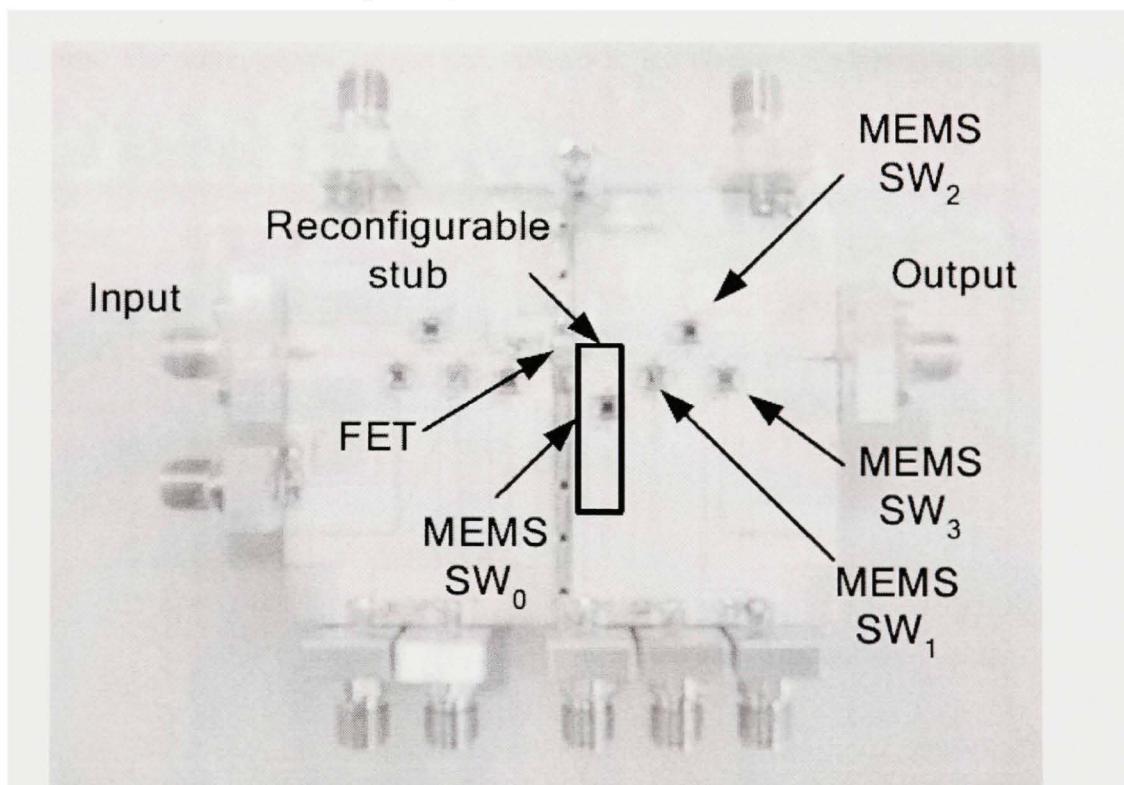


Figure 1.8 Photographie du module d'amplification multi-bandes.
(Tirée de Fukuda, Okazaki et Narahashi, 2006)

1.1.3 Amplificateurs à classe ajustable

Le concept des amplificateurs agiles peut s'étendre à l'ajustement de la classe d'opération. Les classes d'opération diffèrent par leur niveau de linéarité et d'efficacité. Afin de trouver un compromis entre la linéarité et l'efficacité, Bell, Popovic et Dyck (2006) présentent un amplificateur de classe variable. Le contrôle du réseau d'adaptation de sortie permet de faire un saut entre la classe linéaire A et la classe E plus efficace. La Figure 1.9 présente le circuit sous forme de module hybride fabriqué par Bell, Popovic et Dyck (2006). Les résultats de la Figure 1.10 confirment l'impact minimal des circuits MEMS dans chaque état en comparaison aux circuits fixes conventionnels équivalents dans les deux états. Ce travail montre le bénéfice apporté par un réseau variable pouvant permettre le changement de classe d'opération. Un autre apport substantiel offert par les réseaux d'adaptation d'impédance agiles.

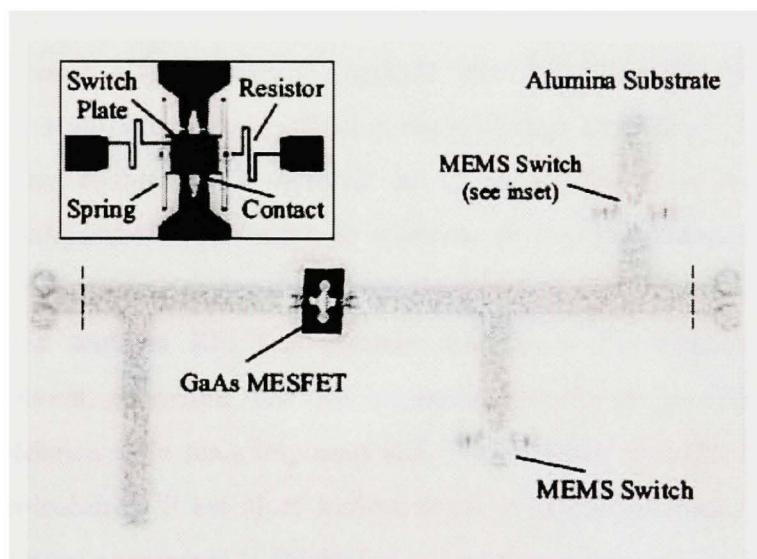


Figure 1.9 Amplificateur de classe variable.
(Tirée de Bell, Popovic et Dyck, 2006)

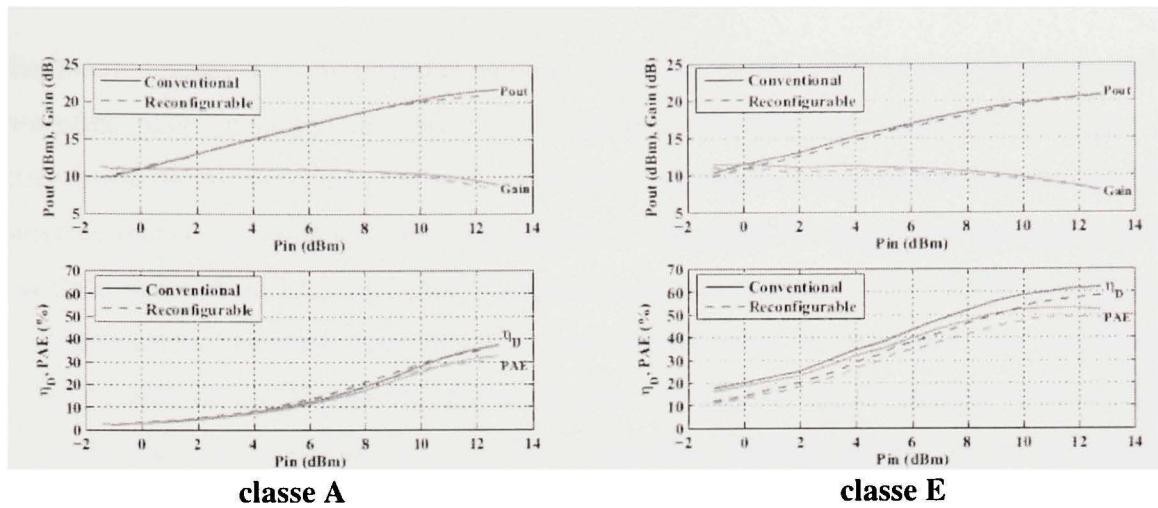


Figure 1.10 Performance de l'amplificateur à classe variable.
(Tirée de Bell, Popovic et Dyck, 2006)

1.2 Réseaux d'adaptation variables publiés

Les publications présentées dans la section précédente couvrant les amplificateurs variables confirment clairement l'apport positif apporté par l'ajout d'un réseau d'adaptation d'impédance agile à un circuit d'amplification micro-ondes. De même, l'examen des autres sous-sections d'une chaîne RF montrerait le même besoin d'un réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable. Par contre, le contexte de l'amplificateur de puissance agile impose la totalité des restrictions sur les réseaux d'adaptation d'impédance englobant tous les besoins des autres sections RF. Les réseaux associés à l'amplificateur de puissance reconfigurable doivent, au même titre que les autres réseaux de la chaîne, permettre une adaptation d'impédance agile mais imposent aussi un excellent transfert de puissance et de faibles effets non-linéaires. Il est alors indispensable d'approfondir les recherches sur ces réseaux variables pour augmenter la flexibilité et respecter cet ensemble de contraintes. Un réseau d'adaptation d'impédance versatile apporterait des avantages significatifs sur l'ensemble des blocs composant la chaîne RF. Ajoutons, que les recherches à venir doivent être orientées vers l'augmentation de l'agilité des réseaux d'adaptation d'impédance pour couvrir les plages de fréquences d'opération de 1 à 5 GHz tout en conservant des dimensions minimales. Cette flexibilité permettra alors aux concepteurs de systèmes d'évoluer vers de nouveaux standards sans que ceux-ci soient limités par le matériel RF fixe disponible et des

dispositifs utilisés. Les publications entourant les microsystèmes RF ont confirmé un certain potentiel pour envisager les circuits d'adaptation d'impédance variables convoités. La conception de réseaux d'adaptation d'impédance variables à base de MEMS est d'ailleurs un sujet de recherche primé ces dernières années. L'ensemble des approches proposées repose sur l'utilisation d'interrupteurs MEMS capacitifs avec actionnement électrostatique. En gros, trois stratégies différentes sont décrites pour l'instant dans la littérature : soit l'utilisation d'une banque de condensateurs, soit les circuits à double ou triple tronçon « stub » ou les réseaux d'adaptation à base de ligne de transmission MEMS distribuées. Les prochaines sections couvrent chacune des ces solutions afin d'identifier le point de départ des travaux de cette thèse.

1.2.1 Tronçons variables à l'aide d'une banque de condensateurs

Une des premières approches qui a été exploitée par Papapolymerou et al. (2003) consiste à faire varier la susceptance, partie imaginaire de l'admittance, présentée à l'entrée d'un tronçon de ligne (« stub ») en modifiant une capacité à l'extrémité de cette ligne (Figure 1.11-a). Une banque d'interrupteurs MEMS capacitifs (Figure 1.11-b) permet alors d'obtenir un condensateur variable à plusieurs états. La Figure 1.11-c montre l'interrupteur développé par Papapolymerou et al. (2003) lors de la réalisation de leurs réseaux d'adaptation.

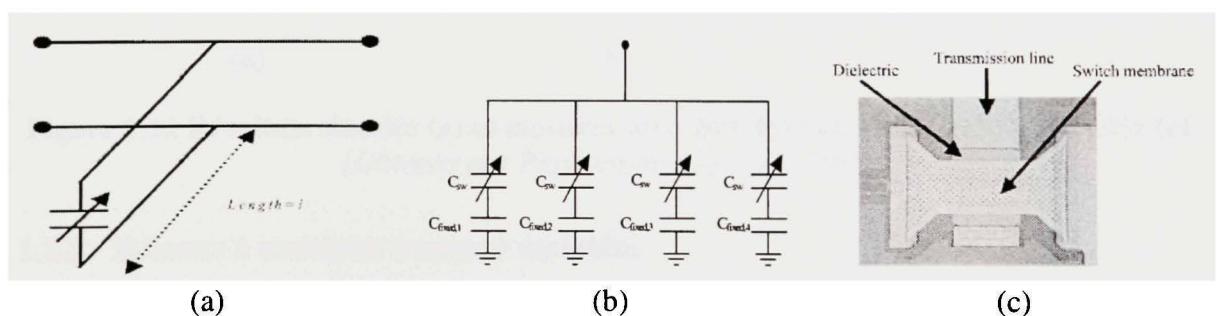


Figure 1.11 Tronçon reconfigurable (a), banque d'interrupteurs capacitifs (b) et interrupteur capacitif MEMS (c).
(Tirée de Papapolymerou et al., 2003)

Cette architecture utilise des interrupteurs pouvant présenter deux valeurs de capacité ainsi avec N interrupteur MEMS il est possible d'adapter 2^N charges distinctes. De cette manière,

chaque interrupteur requiert un actionnement indépendant obligeant l'ajout de nombreuses lignes de contrôle encombrantes. Finalement, l'approche proposée par Papapolymerou et al. (2003), où l'espacement entre les tronçons est fixe, diminue énormément les possibilités d'adaptation. En fait, cette architecture ayant comme seul degré de liberté la possibilité de jouer sur la susceptance limite les zones de l'abaque atteignable. La Figure 1.12 montre la distribution des charges obtenues pour trois fréquences. La plage d'opération du réseau fabriqué par Papapolymerou et al. (2003) débute réellement aux fréquences supérieures à 20 GHz puisque la couverture de l'abaque de Smith présentée est très limitée. De plus, les charges synthétisées sont regroupées dans des régions spécifiques de l'abaque et n'offrent pas réellement une grande uniformité sur l'ensemble de l'abaque. Notons aussi la différence majeure entre les simulations à l'aide du modèle exploité et les résultats expérimentaux. Finalement, les dimensions considérables de 1,8 cm par 1,1 cm associées à un tel concept le rendent difficilement applicable aux fréquences inférieures à 5 GHz.

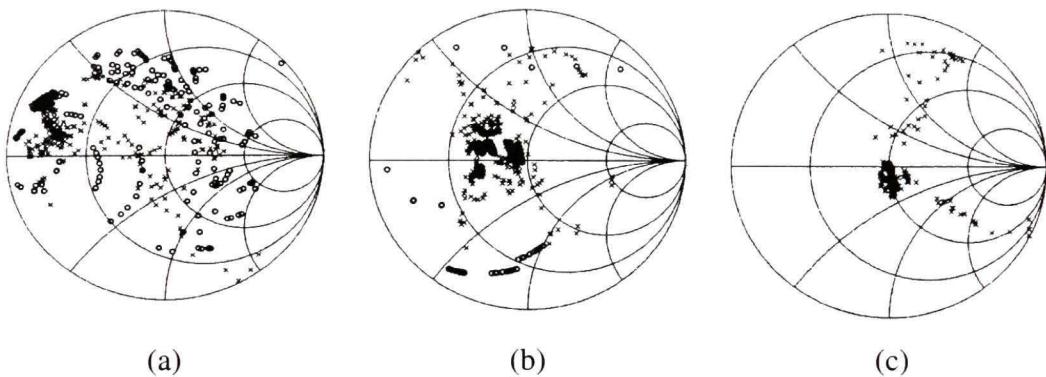


Figure 1.12 Résultats simulés (x) et mesurés (o) à 20 GHz (a), 15 GHz (b) et 10 GHz (c).
(Obtenus par Papapolymerou et al., 2003)

1.2.2 Réseaux à multiples tronçons variables

La seconde approche exploitée par Hong-Teuk et al. (2001), Vaha-Heikkila et al. (2005) et Vaha-Heikkila et al. (2007) repose sur l'utilisation de tronçons (« stubs ») de longueurs variables à l'aide d'interrupteurs MEMS. La ligne présentée est divisée en sections à l'aide d'interrupteurs capacitifs. La Figure 1.13-a montre le principe d'un circuit à simple tronçon. Des circuits à simple, double et triple tronçons ont été démontrés par ces auteurs. Chaque

interrupteur est contrôlé indépendamment ce qui nécessite plusieurs lignes d'activation occupant un espace considérable. Puisque chaque interrupteur offre deux positions, le nombre de charges atteignables est de 2^N , où N est le nombre d'interrupteurs. Les résultats de la Figure 1.14 démontrent la possibilité de réaliser une bonne couverture à l'aide d'un réseau composé d'un tronçon unique présenté par Vaha-Heikkila et al. (2005). La couverture est visiblement très uniforme dans l'ensemble de l'abaque. Par contre, considérant les fréquences d'opération supérieures à 20 GHz démontrées dans ces travaux, les dimensions requises de 5,6 mm x 3,6 mm sont considérablement élevées. De plus, afin d'assurer une bonne couverture, le nombre élevé de lignes de contrôle associées aux interrupteurs MEMS, plus de 10, occupent un espace considérable. Plus tard, Vaha-Heikkila et al. (2007) a présenté plusieurs circuits allant de simple tronçon à triple tronçons mais les performances n'ont toutefois pas été grandement améliorées.

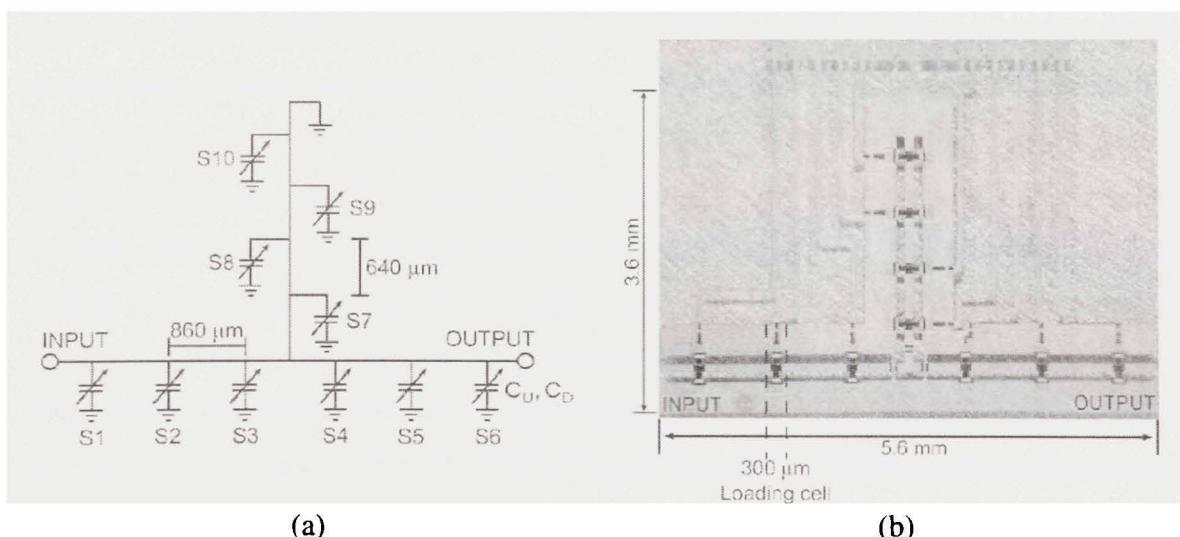


Figure 1.13 Schéma d'un circuit simple tronçon (a) et Circuit réel utilisant un tronçon variable (b).
(Publiée par de Vaha-Heikkila et al., 2005)

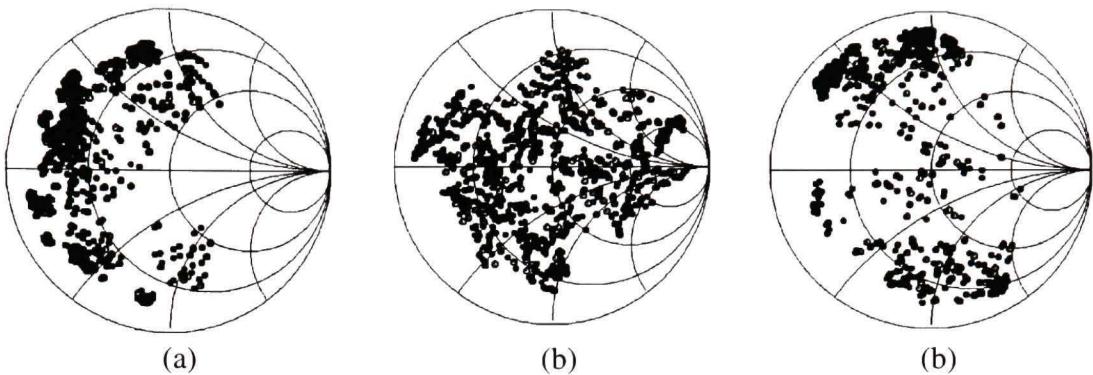


Figure 1.14 Résultats mesurés à 20 GHz (a), 30 GHz (b) et 40 GHz (c).
(Tirée de Vaha-Heikkila et al., 2005)

1.2.3 Réseaux d'adaptation à base d'une ligne de transmission MEMS distribuée

La dernière stratégie proposée dans la littérature par Yumin, Katehi et Peroulis (2005), Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004) et Vaha-Heikkila et al. (2005) exploite la théorie des lignes MEMS distribuées (« Distributed MEMS Transmission Line », DMTL). Le réseau d'adaptation est composé d'interrupteurs MEMS capacitifs répartis le long d'une ligne de transmission (Figure 1.17-a). Les capacités sont contrôlées graduellement dans le cas de Yumin, Katehi et Peroulis (2005) alors qu'une variation discrète est exploitée par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004). La couverture d'impédance obtenue dans ces travaux est très encourageante. Les charges adaptables sont très bien réparties sur l'abaque de Smith (Figure 1.15) alors que la fréquence d'opération semble raisonnablement basse comparativement à la longueur utilisée. La Figure 1.16 montre le dispositif présenté ayant une très bonne distribution des charges en considérant la longueur associée.

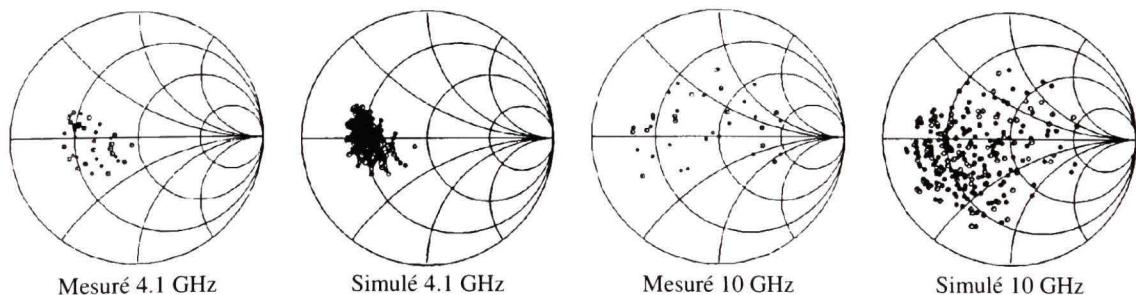


Figure 1.15 Résultats mesurés et simulés.
(Tirée de Vaha-Heikkila et Rebeiz, 2004)

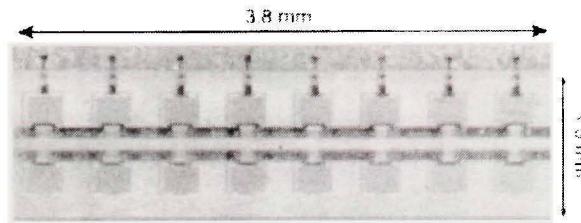


Figure 1.16 Composantes fabriquées par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004).

La contribution apportée par Lu, Katehi et Peroulis (2005) est de considérer l'impact de la puissance du signal RF sur le système. Yumin, Katehi et Peroulis (2005) ont stratégiquement étudié la position optimale des interrupteurs MEMS afin de maximiser la capacité en puissance. Toutefois, leur étude se limite au contexte d'une charge de 50 ohms. La couverture atteinte confirme ici encore le potentiel des réseaux distribués bien que la fréquence d'opération visée reste supérieure à 30 GHz avec des dimensions de 0.5 cm.

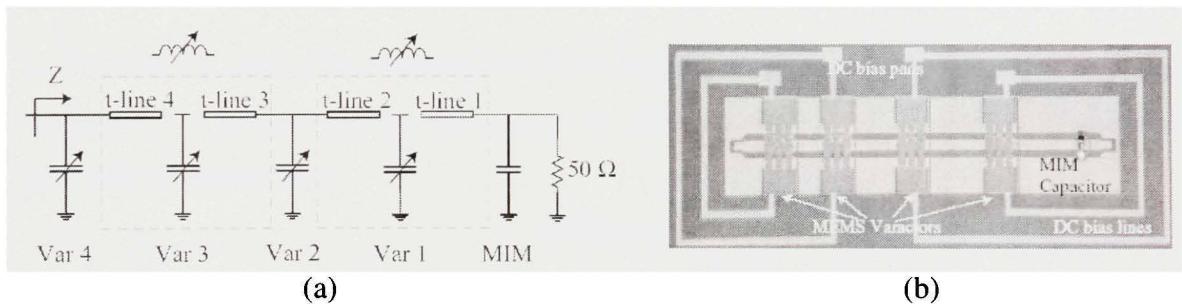


Figure 1.17 Schéma d'un réseau d'adaptation distribué (a) et synthétiseur fabriqué (c).
(Tirée de Yumin, Katehi et Peroulis, 2005)

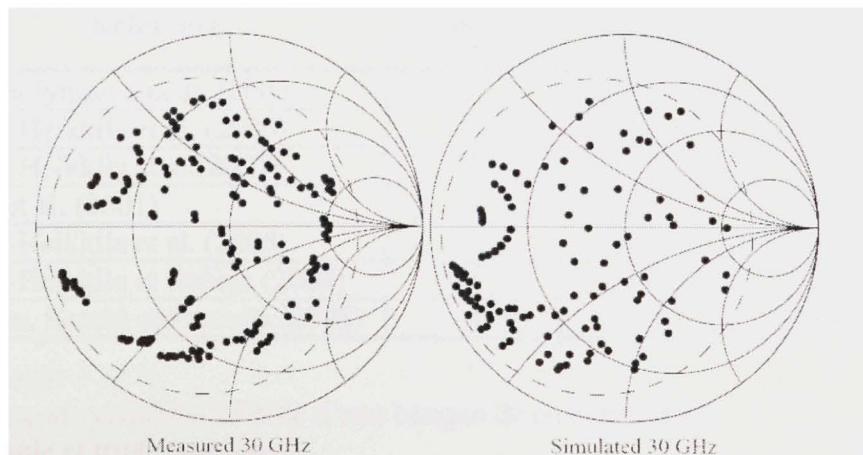


Figure 1.18 Résultats présentés par Yumin, Katehi et Peroulis (2005).

1.3 Résumé de la revue de littérature

En résumé, la réalisation d'amplificateurs de puissance nécessite la disponibilité de réseaux d'adaptation d'impédance agiles. La technologie des RF-MEMS présente d'excellentes perspectives dans ce sens. Trois stratégies ont été proposées dans la littérature afin d'effectuer cette tâche : tronçons variables à l'aide d'une banque de condensateurs, double et triple tronçons et réseaux distribués. L'ensemble de ces stratégies repose sur la fabrication d'interrupteurs capacitifs MEMS ce qui laisse envisager l'intégration monolithique future possible. Les principaux inconvénients rencontrés dans ces systèmes sont :

- Dimensions élevées
- Couverture faible dans la plage de fréquences inférieures à 5 GHz
- Nombreuses lignes de contrôle occupant un espace considérable
- Structures difficilement réalisables pour des fréquences inférieures à 5 GHz
- Expérimentation et analyse effectuées uniquement dans 50 ohms

Le Tableau 1.1 résume les caractéristiques des circuits d'adaptation MEMS retrouvés dans la littérature. Ce tableau servira à des fins de comparaisons avec les solutions qui seront proposées ultérieurement.

Tableau 1.1

Résumé des réseaux d'adaptation proposés dans la littérature

Référence	Topologie	Fréquence (GHz)	Dimensions (mm ²)
Papapolymerou et al. (2003)	1	10-20	18x11
Vaha-Heikkila et al. (2005)	2	100	1.8x1.5
Vaha-Heikkila et al.(2007)	2	6-24	7.3x7.3
Kim et al. (2001)	2	30	3.2x2.7
Vaha-Heikkila et al. (2005)	3	20-50	2.5x1.0
Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004)	3	4-18	3.8x1.3
Yumin, Katehi et Peroulis (2005)	3	30	0.49x0.12

Topologie

- 1- Tronçons variables à l'aide d'une banque de condensateurs
- 2- Double et triple tronçons
- 3- Réseaux distribués

CHAPITRE 2

ANALYSE DES LIGNES DE TRANSMISSION MEMS DISTRIBUÉES

2.1 Introduction

La revue de la littérature au chapitre 1 portant sur les réseaux d'adaptation d'impédance agiles identifie le potentiel prometteur des réseaux d'adaptation d'impédance variables réalisés à l'aide de lignes de transmission MEMS distribuées (« Distributed MEMS Transmission Line », DMTL). Les travaux publiés ciblent des applications dont la fréquence d'opération est supérieure à 10 GHz. Ainsi, une analyse théorique détaillée de ces réseaux est indispensable afin d'étudier leur potentiel pour les applications dont la fréquence d'opération est inférieure à 5 GHz. L'objectif de cette section est d'identifier clairement l'effet des paramètres des lignes MEMS distribuées et les approches d'optimisation possibles pour dimensionner efficacement les réseaux d'adaptation d'impédance DMTL.

2.2 Définition d'un modèle de simulation

2.2.1 Modèle distribué général des lignes de transmission coplanaire

L'analyse des circuits DMTL s'inspire du modèle distribué d'une ligne de transmission conventionnelle (Figure 2.1). Les éléments de ce modèle distribué sont déduits des caractéristiques de la ligne de transmission modélisée : l'impédance caractéristique (Z_0) et la constante diélectrique effective (ϵ_{ref}). L'inductance (L_t) et la capacitance (C_t) par unité de longueur reproduisent le phénomène de propagation d'ondes alors que les résistances R_1 et R_2 symbolisent les pertes dans le conducteur (R_1) et les fuites dans le diélectrique (R_2). Ce modèle est construit en subdivisant la ligne en plusieurs sections de longueur Δx . La longueur électrique associée à la longueur Δx doit être négligeable afin d'obtenir un modèle fidèle sur une grande plage de fréquences (Pozar, 1998).

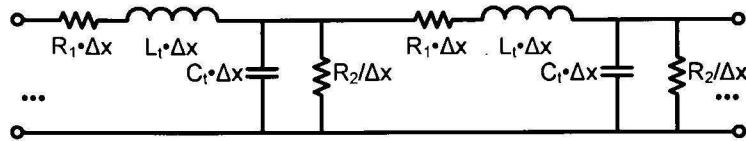


Figure 2.1 Modèle distribué discret d'une ligne de transmission.

Parmi l'ensemble des lignes de transmission, le guide d'ondes coplanaire (« coplanar waveguide », CPW) prédomine pour l'intégration des circuits micro-ondes face aux lignes micro-rubans. Ce type de ligne dont la masse est disposée de part et d'autre du conducteur central élimine le besoin de via pour l'interconnexion des composants à la masse (Figure 2.2). Or, dans un contexte de microfabrication la perforation de via sur des substrats spécifiques est très complexe. C'est pourquoi dans ce travail le choix est porté sur l'utilisation d'un guide d'ondes CPW. La modélisation d'une ligne de transmission s'effectue en trois étapes distinctes : d'abord la ligne est dimensionnée théoriquement et les paramètres distribués approximatifs sont calculés, ensuite les paramètres S d'une section sont estimés à l'aide d'un simulateur électromagnétique 3D (EM) et finalement le modèle est validé et corrigé en ajustant les courbes (« curve fitting ») du modèle avec les résultats obtenus en simulation EM.

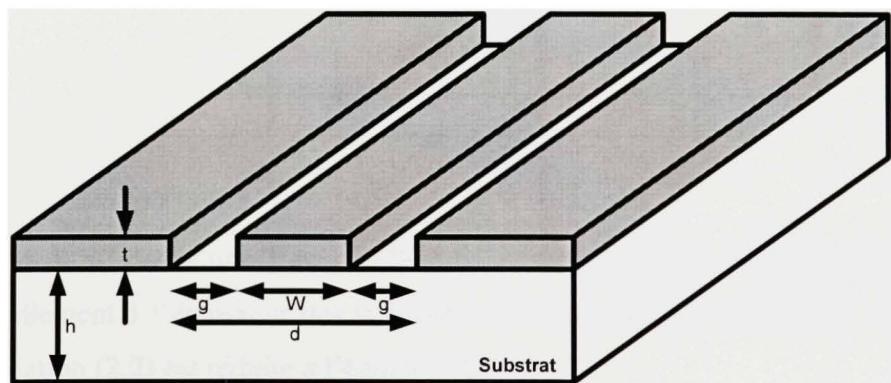


Figure 2.2 Schéma d'une ligne CPW.

Les paramètres intrinsèques d'une ligne de transmission CPW sont calculés à l'aide de formules empiriques proposées par Schollhorn et al. (2003). Les caractéristiques d'une ligne

CPW dépendent non seulement des matériaux et du substrat, mais aussi des dimensions de la ligne. Les dimensions (Figure 2.2) influencent l'impédance caractéristique de la ligne CPW. L'impédance de cette ligne peut être calculée à l'aide de la formule suivante (Schollhorn et al., 2003) :

$$Z_o = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}}\frac{K(k')}{K(k)} \cdot (\Omega) \quad (2.1)$$

Sachant que k représente le ratio W/d , $k'=\sqrt{1-k^2}$, $K(k)$ l'intégrale elliptique et ϵ_{ref} la constante diélectrique effective pour le cas général évaluée à l'aide de l'équation (2.2) suivante (Schollhorn et al., 2003) :

$$\epsilon_{ref} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \bullet \frac{\frac{K(k_1)}{K(k)}}{\frac{K(k_1)}{K(k)}}. \quad (2.2)$$

La variable k_1 est calculée à l'aide de l'équation (2.3).

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\pi \frac{W}{4h}\right)}{\sinh\left(\pi \frac{d}{4h}\right)} \quad (2.3)$$

Par contre, dans le cas d'une ligne CPW de faibles dimensions séparant les masses (d) proportionnellement à l'épaisseur des substrats (h) communément retrouvées en fabrication MEMS l'équation (2.2) est réduite à l'équation (2.4).

$$\epsilon_{ref} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \quad h \rightarrow \infty \quad (2.4)$$

Selon cette hypothèse, les dimensions de la ligne CPW n'influencent pas la constante de propagation. Il est alors facile d'évaluer l'impédance caractéristique d'une ligne CPW selon l'équation (2.1) connaissant la valeur de la constante diélectrique effective estimée avec l'équation (2.4). Pour la suite de l'étude, certains cas spécifiques assumant des lignes de faibles dimensions proportionnellement à l'épaisseur du substrat seront analysés graphiquement. Les propriétés du substrat associé à ces figures correspondent à celles du substrat disponible pour la fabrication ultérieure. Les paramètres communs à tous ces calculs sont énumérés au Tableau 2.1. Pour connaître précisément les caractéristiques des cas généraux, il faudra alors se référer aux équations présentées.

Tableau 2.1

Paramètres spécifiques aux figures pour l'étude des lignes CPW

Paramètre	Unité	Valeur
Type de substrat	---	Alumine
Constante diélectrique @ 1 GHz (spécification du manufacturier)	---	9,9
Épaisseur du substrat	µm	625

La constante diélectrique effective théorique d'une ligne CPW sur un substrat d'alumine de constante diélectrique de 9,9 est alors estimée à 5.45 à l'aide de l'équation (2.4). La Figure 2.3 illustre l'impédance caractéristique d'une ligne CPW selon l'équation (2.1) et (2.4).

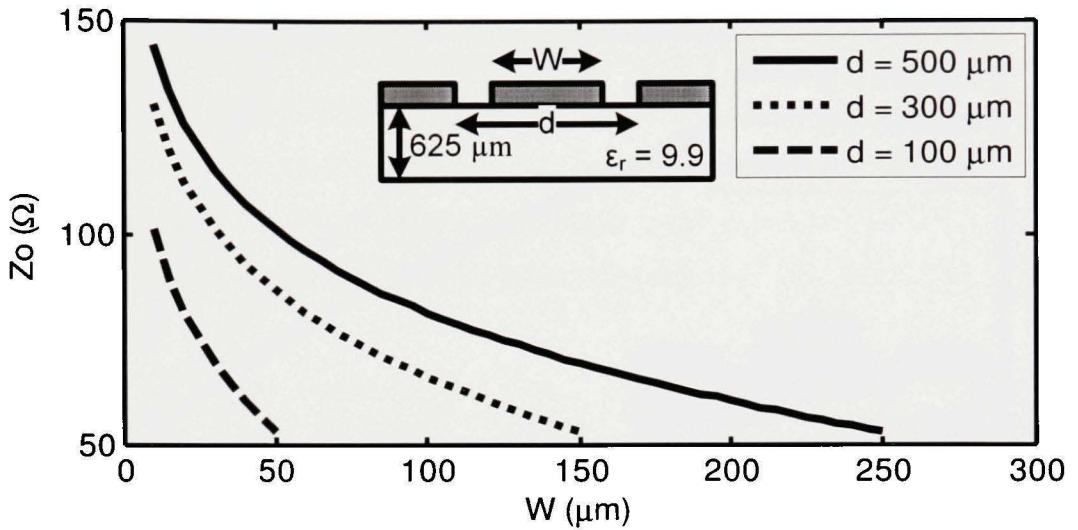


Figure 2.3 Impédance caractéristique d'une ligne CPW.
(calculée à l'aide de l'équation 2.1 et 2.4)

Les paramètres C_t et L_t peuvent alors être calculés en fonction des dimensions de la ligne coplanaire. Les paramètres distribués sont déduits à l'aide des équations suivantes (Pozar, 1998) :

$$C_t = \frac{\sqrt{\epsilon_{ref}}}{cZ_o} \text{ (F/m)} \quad (2.5)$$

$$L_t = C_t Z_o^2 \text{ (H/m)} \quad (2.6)$$

Le paramètre c représente la vitesse de la lumière dans le vide 3×10^8 m/s, Z_o l'impédance caractéristique de la ligne modélisée et ϵ_{ref} la constante diélectrique effective de la ligne de transmission. Les paramètres distribués sont trouvés en combinant les équations 2.1 et 2.4 dans les équations 2.5 et 2.6. La Figure 2.4 et la Figure 2.5 illustrent les valeurs de la capacitance et de l'inductance distribuées associées au modèle d'une ligne CPW sur alumine.

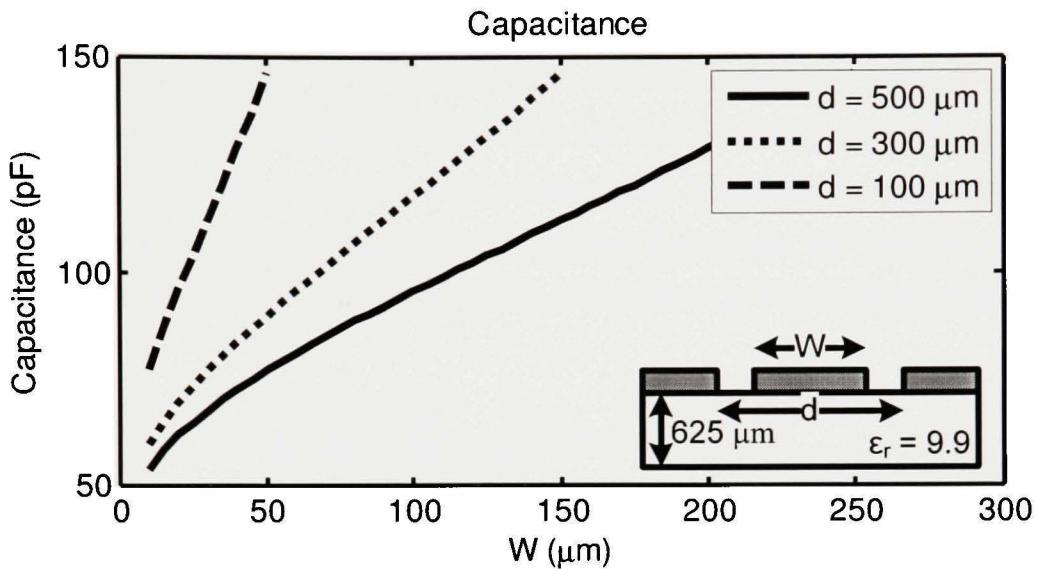


Figure 2.4 Capacitance distribuée par mètre d'une ligne CPW.
(calculée à l'aide de l'équation 2.1, 2.4 et 2.5)

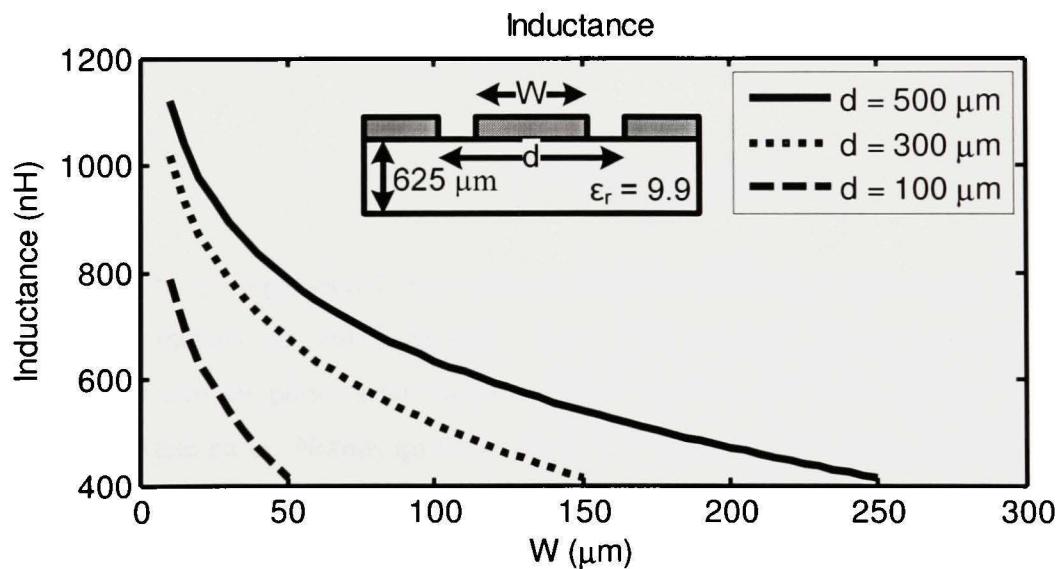


Figure 2.5 Inductance distribuée par mètre d'une ligne CPW.
(calculée à l'aide de l'équation 2.1, 2.4 et 2.6)

Concernant les paramètres R_1 et R_2 , ils sont déterminés en fonction des pertes estimées pour une ligne CPW. Les propriétés du substrat et des métaux utilisés dans la fabrication ont un grand impact sur le résultat. Ces effets sont non négligeables considérant que les procédés de

fabrication des circuits MEMS reposent sur des dépositions de couches minces et de dimensions miniaturisées. L'analyse des pertes observées dans une ligne de transmission CPW est détaillée par Schollhorn et al. (2003). Les pertes sont principalement de deux types distincts : les pertes ohmiques et les pertes diélectriques. Les pertes ohmiques découlent de la conductivité finie du métal ainsi que des faibles dimensions des structures. Les pertes ohmiques d'une ligne CPW sont évaluées selon l'équation (2.7) (Schollhorn et al., 2003).

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{4\eta_o SK(k)K'(k)(1-k^2)} \left[\frac{2S}{W} \left\{ \pi + \frac{\ln(4\pi E(1-k))}{t(1+k)} \right\} + 2 \left\{ \pi + \frac{\ln(4\pi W(1-k))}{t(1+k)} \right\} \right] \text{ (dB/m)} \quad (2.7)$$

où k représente le rapport $W/(W+2S)$, $K(k)$ l'intégrale elliptique et R_s la résistance de surface du métal. Dans le cas d'une fabrication MEMS réalisée à l'aide de couches minces d'épaisseur inférieure à la profondeur de pénétration, la résistance de surface s'évalue à l'aide de l'équation (2.8) (Schollhorn et al., 2003).

$$R_s = \frac{2\rho}{t} \quad t < 2 * \text{profondeur de pénétration} \quad (2.8)$$

Le paramètre rho (ρ) représente la résistivité du métal. Le Tableau 2.2 regroupe les propriétés des différents métaux courants rencontrés en microélectronique. On constate que pour une épaisseur de 1 μm les pertes pour une ligne en aluminium sont 1,20 fois plus élevées que celles d'une ligne en or. Notons qu'il est fréquent, en microfabrication, que l'épaisseur des métaux soit inférieure à deux fois la profondeur de pénétration pour les fréquences inférieures à 10 GHz en raison de l'utilisation des procédés de déposition de couches minces. L'utilisation de couches épaisses complique considérablement la fabrication des circuits MEMS en affectant l'uniformité des dépôts subséquents et la qualité du procédé de photolithographie.

Tableau 2.2

Propriété des métaux courants rencontrés en microélectronique

	Ag	Au	Al	Cu
Conductivité (10^7 S/m)	6.1843	4.4346	3.6914	5.8411
Profondeur de pénétration δ @ 1 GHz (μm)	2.02	2.39	2.62	2.08
R_s - pour $t = 1\mu\text{m}$ ($\text{m}\Omega$)	32.34	45.10	54.18	34.24
Pertes normalisées ($\text{dB}_{\text{Au}} / \text{dB}_{\text{matériel}}$)	0.72	1	1.20	0.76

La Figure 2.6 présente les pertes ohmiques estimées pour une ligne CPW sur alumine d'épaisseur de 1 micron en or.

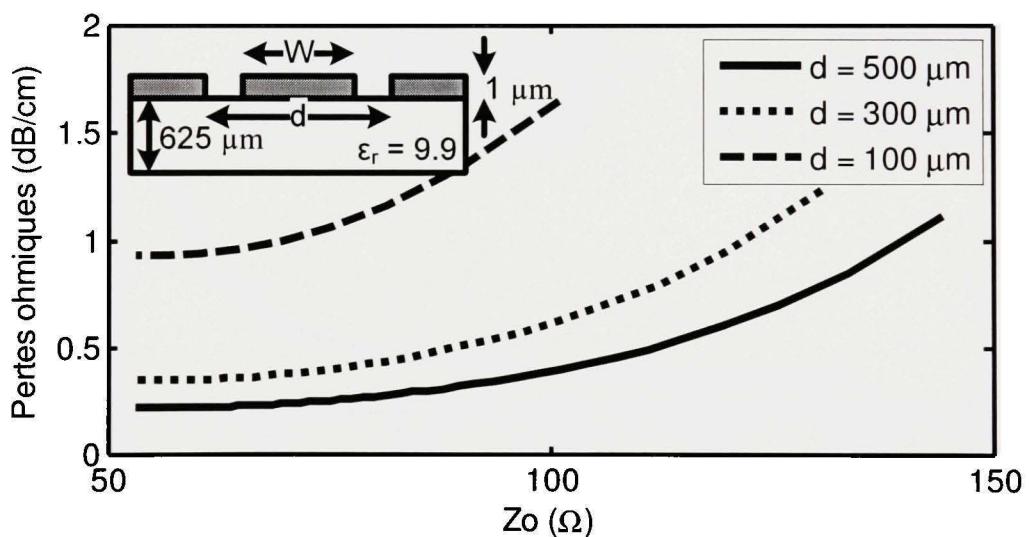


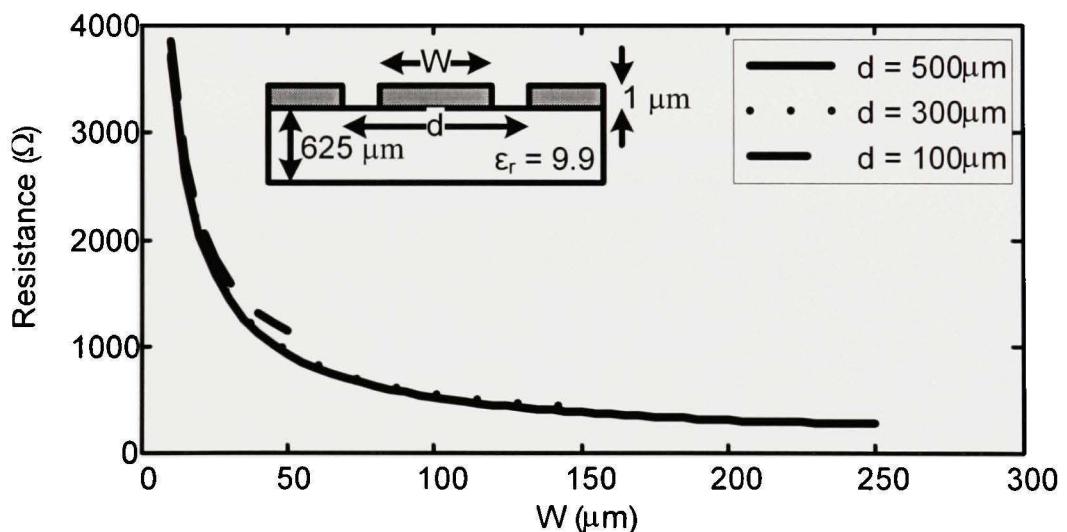
Figure 2.6 Pertes ohmiques estimées à 1 GHz pour une ligne CPW en or.
(calculées à l'aide de l'équation 2.4, 2.7 et 2.8)

Basées sur les pertes illustrées à la Figure 2.6 converties en Neper par mètre (Np/m), l'équation (2.9) permet de calculer la valeur théorique de la résistance par unité de longueur associée au modèle distribué de la Figure 2.1 pour une ligne CPW (Pozar, 1998).

$$R_t = 2 \cdot \alpha_c \sqrt{\frac{L_t}{C_t}} \text{ } (\Omega/\text{m}) \quad (2.9)$$

La Figure 2.7 illustre les valeurs estimées de résistance série (R_t) par mètre associées au modèle distribué pour une ligne CPW en or. À ces pertes ohmiques s'ajoutent les pertes diélectriques découlant de l'utilisation d'un substrat de résistivité finie. Ainsi, la tangente de perte ($\tan\delta$) du substrat influence les performances de la ligne. On peut alors évaluer les pertes diélectriques à l'aide de l'équation (2.10) provenant de Schollhorn et al. (2003).

$$\alpha_d = 8.68 \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}} \rho_{\text{substrat}}}} \text{ } (\text{dB/m}) \quad (2.10)$$



**Figure 2.7 Résistances distribuées évaluées d'après les pertes théoriques.
(calculées à l'aide de l'équation 2.4, 2.5, 2.6, 2.7 et 2.8)**

La tangente de perte est évaluée à l'aide de l'équation suivante (Schollhorn et al., 2003) :

$$\tan \delta = \frac{1}{2\pi f \epsilon_r \epsilon_0 \rho_{\text{substrat}}} \cdot \quad (2.11)$$

Le Tableau 2.3 présente les pertes diélectriques associées à la résistivité du matériel utilisé. Ces pertes ne sont pas affectées par les dimensions (W et d) de la ligne CPW selon l'hypothèse que le substrat est d'épaisseur (h) supérieure à l'espacement entre les masses (d).

Tableau 2.3

Pertes reliées à la résistivité du substrat pour différents semi-conducteurs et isolants

Résistivité ($\Omega \cdot \text{cm}$)	$\tan\delta @ 1\text{GHz}$	Pertes diélectriques dB/cm
10	18,1653	35,07
100	1,8165	3,50
1000	0,1817	0,35
10 000	0,01817	0,035
181 652	0,001	0,0019

D'une manière similaire, la résistance (R_2) est estimée en combinant les équations (2.5), (2.6), et les données du Tableau 2.3 à l'équation (2.12).

$$R_2 = \left(2 \cdot \alpha_d \sqrt{\frac{C_t}{L_t}} \right)^{-1} (\Omega \cdot \text{m}) \quad (2.12)$$

Le Tableau 2.4 présente les valeurs typiques attendues pour la résistance R_2 associée au modèle de la ligne CPW.

Tableau 2.4

Resistance associée au type de substrat

Résistivité ($\Omega \cdot \text{m}$)	$\tan\delta @ 1\text{GHz}$	Résistance ($\Omega \cdot \text{m}$)
10	18,1653	9
100	1,8165	90
1000	0,1817	899
10 000	0,01817	8988
181 652	0,001	165560

En résumé, la Figure 2.4, Figure 2.5 et Figure 2.7 ainsi que le Tableau 2.4 regroupent les valeurs théoriques des composants constituant le modèle distribué d'une ligne CPW en or d'épaisseur de 1 μm sur un substrat d'alumine de constante diélectrique égale à 9,9. Ces valeurs donnent le point de départ pour l'analyse des lignes DMTL, elles seront raffinées ultérieurement à l'aide de simulation EM.

2.2.2 Élaboration du modèle DMTL

Dans le cas où un interrupteur MEMS capacitif ajustable est ajouté périodiquement à une ligne de transmission, la même théorie s'applique et on parle alors d'une ligne MEMS distribuée (« Distributed MEMS Transmission Line », DMTL). La Figure 2.8 illustre en 3D le concept de ligne DMTL, ici quatre interrupteurs MEMS capacitifs répartis sur une ligne CPW composent la ligne DMTL.

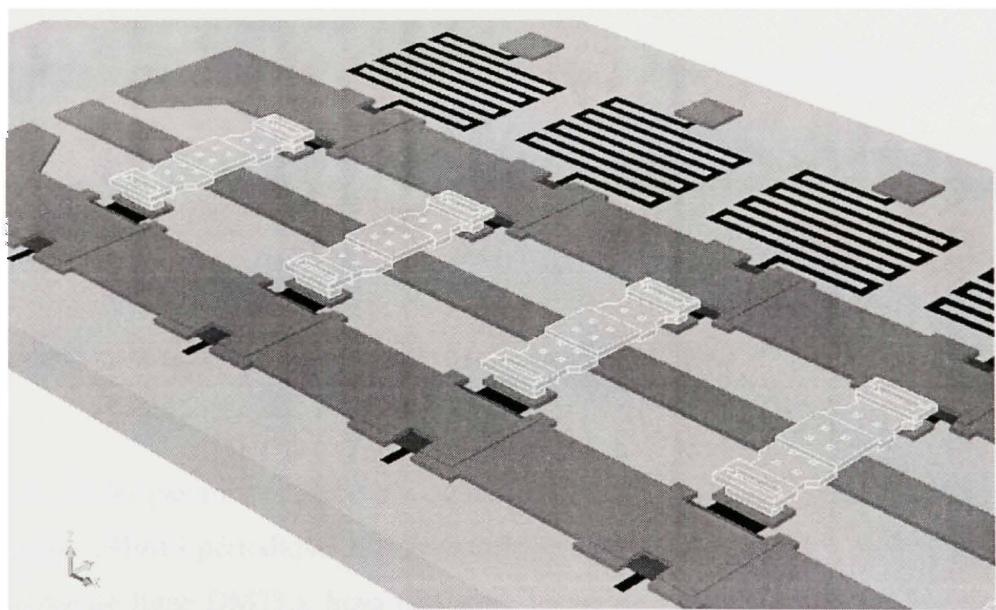


Figure 2.8 Schéma 3D traditionnel d'un circuit CPW-DMTL.

Le modèle de la ligne CPW conventionnelle doit uniquement être complété par l'ajout périodique d'une capacité variable (C_b) pour reproduire le comportement de la ligne DMTL (Figure 2.9).

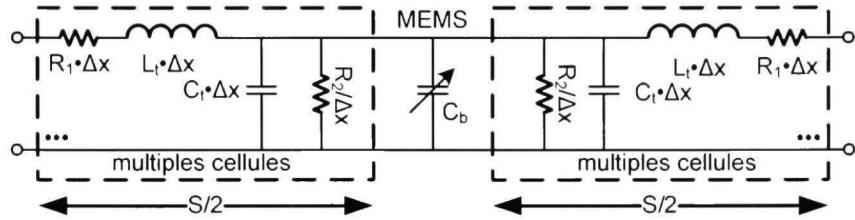


Figure 2.9 Modèle distribué d'une section de ligne DMTL.

En transformant les équations (2.5) et (2.6) pour représenter les paramètres caractéristiques de la ligne de transmission en fonction des paramètres distribués, on obtient :

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_t}{C_t}} \quad (2.13)$$

$$\epsilon_{ref} = c^2 L_t C_t. \quad (2.14)$$

De la même manière les paramètres de la ligne DMTL peuvent être estimés selon :

$$Z_{DMTL} = \sqrt{\frac{L_t}{C_t + \frac{C_b}{s}}} \quad (2.15)$$

$$\epsilon_{ref-DMTL} = c^2 L_t \left(C_t + \frac{C_b}{s} \right) \quad (2.16)$$

où L_t et C_t sont les paramètres distribués de la ligne de transmission non-chargée, C_b la valeur de la capacité MEMS périodique et s l'espacement entre deux capacités MEMS (dimension d'une section de ligne DMTL). Sous une autre forme de présentation ces mêmes équations permettent de définir les paramètres de la ligne DMTL en fonction des paramètres de la ligne de transmission non chargée reliant les interrupteurs MEMS (Vaha-Heikkila et Rebeiz, 2004).

$$Z_{DMTL} = Z_o / K \quad (2.17)$$

$$\epsilon_{\text{reff-DMTL}} = \epsilon_{\text{reff}} \cdot K \quad (2.18)$$

K traduit le facteur d'échelle suivant :

$$K = 1 + \frac{cZ_o C_b}{s \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}}. \quad (2.19)$$

Chaque section de la ligne DMTL est contrôlée indépendamment en modifiant la valeur de l'interrupteur capacitif MEMS de manière à changer l'impédance et la constante diélectrique effective de la section. La Figure 2.10 illustre les variables associées à une structure de ligne DMTL.

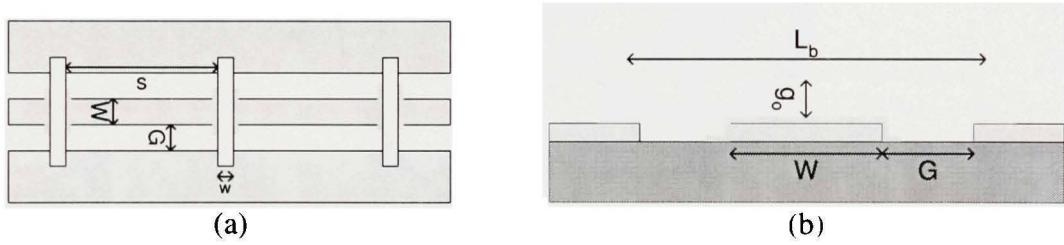


Figure 2.10 Schéma d'une ligne DMTL (a) et profil d'un interrupteur MEMS capacitif (b).

La valeur d'une capacité MEMS ou d'un interrupteur capacitif MEMS est estimée à l'aide de la formule suivante (Rebeiz, 2003) :

$$C_b = \frac{\epsilon_o w W}{g_o + \frac{t_d}{\epsilon_r}} + FF \quad (2.20)$$

où FF permet de tenir compte des effets de bords, w représente la largeur de l'interrupteur, W la largeur de la ligne de transmission, g_o la hauteur entre le pont et la ligne, t_d l'épaisseur de la couche diélectrique et ϵ_r la constante diélectrique de cette couche (Figure 2.10-b). En cascadant quelques sections d'impédance et constante diélectrique effective variables, il est possible de transformer l'impédance vue par la source à l'entrée du circuit en différentes

impédances. Ainsi, avec une ligne DMTL constituée de N sections incluant chacune un interrupteur MEMS capacitif à deux états (ouvert et fermé), il est possible de générer 2^N impédance à l'entrée d'un réseau chargé de 50 ohms. Cette constellation de 2^N valeurs d'impédance produite correspond alors aux valeurs conjuguées des sources adaptables à l'aide du réseau DMTL reconfigurable. La Figure 2.11 présente une constellation typique obtenue avec un circuit DMTL théorique.

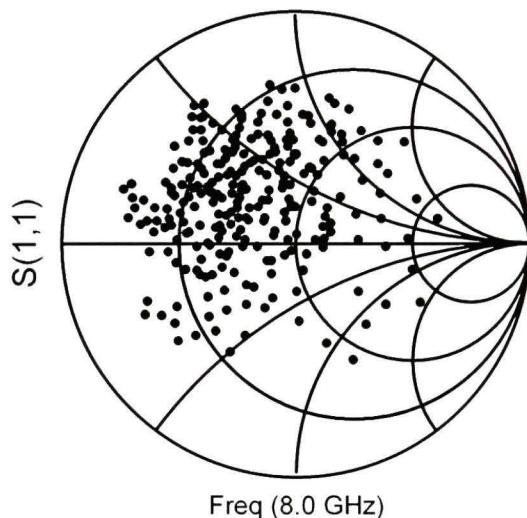


Figure 2.11 Impédance d'entrée d'une ligne DMTL composée de huit interrupteurs capacitifs.

2.3 Identification qualitative de l'influence des paramètres du réseau DMTL

Les lignes variables DMTL génèrent différentes impédances d'entrée à partir d'une charge de sortie de 50 ohms permettant ainsi l'adaptation d'une source différente de 50 ohms. Pour obtenir une adaptation parfaite entre la source et l'entrée du réseau d'adaptation d'impédance, l'entrée doit être égale à la valeur d'impédance conjuguée de la source. Il est primordial de poursuivre l'analyse et l'optimisation de cette topologie afin de maximiser la couverture d'impédance et cibler une plage de fréquences d'opération particulière. Pour concevoir un réseau d'adaptation d'impédance dont les charges adaptables sont distribuées uniformément sur les quatre quadrants de l'abaque de Smith, il est nécessaire de fixer un des deux états des sections composant la ligne DMTL à 50 ohms. Dans le cas d'interrupteurs

MEMS capacitifs conventionnels, l'état ouvert ($Z_{DMTL-up}$) est fixé à 50 ohms alors que l'état bas présentera une impédance faible ($Z_{DMTL-dn}$) ainsi qu'une longueur électrique élevée. Ceci maximise la transformation de la charge produite avec une longueur physique réduite. En fixant l'impédance de l'état ouvert (interrupteur MEMS position élevée) à 50 ohms ($Z_{DMTL-up}$) dans l'équation (2.17), on trouve la valeur requise de capacité MEMS ouverte. L'équation (2.21) permet d'évaluer la capacité requise par section de longueur s .

$$C_{bup} = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \left(\frac{Z_o}{50^2} - \frac{1}{Z_o} \right) \cdot s \text{ (F/section)} \quad (2.21)$$

Ainsi, la valeur de la capacité ouverte (C_{bup}) dépend uniquement de la ligne non chargée sélectionnée (Z_o et ϵ_{eff}) et de l'espacement entre les interrupteurs (s). La valeur de la capacité MEMS requise à l'état ouvert normalisée pour une section de 1 mm est présentée à la Figure 2.12. Cette valeur détermine les dimensions requises de l'interrupteur MEMS en fonction du procédé. Selon l'empilement du procédé, l'équation (2.20) permet d'évaluer les dimensions de l'interrupteur MEMS capacitif.

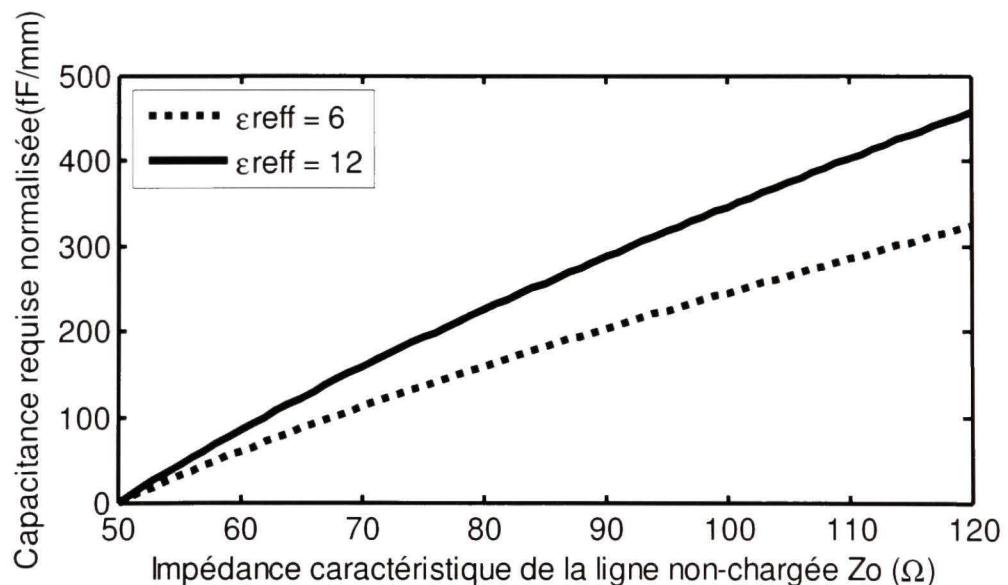


Figure 2.12 Capacitance requise en fonction des paramètres de la ligne non chargée.
(calculée avec l'équation 2.21)

Ceci étant dit, le comportement du réseau DMTL dépend exclusivement des paramètres de la ligne non-chargée (Z_o et ϵ_{ref}), l'espacement entre les interrupteurs (s) et la valeur de la capacité à l'état fermé dictée par le ratio capacitif disponible (C_r). Ces valeurs déterminent les propriétés de la ligne DMTL ($Z_{DMTL-dn}$, EL_{up} et EL_{dn}) qui affectent la couverture du réseau variable. Ces propriétés doivent être définies judicieusement afin d'optimiser le comportement pour une plage de fréquences d'opération ciblée. Cette optimisation est primordiale afin de maintenir les dimensions physiques faibles lorsque la fréquence d'opération visée est relativement basse.

D'abord, la fréquence minimale d'opération offrant une bonne couverture est grandement dictée par la longueur électrique totale à l'état ouvert de la ligne DMTL. La Figure 2.13 illustre l'impact de la longueur électrique de la ligne DMTL à l'état entièrement ouvert sur la distribution des impédances d'entrée produite. Cette figure montre une distribution des charges synthétisées, avec un réseau DMTL de longueur électrique EL_{up} , localisée à l'intérieur d'une section de l'abaque de Smith délimitée par un angle équivalent à cette longueur électrique.

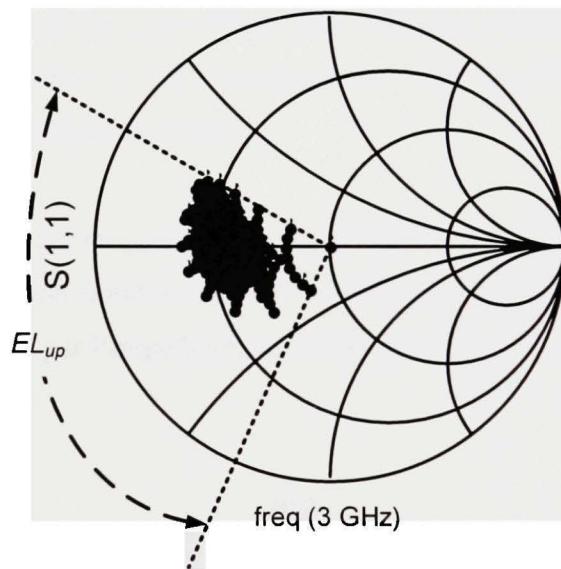


Figure 2.13 Influence de longueur électrique à l'état ouvert.

Ainsi, il est nécessaire d'augmenter cette longueur électrique afin de distribuer les charges dans l'ensemble de l'abaque de Smith. La longueur électrique (EL_{up}) de la ligne DMTL à l'état entièrement ouvert correspond à :

$$EL_{up} = \frac{360 \cdot N \cdot s}{c} freq \sqrt{\epsilon_{ref- up}} . \quad (2.22)$$

Pour minimiser la longueur physique ($N \times s$) et diminuer la fréquence d'opération associée à la structure, il est nécessaire d'opter pour une ligne DMTL présentant une constante diélectrique effective ($\epsilon_{ref- up}$) élevée. En combinant les équations (2.18) et (2.21), on trouve l'équation (2.23) de la constante diélectrique effective de l'état ouvert pour chaque section de la ligne DMTL.

$$\epsilon_{ref- up} = \epsilon_{ref} \frac{Z_o^2}{50^2} \quad (2.23)$$

Il est important de souligner que la constante diélectrique effective de la ligne DMTL à l'état ouvert est uniquement attribuée aux paramètres de la ligne non chargée (Z_o et ϵ_{ref}) reliant les interrupteurs puisque la valeur de la capacitance de l'interrupteur MEMS a été fixée initialement pour obtenir une ligne de 50 ohms.

Concernant les propriétés d'une section de ligne DMTL à l'état fermé, en combinant l'équation (2.17) et (2.18), on obtient la valeur de l'impédance résultante d'une section à l'état fermé ($Z_{DMTL-dn}$) dictée par l'impédance caractéristique de la ligne non chargée (Z_o) et la valeur du ratio capacitif (C_r).

$$Z_{DMTL-dn} = \frac{50Z_o}{\sqrt{Z_o^2 \cdot C_r - 50^2(C_r - 1)}} \quad (2.24)$$

De la même manière, avec les équations (2.18) et (2.21), on obtient la valeur de la constante diélectrique effective à l'état fermé (ϵ_{ref-dn}).

$$\epsilon_{\text{eff}-dn} = \frac{\epsilon_{\text{eff}}}{50^2} (Z_o^2 \cdot C_r - 50^2 (C_r - 1)) \quad (2.25)$$

L'état fermé doit permettre une transformation significative de la charge avec un nombre minimum d'interrupteurs MEMS. A titre d'exemple, la Figure 2.14-b illustre la distribution des charges à l'intérieur d'une ellipse (pointillée) délimitée par les états engendrés par la faible impédance de la ligne DMTL de 25 ohms obtenue avec les interrupteurs fermés. Les points marqués d'une couleur correspondent aux états générés par les sections à l'état fermé consécutives en partant de la source. L'espacement entre chacun de ces points de couleur correspond à la longueur électrique d'une section à l'état fermé. En d'autres mots, ces points représentent la transformation d'une charge de 50 ohms par une ligne de transmission de 25 ohms de longueurs électriques variables allant de la longueur d'une section de DMTL (s) à l'ensemble de la structure DMTL ($N*s$) à partir de la source. Notons que l'ensemble des autres états identifiés par des points noirs sont concentrés à l'intérieur de cette délimitation. En comparaison, la Figure 2.14-a illustre une distribution moins étalée obtenue avec une impédance à l'état fermé de 30 ohms ayant la même longueur électrique. Une faible impédance permettra donc d'étendre sur une plus grande région les charges générées pour une même longueur électrique. De plus, la longueur électrique d'une section à l'état fermé doit être maximisée afin d'étaler les charges produites.

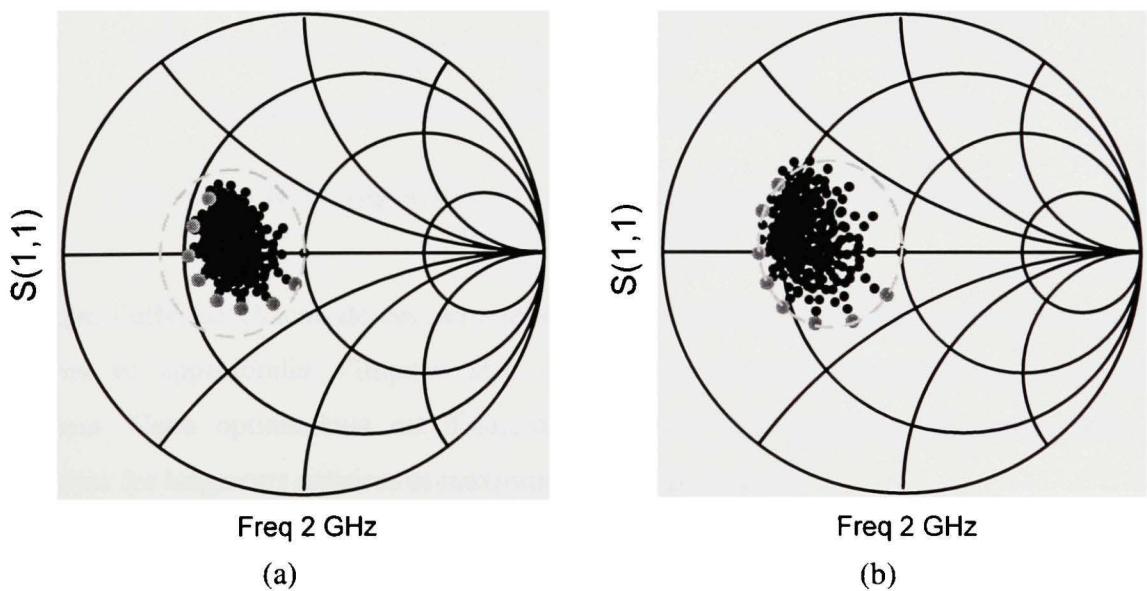


Figure 2.14 Influence des propriétés de l'état fermé d'une ligne DMTL.

En résumé, la répartition des impédances d'entrée produites par le circuit DMTL dépend des caractéristiques résultantes des sections de la ligne DMTL ($Z_{DMTL-up/dn}$ et $EL_{up/dn}$). Pour garantir une bonne couverture, il est ciblé de maintenir l'impédance de l'état fermé très faible et d'augmenter la longueur électrique de chaque section afin de maximiser la transformation de l'impédance avec un nombre limité d'interrupteurs MEMS. Ces deux paramètres sont dictés par les caractéristiques de la ligne non chargée reliant les interrupteurs MEMS et la valeur du ratio capacitif (C_r) atteignable. Sachant que l'impédance à l'état ouvert des sections de ligne DMTL est fixée à 50 ohms, la Figure 2.15 illustre la valeur du ratio capacitif requis pour différentes impédances des sections à l'état fermé en fonction de la ligne non-chargée utilisée.

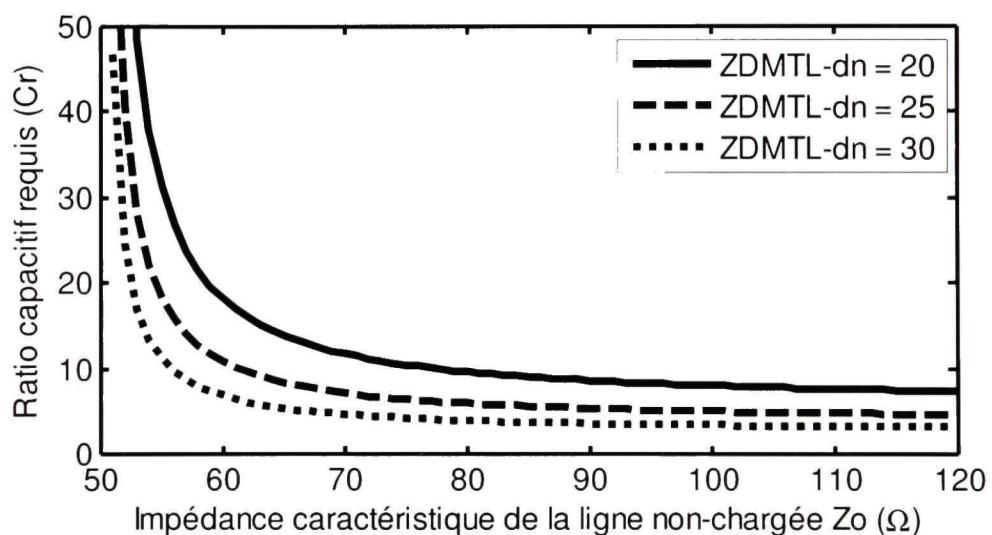


Figure 2.15 Ratio capacitif requis pour obtenir une impédance donnée.
(selon l'équation 3.24)

Bien que l'effet de chacun de ces paramètres soit approximativement pressenti, une analyse détaillée et approfondie s'impose afin de déterminer convenablement les paramètres optimaux. Cette optimisation est d'autant plus importante à basses fréquences afin de minimiser les longueurs requises et maximiser le comportement.

2.4 Optimisation des DMTL pour l'adaptation d'impédance

Une analyse qualitative par observation de la couverture obtenue en fonction des paramètres du réseau DMTL ne permet pas d'identifier les caractéristiques décisives. Le nombre considérable de charges distribuées dans l'abaque de Smith rend difficile la comparaison directe du comportement sous forme de constellation de deux solutions. Alors, afin d'identifier convenablement l'impact des paramètres et leur influence sur les performances du réseau, un critère mathématique d'uniformité est proposé. Ce critère mathématique permettra de quantifier l'uniformité de la distribution des charges et d'identifier les propriétés optimales.

2.4.1 Définition d'un facteur d'uniformité

L'objectif d'un réseau d'adaptation variable est de générer des charges distribuées uniformément dans l'abaque afin de maximiser la couverture de celle-ci. Il n'existe pas dans la littérature de méthode pour quantifier la distribution des charges produites par un réseau d'adaptation d'impédance variable. Pour cette fin, nous proposons le test de khi_2 (Reid et Komo, 1990) afin d'obtenir un critère mathématique impartial d'évaluation de l'uniformité. Ce test mathématique peut être implémenté directement dans un simulateur ou logiciel de calculs mathématiques et traduit numériquement l'uniformité d'une distribution de données. Traditionnellement, le test de khi_2 est appliqué pour des données à une dimension. Dans ce travail, nous avons adapté ce test pour le cas à deux dimensions (Reid et Komo, 1990) afin d'évaluer la distribution des charges adaptables dans le plan complexe gamma. L'approche exploitée consiste à subdiviser le plan complexe gamma en plusieurs sections ($N_i \times N_j$) en forme de tarte telle qu'illustrée à la Figure 2.16. Le nombre de points adaptables dans chaque section est alors compté ($N(i,j)$) et comparé au nombre moyen attendu dans une distribution parfaite. Le facteur d'uniformité est alors calculé en utilisant l'équation (2.26).

$$khi_2 = \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_j} \frac{\left(N(i, j) - \frac{N_{total}}{N_i N_j} \right)^2}{\frac{N_{total}}{N_i N_j}} \quad (2.26)$$

où N_{total} représente le nombre total de points générés, N_j représente le nombre de subdivisions du module de gamma et N_i le nombre de subdivisions de l'angle de gamma tel que présenté à la Figure 2.16. Ce test est calculé à l'aide de Matlab et des paramètres S dans tous les états obtenus avec ADS pour les réseaux d'adaptation d'impédance variable. Toutefois, ce facteur analytique pourrait être implémenté dans le simulateur micro-ondes pour une optimisation directe du comportement.

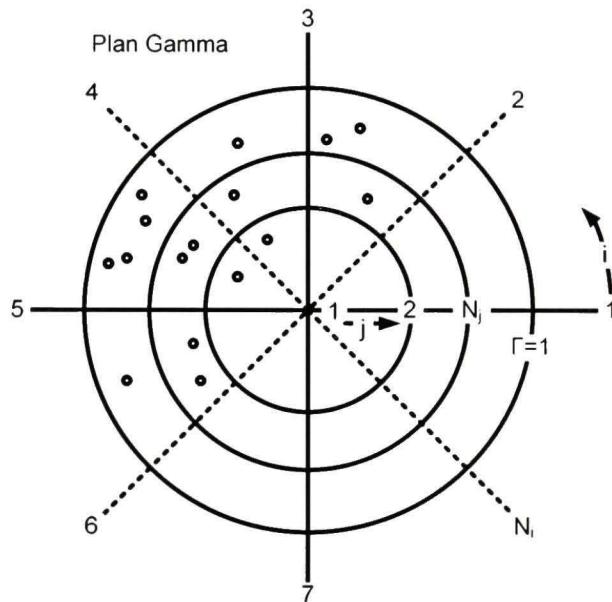


Figure 2.16 Subdivision effectuée du plan complexe gamma.

La Figure 2.17 montre la cohérence du test khi_2 avec les résultats présentés sous forme de constellation dans l'abaque de Smith. Cette figure illustre le résultat calculé du test de khi_2 en fonction de la fréquence pour un réseau d'adaptation d'impédance théorique. Le plan gamma est subdivisé en 250 sections, soit 25 niveaux du module de gamma (N_j) et dix régions angulaires (N_i). Suite à l'analyse de la correspondance entre la distribution des charges dans l'abaque et la valeur du facteur d'uniformité, nous avons déterminé qu'une valeur de khi_2 inférieure à 1000, obtenue avec cette subdivision du plan gamma, représente une distribution

convenable des charges dans le plan complexe. Ce facteur quantitatif sera utilisé pour comparer objectivement différents circuits d'adaptation selon le même critère. De plus, ce facteur nous permettra de déterminer les bandes de fréquences d'opération des circuits étudiés ayant un critère fixe à respecter. Dans toutes les conceptions ultérieures, le critère de comparaison de l'uniformité acceptable se fera pour une valeur de khi_2 inférieure à 1000.

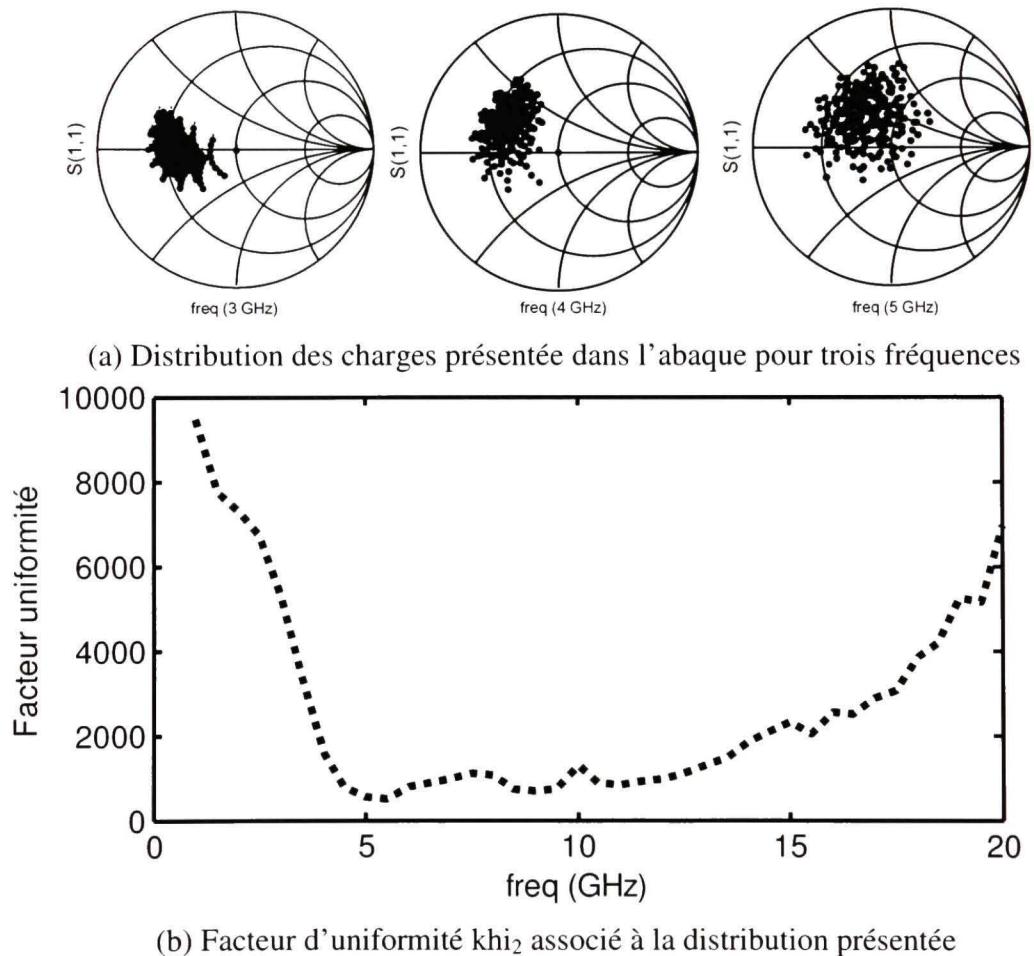


Figure 2.17 Correspondance du test de khi_2 avec les distributions dans l'abaque de Smith.

2.4.2 Effet des paramètres sur la couverture d'impédance

Basé sur l'optimisation de l'uniformité évaluée à l'aide du test khi_2 implémenté dans Matlab, l'effet de chacun des paramètres de la ligne DMTL peut être analysé en détail. Cette

approche en simulation est privilégiée puisque le nombre élevé d'états réalisés du réseau DMTL complique considérablement l'analyse mathématique. Un modèle de simulation général a été exploité afin d'identifier clairement l'impact de chaque paramètre. Les paramètres du modèle distribué (Figure 2.9) sont calculés à l'aide des équations (2.5), (2.6) (2.9), (2.12) et (2.20).

Tout d'abord, quelques réseaux ont été étudiés afin de connaître exactement l'effet de la longueur électrique totale à l'état ouvert. Les circuits théoriques sont simulés à l'aide de HP ADS et le facteur d'uniformité est calculé à partir des résultats. Tous les cas simulés assument une capacité à l'état ouvert optimale donnant une impédance DMTL égale à 50 ohms à l'aide de l'équation 2.21. Les équations (2.22) et (2.23) identifient les paramètres affectant la longueur électrique totale (Z_0 , ϵ_{ref} et longueur physique) à l'état ouvert de la ligne DMTL. Quelques simulations effectuées avec des valeurs distinctes montrent l'effet direct de ces paramètres sur la distribution des charges adaptables (Figure 2.18-a) et la plage de fréquences d'opération. La longueur électrique totale à l'état ouvert associée à la fréquence d'opération minimale ayant un facteur d'uniformité égale à 1000 de chaque simulation coïncide à une valeur commune de longueur électrique de 98 degrés telle qu'illustrée à la Figure 2.18-b.

Cette valeur est commune pour tous les réseaux DMTL ayant une impédance à l'état fermé de 25 ohms. Par contre, un second jeu de simulations permet de constater que cette longueur électrique totale minimale nécessaire varie légèrement en fonction de l'impédance à l'état fermé atteignable. La Figure 2.19 est obtenue avec différents circuits composés de la même ligne de transmission mais d'impédances différentes à l'état fermé. Ceci s'explique par le fait qu'une ligne de transmission de faible impédance engendre une transformation supérieure de l'impédance de la charge telle que présentée à la section 2.2. La Figure 2.19-b montre qu'une longueur électrique minimum de 82, 98 et 108 degrés pour des impédances à l'état fermé correspondant à 20, 25 et 30 ohm respectivement.

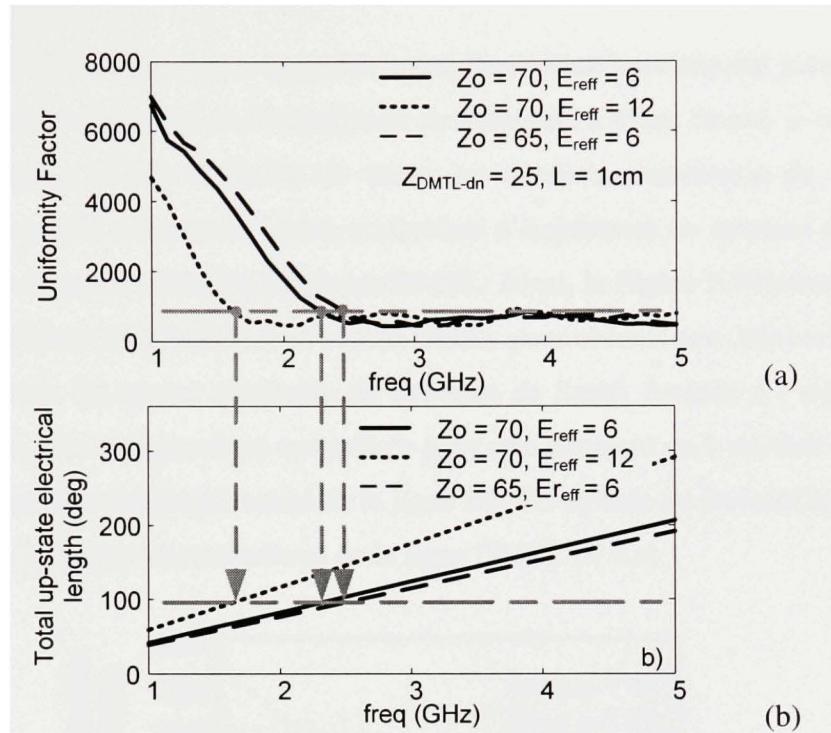


Figure 2.18 Longueur électrique totale satisfaisant la fréquence minimale d'opération.

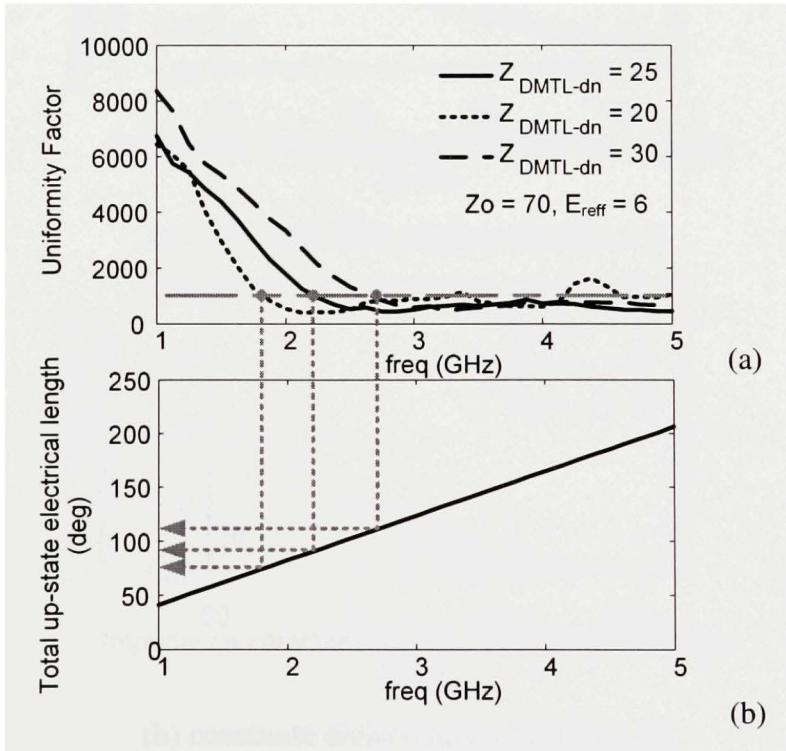


Figure 2.19 Longueur électrique totale associée à la fréquence minimale d'opération selon l'impédance à l'état fermé.

Ayant déterminé à l'aide de cette approche la longueur électrique requise pour obtenir une bonne couverture en fonction de l'impédance des sections à l'état fermé, il est possible à l'aide des équations (2.22) et (2.24) de tracer les courbes normalisées de la fréquence minimale envisageable offrant une bonne couverture d'impédance en fonction des différents paramètres de la ligne non-chargée du réseau DMTL. Ainsi, la Figure 2.20 permet de prévoir la fréquence minimale d'opération d'un réseau DMTL pour obtenir une couverture distribuée uniformément dans les quatre quadrants de l'abaque de Smith évaluée à l'aide du facteur d'uniformité k_{hi2} . Cette figure étant normalisée pour une structure de 1 cm doit être remise à l'échelle de la longueur physique totale de la ligne DMTL utilisée en divisant la valeur de ce graphique par la longueur en centimètres de la ligne DMTL ($N \times s$).

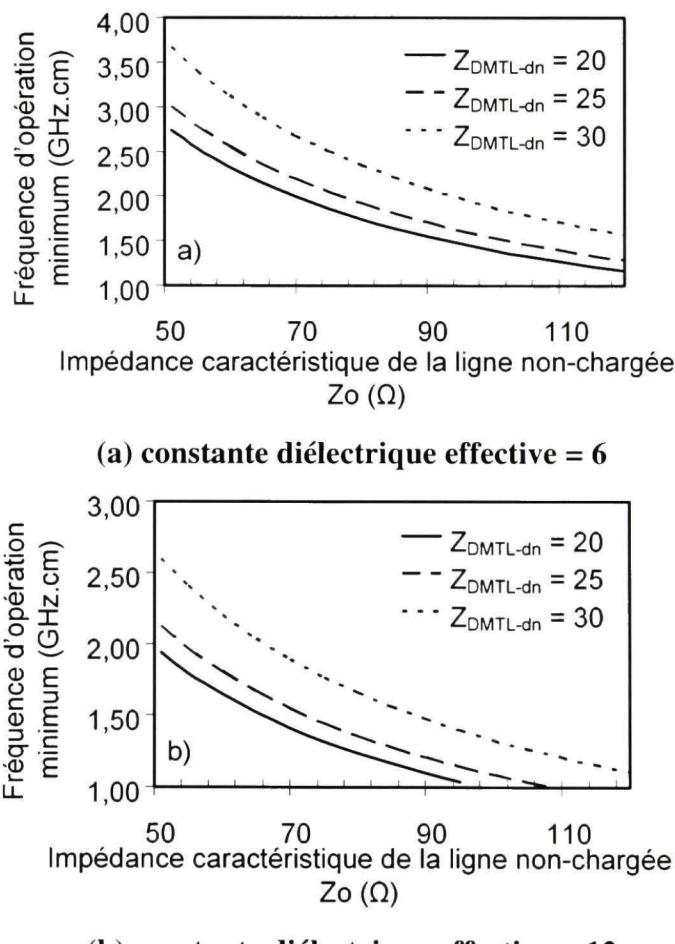


Figure 2.20 Fréquence d'opération minimale envisageable.

De la même manière, l'impact de l'impédance résultante de l'état fermé des sections de ligne DMTL est étudié. La Figure 2.21-a illustre la limite de la fréquence maximale d'opération pour conserver une bonne couverture de l'abaque de Smith. La correspondance de cette fréquence maximale avec la longueur électrique associée (Figure 2.21-b) montre une relation entre la longueur électrique à l'état fermé d'une section et son impédance résultante sur la fréquence maximale d'opération.

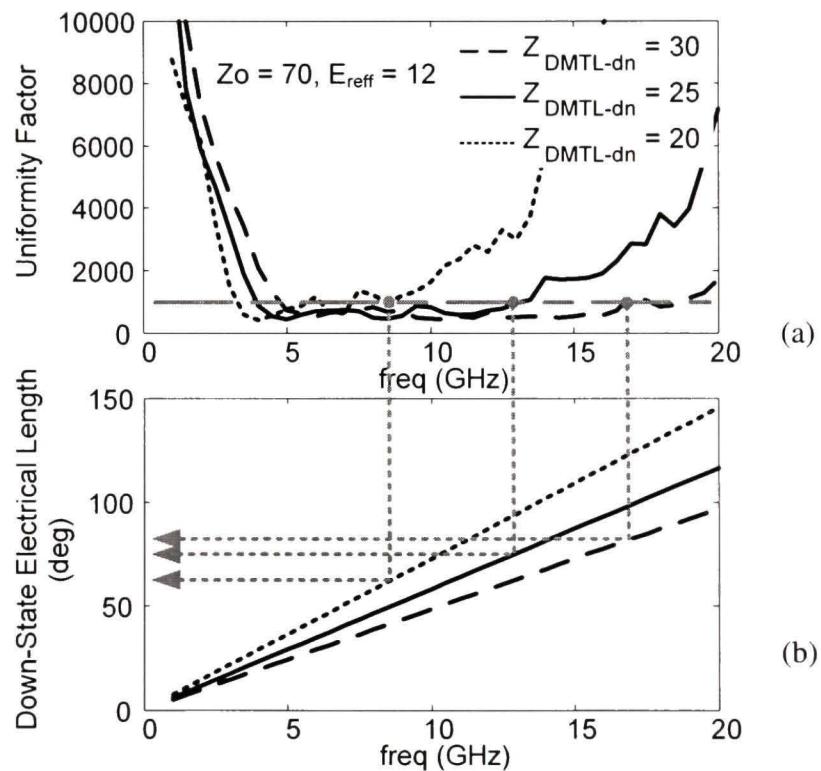


Figure 2.21 Longueur électrique maximale à l'état fermé.

Basée sur la Figure 2.21 obtenue par simulation et à l'aide des équations (2.24) et (2.25), la Figure 2.22 illustre les courbes normalisées en fonction de la longueur d'une section et la relation avec les différents paramètres de la ligne DMTL pour offrir une bonne couverture d'impédance.

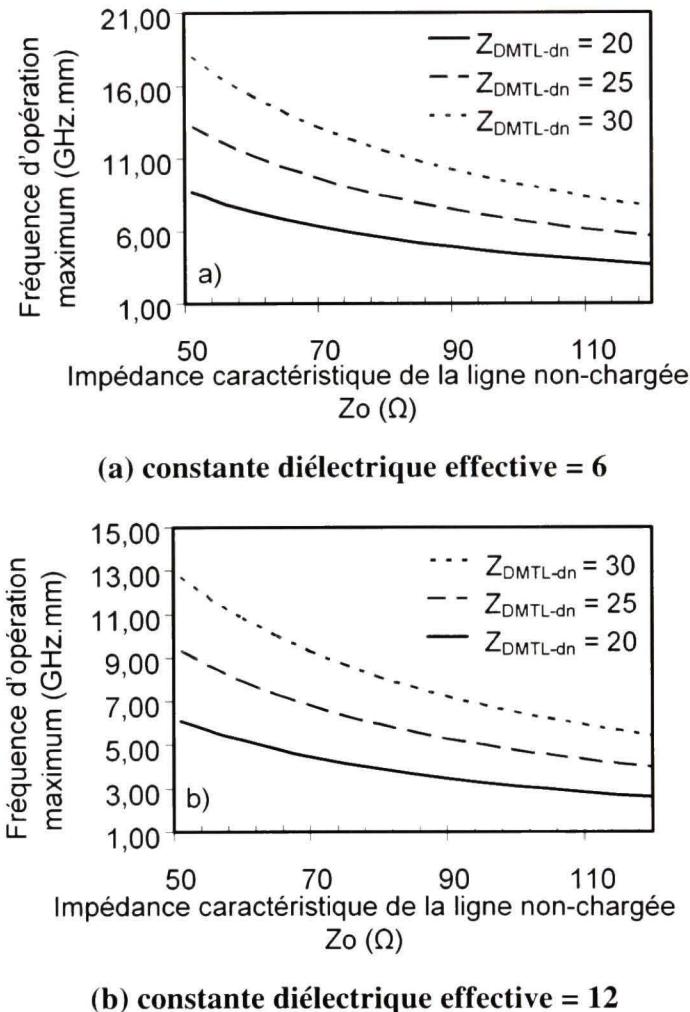


Figure 2.22 Fréquence d'opération maximale envisageable.

2.5 Résumé des conditions affectant la couverture d'impédance

La section 2.4 présente les paramètres et caractéristiques recherchés pour obtenir une bonne couverture de l'abaque de Smith sur une plage de fréquences ciblée avec un réseau d'adaptation d'impédance de type DMTL. Considérant que l'état ouvert de la ligne DMTL est fixée à 50 ohms, les Figure 2.20 et Figure 2.22 illustrent l'impact sur les limites de fréquences d'opération de la longueur physique (N et s), de la constante diélectrique effective (ϵ_{eff}), de l'impédance caractéristique (Z_0) de la ligne non-chargée et de l'impédance résultante à l'état fermé ($Z_{DMTL-dn}$) dictée par le ratio capacitif (C_r) de chaque section

composant la ligne DMTL. La relation entre l'impédance à l'état fermé ($Z_{DMTL-dn}$) et le ratio capacitif des circuits MEMS est présentée à la Figure 2.15. L'ensemble de ces paramètres doivent être judicieusement définis pour maximiser les performances et la couverture atteignable à l'aide du réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable sur la plage de fréquences ciblées. L'espace occupé par un circuit MEMS affecte directement le coût de production d'où l'importance d'optimiser le comportement tout en minimisant la longueur requise. La Figure 2.20 montre la relation entre la fréquence d'opération minimale offrant une couverture uniforme dans les quatre quadrants de l'abaque de Smith et la longueur physique totale de la structure DMTL. La première observation concerne l'impact important de la longueur électrique totale de la ligne DMTL sur la plage de fréquences de fonctionnement. Il s'avère primordial de cibler une ligne de transmission non chargée exhibant une constante diélectrique effective élevée afin de réduire les dimensions physiques associées à la longueur électrique requise de la structure DMTL. De plus, le graphique 2.20 montre l'avantage d'utiliser une ligne de très forte impédance. Par contre, sachant que l'impédance caractéristique d'une ligne conventionnelle CPW (Z_0) est limitée par l'épaisseur finie du substrat (Schollhorn et al., 2003), cette variable est limitée. La Figure 2.20 assume une épaisseur infinie du substrat et ne s'avère pas applicable dans tous les cas pratiques. Pour ce travail, le substrat d'alumine d'épaisseur de 625 μm disponible pour la fabrication limite l'impédance à environ 70 ohms. De plus, la Figure 2.22 établit l'impact de la longueur d'une section de ligne DMTL (s) sur la limite supérieure de fréquences d'opération offrant une couverture uniforme. Finalement, les dimensions (s et N) ainsi que le ratio capacitif (C_r) influencent aussi le comportement.

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UN RÉSEAU D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE POUR LES APPLICATIONS À BASSES FRÉQUENCES

3.1 Introduction

Le chapitre 2 présente l'ensemble de la théorie et l'analyse requise pour dimensionner les réseaux d'adaptation d'impédance de type DMTL de manière à obtenir une couverture d'impédance maximale dans l'abaque de Smith. Les courbes normalisées des Figure 2.20 et Figure 2.22 résument l'impact des caractéristiques des lignes DMTL (s , $Z_{DMTL-dn}$, Z_0 et N) sur la plage de fréquences d'opération. La Figure 2.15 quant à elle illustre l'impact de la valeur du ratio capacitif sur l'impédance à l'état fermé ($Z_{DMTL-dn}$) de la ligne DMTL. Le chapitre 3 propose une approche afin de définir adéquatement les dimensions et les paramètres associés aux fréquences d'opération des réseaux d'adaptation d'impédance reconfigurables de type DMTL basés sur la théorie élaborée au chapitre 2 de façon à minimiser les dimensions. De plus, une solution novatrice est proposée afin de minimiser les dimensions associées aux réseaux DMTL pour les applications à basses fréquences. Cette stratégie a été présentée par Domingue, Kouki et Mansour (2008).

3.2 Mise en contexte

Le circuit d'adaptation d'impédance est développé en considérant le bénéfice direct apporté pour la conception d'un amplificateur. Bien qu'une solution flexible soit recherchée, un dispositif actif MMIC de type PHEMT 0,25 μm (PH25) fabriqué par la compagnie *United Monolithic Semiconductors UMS* est utilisé pour faire ressortir les spécifications recherchées pour un dispositif RF typique. Ce dispositif employé couramment pour la réalisation d'amplificateur RF à faible niveau de bruit représente un exemple concret de circuit devant être accompagné de réseaux d'adaptation d'impédance. Ce transistor a d'abord été caractérisé sous pointe à l'aide d'un analyseur de réseau pour visualiser les caractéristiques plausibles pour un tel dispositif. Ce dispositif est présenté à la Figure 3.1. Les mesures ont été prises

dans une classe A de polarisation avec une tension de drain-source de 2,5 volts et gille-source de 0,4 volt.

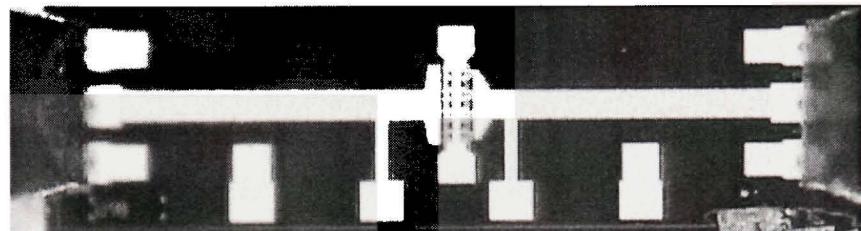


Figure 3.1 Photographie optique du dispositif PH25.

Les mesures prélevées de 1 à 10 GHz sont présentées à la Figure 3.2-a illustre très bien la variation des paramètres d'adaptation d'impédance des ports en fonction de la fréquence. Dans ces conditions, un réseau d'adaptation d'impédance large bande est difficilement envisageable. La Figure 3.2-b montre le paramètre de transmission associé à ce dispositif. De plus, cette figure montre le gain maximal atteignable à l'aide de ce transistor et des circuits d'adaptation d'impédance adéquats. Bien que Gonzalez (1997) présente l'ensemble de la théorie s'appliquant aux amplificateurs, ici le logiciel HP ADS est utilisé pour tous ces calculs.

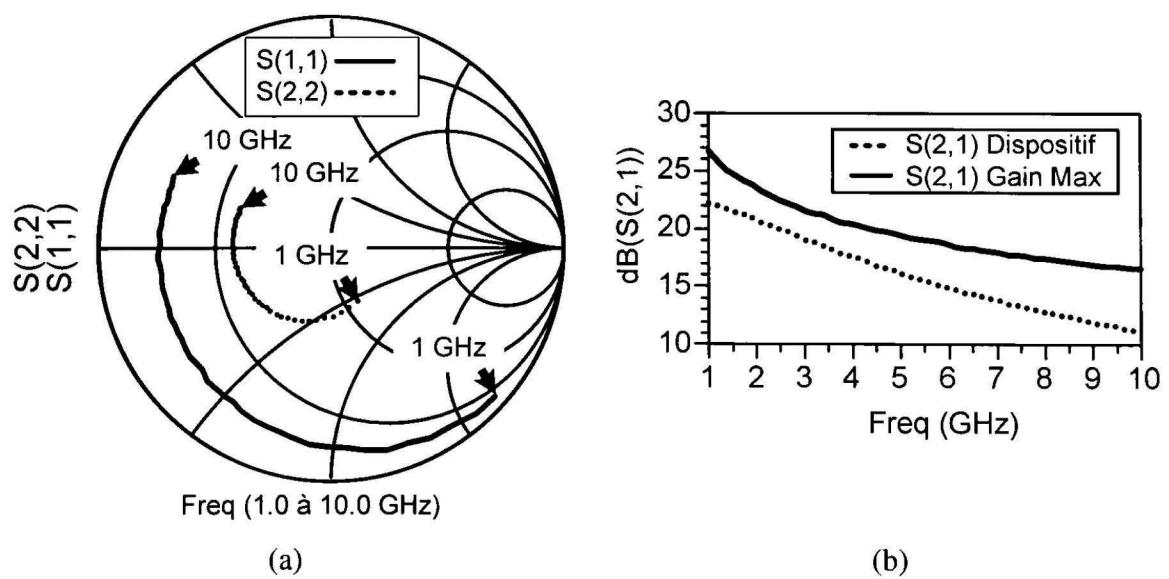


Figure 3.2 Paramètres S mesurés pour le dispositif PH25 : adaptation des ports (a) et transmission (b).

Ayant identifié que le transistor n'offre pas un gain maximal pour des charges de 50 ohms, une analyse plus détaillée est requise afin de connaître les charges optimales. La première étape consiste à vérifier la stabilité du transistor à l'aide du facteur de stabilité afin d'éviter l'oscillation du système. Les valeurs obtenues se situent entre 0,119 et 0,603 pour les fréquences de 1 GHz à 10 GHz. Une valeur inférieure à un indique un cas de transistor potentiellement instable. Il faut alors évaluer les zones de l'abaque de Smith montrant une instabilité. La Figure 3.3 présente les différents cercles de sources (a) et charges (b) évaluées comme étant instables. Les valeurs de la source et de la charge présentées au transistor devront se situer dans la zone dite stable.

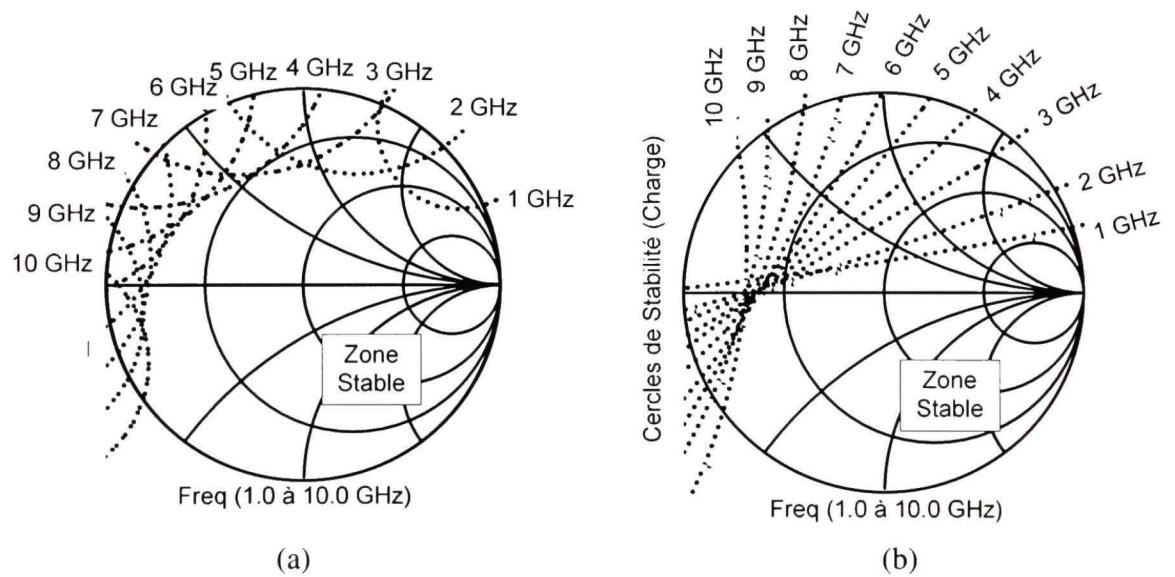


Figure 3.3 Cercles de stabilité du dispositif PH 25 pour la source (a) et charge (b).

Par la suite, les zones de l'abaque offrant le meilleur gain pour l'adaptation de la source et la charge sont identifiées. Un gain potentiel de 3 dB à la source et 0,5 dB à la charge a été identifié à l'aide de l'outil de simulation. La Figure 3.4 illustre les zones de l'abaque offrant ces gains pour quelques fréquences. On observe que ces cercles de gain sont très rapprochés des zones d'instabilité nécessitant une adaptation précise pour éviter de basculer en zone instable.

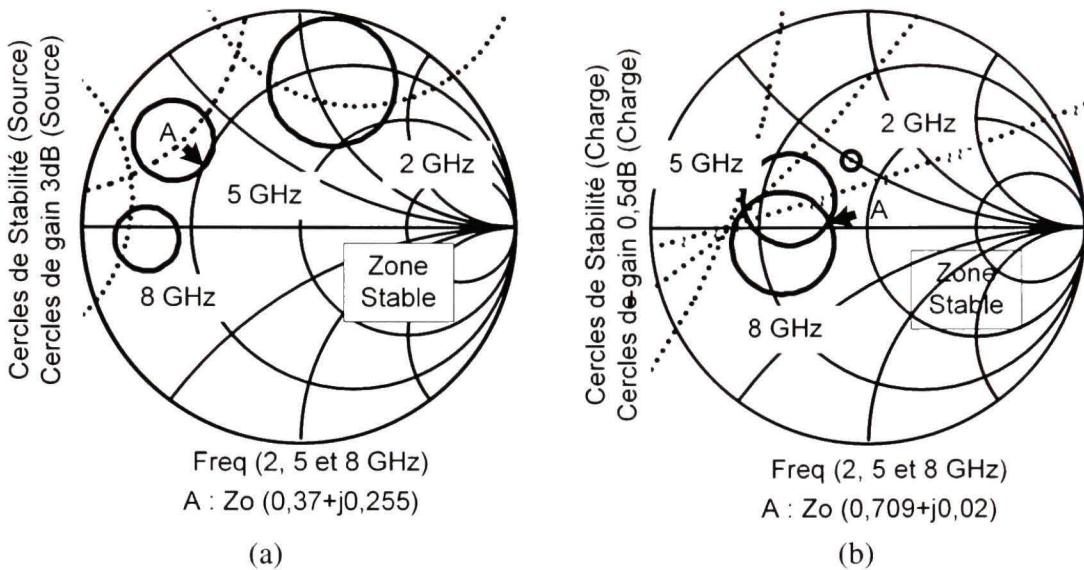


Figure 3.4 Cercles de gain du dispositif : 3 dB pour la source (a) et 0,5 dB pour la charge (b).

Ce besoin d'adaptation d'impédance précis justifie clairement le besoin de réseaux variables considérant les tolérances des dispositifs actifs et de la fabrication des circuits d'adaptation d'impédance. Ce dispositif sera réutilisé à la section 3.4.7 pour évaluer le bénéfice du réseau d'adaptation d'impédance variable proposé sur un circuit fixe conventionnel.

3.3 Présentation de la solution proposée

La réalisation d'un réseau d'adaptation d'impédance avec un tel dispositif actif à basses fréquences serait intéressante pour les applications courantes de communication sans fil. Le défi majeur à accomplir pour réaliser ce réseau d'adaptation d'impédance variable MEMS dans ces plages de fréquences repose sur la réduction des dimensions associées à la composante. Tel que résumé dans la section 1.2, les travaux répertoriés concernant les réseaux d'adaptation d'impédance agiles démontrent de bonnes performances pour des fréquences supérieures à 10 GHz alors que la section 2.4 établit en revanche qu'une constante diélectrique effective élevée (ϵ_{refl}) réduirait les dimensions physiques requises pour les composantes DMTL. Or, nous avons identifié à la section 2.2 que la constante diélectrique effective d'une ligne CPW est relativement fixe sur un substrat donné. Ainsi

pour une ligne CPW conventionnelle, la constante diélectrique effective est dictée uniquement par le choix du matériel du substrat. Bien que l'utilisation de substrat à forte constante diélectrique soit possible, il est souhaitable d'identifier une solution basée sur des matériaux courants utilisés dans la fabrication de circuits MEMS. Cette contrainte permet alors de joindre des fabrications multi-projets et de partager les coûts de fabrication avec d'autres concepteurs. Les substrats courants en microfabrication sont le verre, le silicium et l'alumine de constante diélectrique égale à 4,6, 11,7 et 9,9 respectivement. Alors que le verre présente une constante diélectrique très faible, les deux autres matériaux offrent une constante diélectrique deux fois plus élevée. Malgré cette valeur relativement élevée pour l'alumine et le silicium, les dimensions requises pour une bonne couverture restent significatives et coûteuses. La Figure 2.20-a illustre qu'une ligne DMTL d'un centimètre de longueur totale offrira une couverture acceptable pour une fréquence d'opération supérieure à 4 GHz avec une constante diélectrique effective de 6 (approximativement une ligne CPW conventionnelle sur alumine ou silicium). En comparaison, la même longueur dans le cas d'une constante diélectrique effective de 12 présenterait une fréquence minimale de 2.5 GHz (Figure 2.20-b). Ceci étant dit, le problème reste à élaborer une stratégie pour augmenter la constante diélectrique effective de la ligne non chargée reliant les interrupteurs MEMS d'un réseau DMTL tout en conservant l'impédance caractéristique près de la valeur optimale de 70 ohms pour un substrat d'épaisseur de 625 μm . Dans un contexte de circuit planaire sur un substrat conventionnel la seule approche possible pour atteindre cet objectif est d'utiliser une ligne pourvue de discontinuités inductives et capacitives. En technologie coplanaire, ces discontinuités sont effectuées en modifiant l'espacement entre le conducteur central et la masse (Figure 3.5). Les discontinuités inductives et capacitives sont augmentées dans les mêmes proportions de manière à conserver l'impédance caractéristique constante (« Slow-Wave Line », SW).

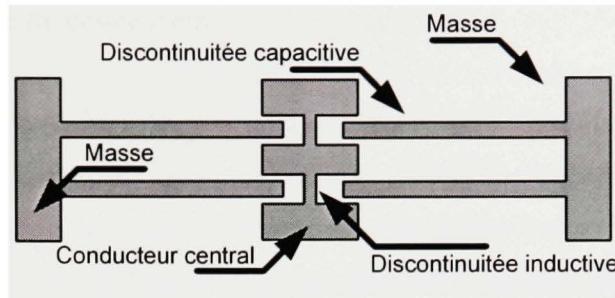


Figure 3.5 Schéma d'une ligne de transmission avec discontinuités (SW).

Naylor et al., (2002) ont démontré la possibilité d'augmenter entre trois et quatre fois la constante diélectrique effective d'une ligne CPW sur silicium à l'aide de ce principe. Ainsi, l'approche proposée dans un premier temps pour améliorer le comportement des réseaux d'adaptation d'impédance DMTL consiste à joindre une ligne discontinue (SW) à une structure de réseau d'adaptation d'impédance de type DMTL (Figure 3.6). Cette technique laisse entrevoir la possibilité de diminuer la fréquence d'opération comparativement à un réseau d'adaptation d'impédance de type DMTL traditionnel (Figure 2.8) tout en maintenant les dimensions équivalentes. D'un autre point de vue, cette approche permet de réduire les dimensions d'un réseau DMTL comparativement à un réseau DMTL traditionnel tout en conservant le même comportement RF. Afin de confirmer le bénéfice réel apporté par la solution proposée, le réseau conçu sera comparé tout au long de ce projet à un réseau CPW conventionnel similaire à celui présenté par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004).

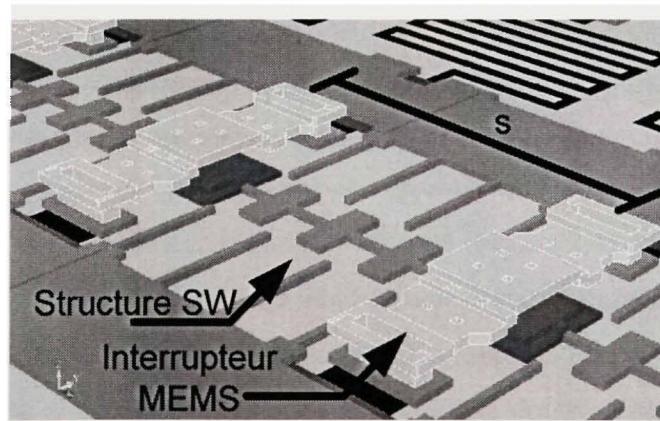


Figure 3.6 Concept de réseau d'adaptation d'impédance proposé SW-DMTL.

3.4 Approche de conception détaillée

La conception de circuits MEMS nécessite une étude multidisciplinaire touchant les aspects électromagnétiques, électrostatiques, mécanique, fiabilité, procédé, etc. Le domaine des MEMS RF étant en pleine expansion, chaque matière mérite une attention particulière et peut faire l'objet de recherches élaborées et pertinentes. Ici, l'objectif premier de ce projet est de défricher le potentiel des MEMS RF pour la réalisation d'un réseau d'adaptation d'impédance opérant dans les fréquences inférieures à 5 GHz. Ainsi, l'aspect électromagnétique est mis de l'avant alors que les autres points sont survolés brièvement afin de compléter l'information requise pour assurer la fonctionnalité de la preuve de concept sans pour autant être l'intérêt central de ce projet.

3.4.1 Analyse des lignes avec discontinuités

Une constante diélectrique effective élevée pour une ligne de transmission équivaut à une ligne ayant une forte inductance et capacitance distribuée lorsque analysée selon un modèle distribué (équations (2.5) et (2.6)). Concrètement, en variant périodiquement les dimensions de la ligne CPW, les discontinuités inductives et capacitives permettent d'augmenter la valeur effective des paramètres distribués. En conservant un ratio identique pour les deux paramètres, l'impédance caractéristique de la ligne reste constante alors que la constante diélectrique effective est largement augmentée. Tel qu'illustré à la Figure 2.5, l'éloignement de la masse du conducteur central (g) dans une ligne CPW produit l'accroissement inductif de la ligne alors que la composante capacitive est réduite. Toutefois, en produisant une discontinuité très localisée, il est possible d'affecter un paramètre plus que l'autre. Par exemple, la présence de longs et étroits doigts rapprochant la masse du centre de la ligne CPW permet d'augmenter significativement la capacité (Figure 2.4) sans pour autant réduire l'inductance globale associée. Ainsi pour réaliser une ligne à forte constante diélectrique effective SW, l'approche consiste à distancer la masse du conducteur central pour obtenir une inductance élevée et ajouter périodiquement de longs doigts capacitifs pour augmenter simultanément la capacité distribuée selon le même ratio. D'un autre point de vue, cette

déformation de la géométrie consiste à augmenter la distance parcourue par le courant tout en conservant la même longueur physique de ligne de transmission comparativement à la réalisation conventionnelle de la ligne CPW.

3.4.2 Modélisation de lignes avec discontinuités

L'analyse des lignes de transmission « non-conventionnelles » telles les lignes SW débute par des simulations électromagnétiques. Ces simulations peuvent être effectuées dans un environnement de simulation 2D comme Momentum ou encore 3D comme HFSS. Dans le cas de structures de lignes coplanaires, il est préférable d'opter pour le simulateur HFSS puisque la structure des ports offerts dans Momentum ne permet pas de tenir compte des pertes dans le conducteur lors des simulations.

Dans un premier temps, différentes configurations de lignes SW sont élaborées et analysées à l'aide du logiciel HFSS. Les caractéristiques des lignes sont comparées à une ligne de référence CPW ayant la même impédance caractéristique. Les différentes formes permettent alors d'identifier l'influence de la géométrie sur les caractéristiques. La Figure 3.7 présente les lignes qui ont été retenues. Ici, chaque ligne inclut une discontinuité identique à l'emplacement prévu où sera ajouté ultérieurement l'interrupteur MEMS capacitif. Cette discontinuité assure une impédance constante dans les deux circuits à la transition avec l'interrupteur. La ligne CPW de référence incluant les discontinuités des interrupteurs présente une impédance caractéristique de 65 ohms sachant que les dimensions sont $220\mu\text{m}/100\mu\text{m}/220\mu\text{m}$. Ces lignes sont accomplies avec 1 μm d'or sur un substrat d'alumine de 625 μm d'épaisseur.

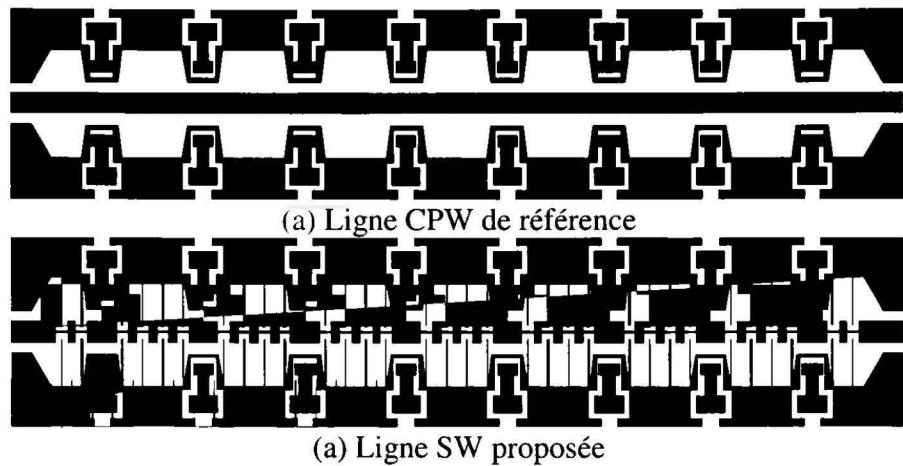
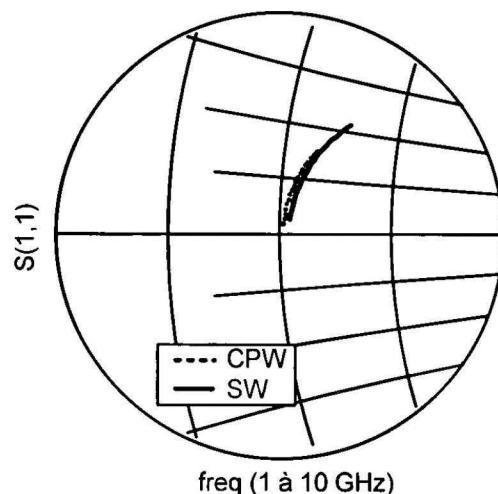


Figure 3.7 Schéma des lignes de transmission étudiées.

Le comportement estimé avec HFSS sous forme de paramètres S est présent à la Figure 3.8 et la Figure 3.9. Les résultats $S(1,1)$ selon la même tendance dans l'abaque de Smith supposent une impédance de ligne équivalente alors que la phase de $S(2,1)$ montre clairement le délai différent pour chacune des lignes confirmant le principe de SW. Les pertes illustrées par le module de $S(2,1)$ augmentent pour les lignes avec discontinuités. Initialement, l'intérêt est porté sur la validation de l'avantage d'une ligne SW pour augmenter la couverture. Ultérieurement, des travaux d'optimisation seront effectués pour optimiser à la fois la constante diélectrique et minimiser les pertes d'insertions.



Facteur de zoom : 0,2

Figure 3.8 Paramètres $S(1,1)$ des lignes étudiées.

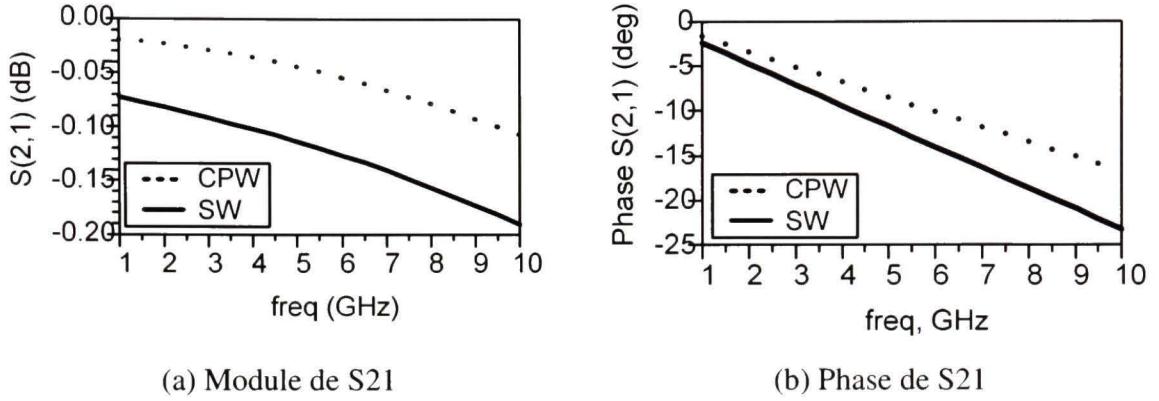


Figure 3.9 Paramètres de transmission des lignes étudiées.

Bien que les paramètres S de la Figure 3.8 et la Figure 3.9 illustrent le comportement micro-ondes, il est difficile de pousser davantage l'analyse avec les résultats sous cette forme. Il est alors nécessaire d'extraire les caractéristiques des lignes simulées. Les propriétés de chacune des lignes sont calculées directement à partir des paramètres S selon les équations suivantes (Zhou et Yang, 2008) :

$$Z_0 = 50 \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (3.1)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{3E8 \cdot L}{freq \cdot imag \left[\ln \left(\frac{(1 - S_{11})^2 + S_{21}^2 + \sqrt{(1 + S_{11}^2 - S_{21}^2)^2 - 2S_{11}^2}}{2S_{21}} \right) \right]} \cdot \quad (3.2)$$

Sous cette forme, la Figure 3.10 illustre clairement le phénomène recherché d'augmentation de la constante diélectrique effective tout en maintenant l'impédance caractéristique constante. La ligne SW proposée offre théoriquement une constante diélectrique effective s'approchant de 15 alors que la ligne CPW de référence se situe sous les 7,5 bien que l'impédance reste similaire. La Figure 3.10 présente également l'impact de l'épaisseur du conducteur.

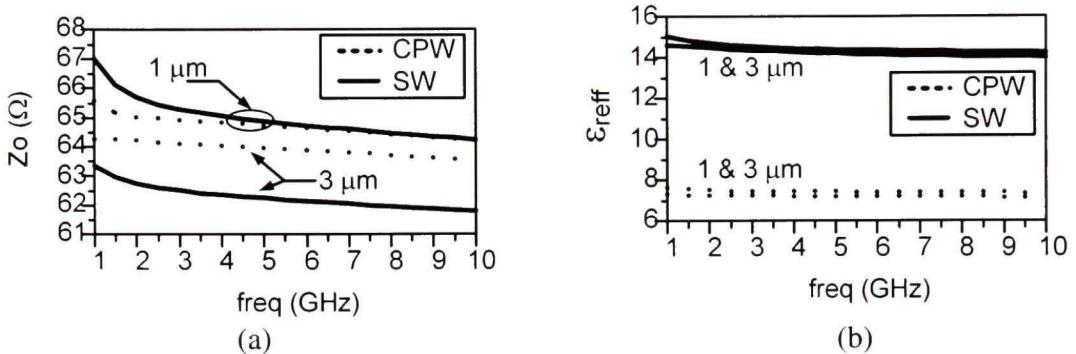


Figure 3.10 Comparaison des propriétés des lignes étudiées : impédance caractéristique (a) et constante diélectrique effective (b). (calculées à l'aide des équations 3.1 et 3.2)

De plus, il est intéressant de comparer les pertes en dB par longueur d'onde résultante (dB/λ).

$$\text{Pertes (dB / } \lambda) = \frac{|\alpha(\text{db})| f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{c} \quad (3.3)$$

La Figure 3.11 montre la sensibilité des pertes de la ligne SW proposée à l'épaisseur du conducteur utilisé. Une épaisseur optimale de plus de 3 μm est recherchée pour maximiser les performances atteignables et minimiser les pertes obtenues. Dans le cas de l'épaisseur suffisante, les pertes de la ligne SW se rapprochent de la ligne de référence CPW. Notons que ceci s'explique par l'importance d'opter pour une épaisseur supérieure à deux fois la profondeur de pénétration dans le conducteur. Toutefois, l'estimation des pertes dans le conducteur à l'aide d'un simulateur par éléments finis nécessite un maillage additionnel très lourd et ce résultat devra être confirmé en pratique.

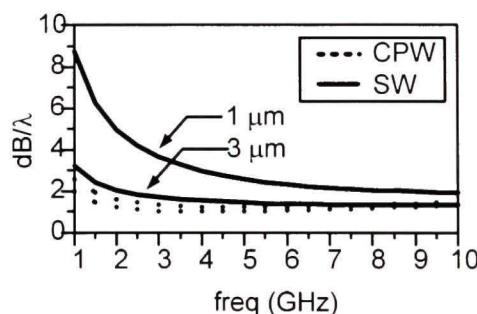


Figure 3.11 Pertes par longueur d'onde estimées. (selon l'équation 3.3)

L'analyse se poursuit à l'aide du modèle distribué qui illustre clairement le comportement d'une ligne de transmission et offre une compréhension intuitive des résultats obtenus. Le modèle équivalent est trouvé par ajustement automatique (« curve fitting ») des valeurs des paramètres pour faire coïncider le modèle distribué avec les résultats de simulation électromagnétique provenant de HFSS. Le modèle distribué utilisé est celui présenté à l'Annexe II. Un modèle avec de nombreuses cellules RLCG élémentaires de faible longueur électrique est requis pour assurer une fiabilité du modèle sur une large plage de fréquences. Pour accélérer la convergence, les paramètres de départ sont fixés selon les valeurs estimées théoriquement telles que présentées dans la section 2.2.1. La Figure 3.12 montre la concordance entre le modèle développé et les résultats obtenus en simulation électromagnétique. Il est important de savoir que l'approche d'optimisation des paramètres du modèle est applicable dans ce cas vu la nature des équations de l'impédance et de la vitesse de propagation. Un seul jeu de paramètres peut représenter à la fois les deux phénomènes.

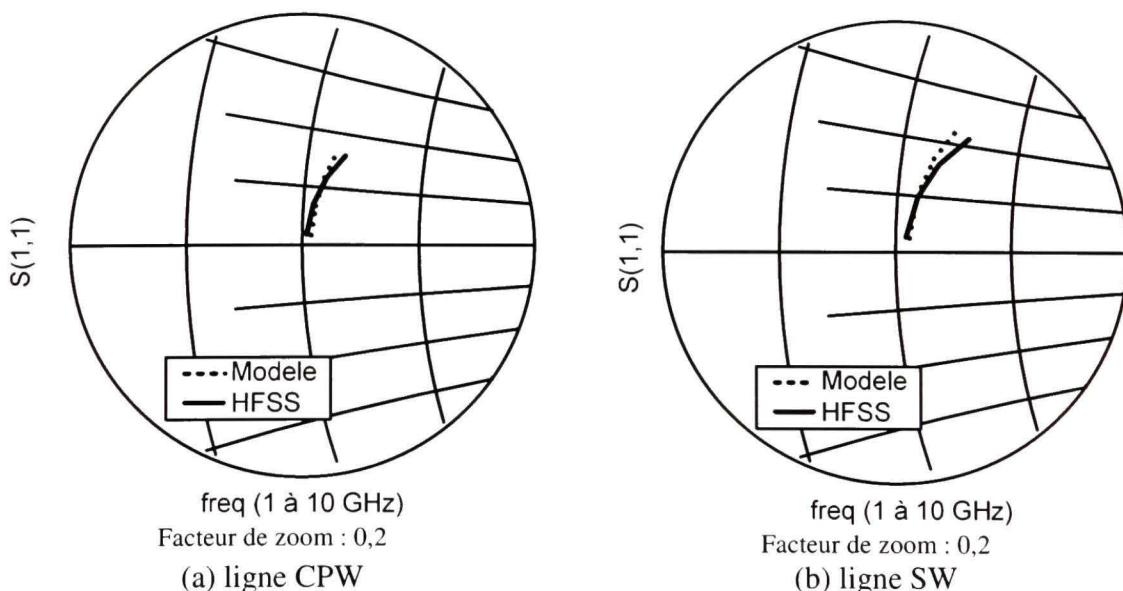


Figure 3.12 Comparaison des résultats obtenus par HFSS avec ceux des modèles distribués.

À l'aide des équations (2.13), (2.14) et des valeurs prélevées du modèle, les caractéristiques des lignes doivent correspondre aux valeurs obtenues avec les formules (3.1) et (3.2). Le

Tableau 3.1 résume les caractéristiques des lignes étudiées. Ce tableau inclut le facteur de vitesse (« slow-wave factor », SF) correspondant au ratio de réduction de la longueur d'onde résultante. Notons que l'épaisseur du conducteur affecte principalement la valeur de la résistance (R_I) associée.

$$SF = 100 \frac{\epsilon_{ref} - ref}{\epsilon_{ref} - SW} \quad (3.4)$$

Tableau 3.1

Caractéristiques de ligne à l'étude (épaisseur 1 μm)

Paramètres	Unité	Référence	Ligne SW
CALCULÉ AVEC LES PARAMÈTRES S HFSS			
Z_0 (eq. 3.1)	ohm	64,739	64,881
ϵ_{ref} (eq. 3.2)	---	7,455	14,413
SF	%	100	51.7
EXTRAIT DU MODÈLE DISTRIBUÉ			
R_I	ohm/m	1238,48	2561,46
L_t	nH/m	585,622	814,135
C_t	pF/m	141,319	196,639
R_2	ohm.m	126272	131403
Z_0 (modèle)	ohm	64,374	64,345
ϵ_{ref} (modèle)	---	7,448	14,408

3.4.3 Intégration dans un réseau d'adaptation

La perspective de réduire la taille physique des réseaux d'adaptation DMTL en les couplant à la ligne avec discontinuité proposée de facteur de vitesse de 51,7 % laisse pressentir un intérêt significatif. De la même manière que le cas de la ligne CPW conventionnelle, un réseau d'adaptation d'impédance DMTL est conçu à partir des paramètres du modèle distribué de la ligne SW. Considérant l'objectif de réaliser un réseau d'adaptation d'impédance pour les applications dont la fréquence d'opération se situe sous la barre des 5 GHz, les dimensions de ce réseau sont déterminantes. Le dimensionnement des

interrupteurs capacitifs et des longueurs de section de ligne DMTL se fait en fonction des caractéristiques importantes du procédé de fabrication. Les épaisseurs des couches superposées affectent les capacités obtenues et influencent les dimensions des interrupteurs capacitifs. De plus, le ratio capacitif maximal (C_r) atteignable pour un interrupteur capacitif à deux états est dicté par l'épaisseur de la couche sacrificielle et de l'isolant.

3.4.3.1 Procédé de fabrication

Une première preuve de concept a été effectuée conjointement à la fabrication multi-usagers offert par le « Center for Integrated RF Engineering » de l'Université de Waterloo. Dans le cadre d'un séjour d'échange de recherche au sein de ce laboratoire, en collaborant avec les membres du CIRFE, une fabrication est effectuée selon le procédé UW-MEMS v1 (CIRFE, 2007). Afin de suivre le cheminement de conception, les grandes lignes du procédé sont présentées. Le procédé débute sur un substrat d'alumine de 25 mils poli des deux côtés. Une couche d'un micron d'or ainsi qu'une couche adhésive de 40 nm de chrome sont transférées pour définir les lignes de transmission sur le substrat selon le second masque à l'aide d'une technique conventionnelle de « lift-off » à deux couches (Figure 3.13-a). Par la suite, une couche de 50 nm de chrome est déposée et définie à l'aide du premier masque afin de créer les lignes de contrôle DC (Figure 3.13-b). Une couche de 30nm de TiW et 0,7 μm d'oxyde de silicium (SiO_2) est ensuite formée pour l'isolation à l'aide du troisième masque par gravure sèche (Figure 3.13-c). Suite à cette étape, une couche sacrificielle de 2,5 μm de polyimide est appliquée sur le substrat. Le quatrième masque est utilisé pour créer les ouvertures pour les ancrages alors que le cinquième masque permet la création de fossette de 1 μm . La gravure sèche est utilisée pour ces transferts (Figure 3.13-d). La couche structurelle suspendue d'or de 1,25 μm est modelée en utilisant une technique de moulage à l'aide du sixième et dernier masque (Figure 3.13-e). Finalement, les structures suspendues sont libérées à l'aide d'une gravure sèche isotropique (Figure 3.13-f).

Le Tableau 3.2 résume l'empilement des couches du procédé UW-MEMS v1 influençant la conception des structures capacitatives.

Tableau 3.2
Propriétés du procédé UW-MEMS

Paramètres	Variables	Unité	Valeurs
Épaisseur métal 1	t_1	μm	1
Épaisseur métal 2	t_2	μm	1,25
Épaisseur couche sacrificielle	g_0	μm	2,5
Épaisseur isolant	t_d	μm	0,7
Constante diélectrique isolant	$\epsilon_{r(\text{SiO}_2)}$	---	3,9

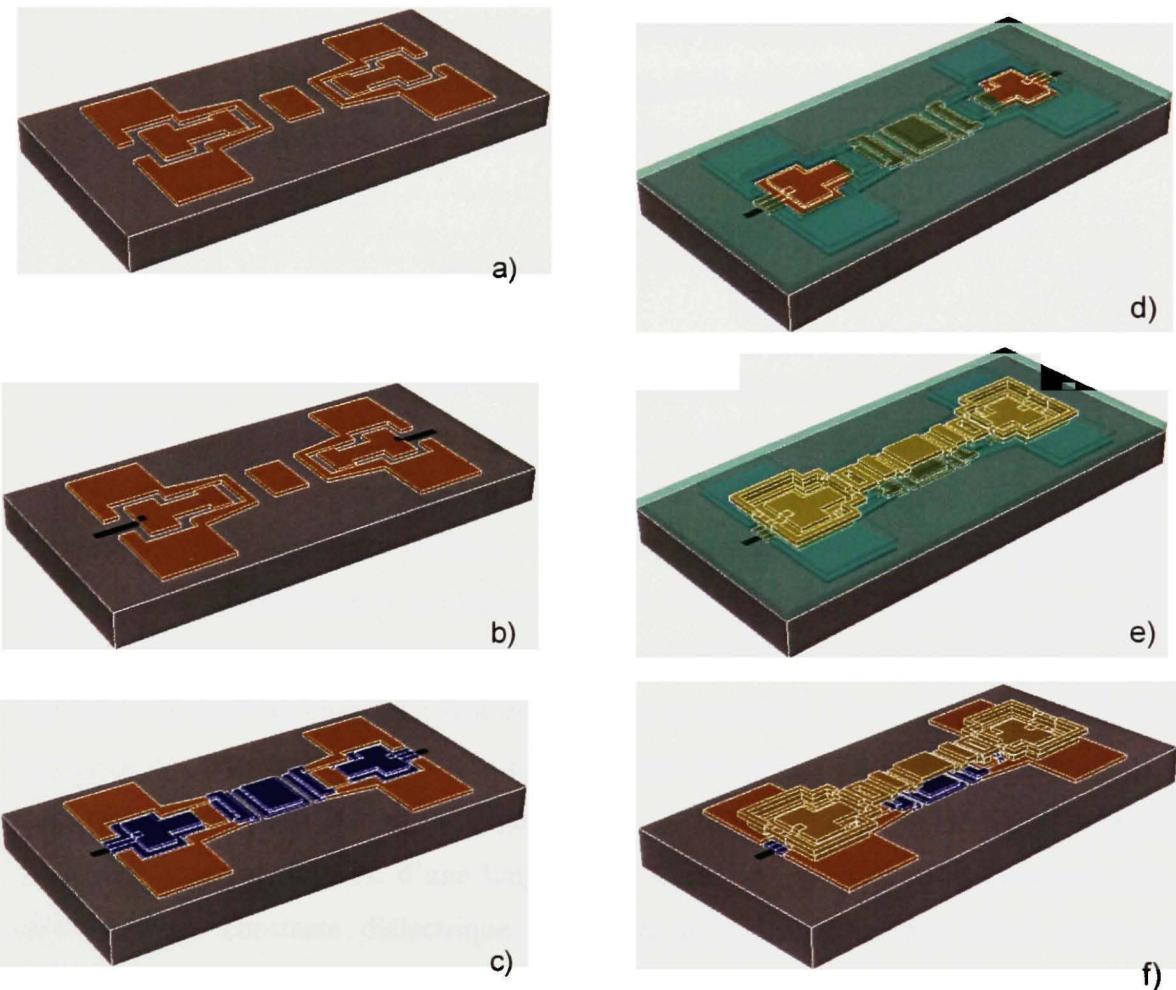


Figure 3.13 Étapes simplifiées du procédé de fabrication UW-MEMS.

Notons que ce procédé basé sur un conducteur de 1 µm n'est pas optimal pour les structures opérant à basses fréquences tel qu'illustré à la Figure 3.11. Par contre, cette fabrication permet de valider l'analyse présentée et les étapes de conception du circuit d'adaptation.

3.4.3.2 Dimensionnement du réseau d'adaptation d'impédance étudié

L'approche de conception exploitée a pour objectif de maximiser la couverture d'impédance de la solution proposée pour les fréquences d'opération inférieures à 5 GHz. Le point de départ consiste à identifier le ratio capacitif fermé/ouvert maximal atteignable (C_r) selon le procédé de fabrication disponible. Ce ratio est estimé en fonction des épaisseurs des films et des propriétés des matériaux utilisés ainsi que l'équation (3.5). En ce qui concerne le procédé UW-MEMS v1 utilisé, le ratio maximal atteignable est de 14,8.

$$C_r = \frac{g_o \epsilon_{r(SiO_2)} + t_d}{t_d} \quad (3.5)$$

En se référant à la Figure 2.15, pour une ligne DMTL réalisée avec les lignes de transmission non chargées de 65 ohms conçues à la section 3.3.1 et le ratio capacitif de 14,8 permettent d'obtenir approximativement une impédance à l'état fermé de 25 ohms. Considérant cette impédance, la prochaine étape consiste à estimer la longueur de ligne DMTL suffisante pour obtenir la couverture désirée à une fréquence cible. La fréquence minimale ciblée d'opération détermine cette longueur (Figure 2.20). Initialement, le but visé est de valider les aspects théoriques énoncés au chapitre 2 tout en montrant le potentiel de la solution pour réduire la fréquence de fonctionnement. Selon les propriétés des lignes de transmission étudiées et présentées au Tableau 3.1 et la Figure 2.20, il est estimé qu'un réseau d'adaptation d'impédance de type DMTL d'une longueur de 4 mm couplé avec la ligne SW proposée présentant une constante diélectrique supérieure à 12 engendre une bonne couverture d'impédance à partir 4,5 GHz. En comparaison, un réseau CPW DMTL conventionnel de même dimension offre une couverture similaire seulement pour les fréquences supérieures à 6,25 GHz. Par la suite, la densité de point adaptable dicte le nombre de sections de DMTL (longueur entre chaque interrupteur). Il faut toutefois s'assurer que la fréquence d'opération

maximale sera suffisamment élevée pour couvrir une large plage d'opération désirée (Figure 2.22). L'espacement entre les interrupteurs doit être convenablement fixé pour garantir cette plage de fréquence d'opération étendue. Pour cette première itération, un espacement de 500 microns, soit 8 interrupteurs MEMS capacitifs pour une ligne DMTL de 4 mm, est choisi. La fréquence maximale d'opération obtenue étant alors 15 GHz pour la ligne DMTL couplée avec une ligne SW. Finalement, la valeur de la capacité MEMS à l'état ouvert est calculée selon l'équation (2.21). Le Tableau 3.3 regroupe les propriétés de la ligne SW-DMTL proposée et la comparaison avec la ligne de référence.

Tableau 3.3

Résumé des caractéristiques des prototypes

Paramètres	Variables	Unité	REF	SW
Capacité de l'interrupteur MEMS up	C_{bup}	fF	47,9	66,7
Capacité de l'interrupteur MEMS dn	C_{bdn}	fF	708,92	987,16
Z_{DMTL} (up/dn)	Z_{DMTL}	ohm	50 / \approx 23	50 / \approx23
ϵ_{reff} (up/dn)	ϵ_{reff}		12,5 / 63	24,2 / 122
Longueur physique	$N.s$	mm	4	4
Nombre d'interrupteurs MEMS	N	---	8	8
Espacement (centre à centre)	s	μm	500	500
Fréquence d'opération minimale	f_{min}	GHz	6,25	4,5
Fréquence d'opération maximale	f_{max}	GHz	20	15

3.4.4 Simulation de la couverture d'impédance

La couverture d'impédance est simulée à l'aide du logiciel HP ADS et du modèle distribué élaboré à partir des données prélevées des simulations électromagnétiques HFSS présentées dans le Tableau 3.1 et Tableau 3.3. Le modèle de la Figure 3.14 est utilisé afin de simuler le comportement du réseau.

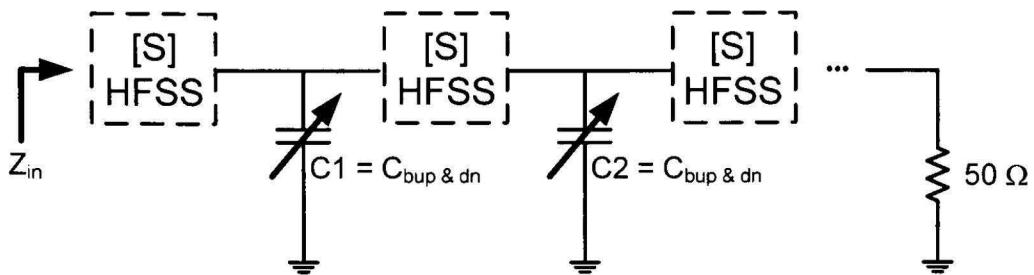


Figure 3.14 Modèle de simulation HP-ADS.

La Figure 3.15 regroupe différentes constellations représentant les impédances d'entrée dans tous les états selon les fréquences d'opération simulées avec le modèle à l'aide du logiciel HP ADS.

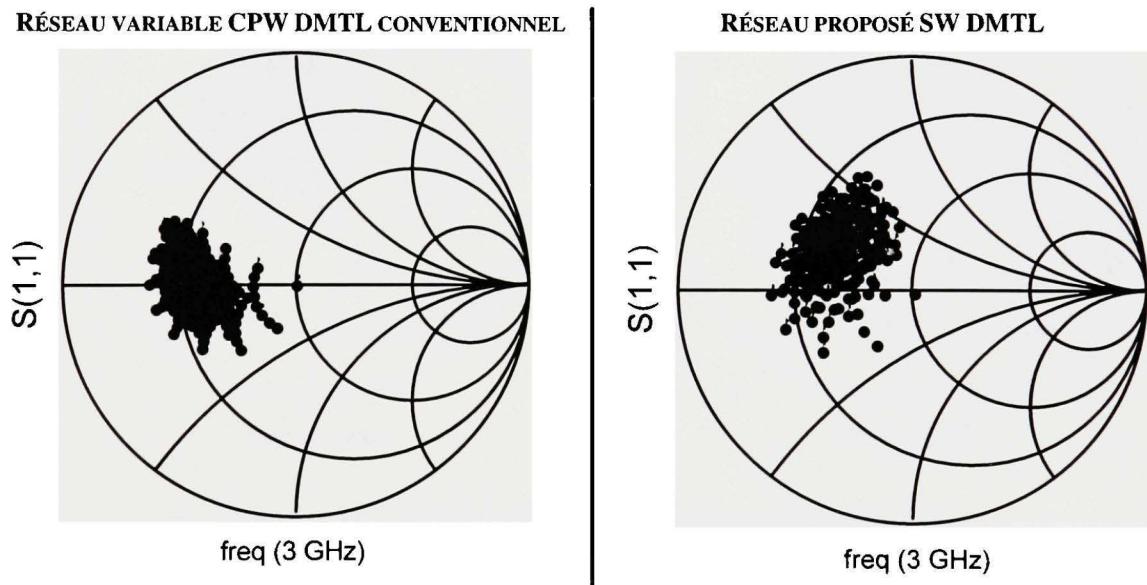


Figure 3.15 (partie I) Couverture d'impédance obtenue.

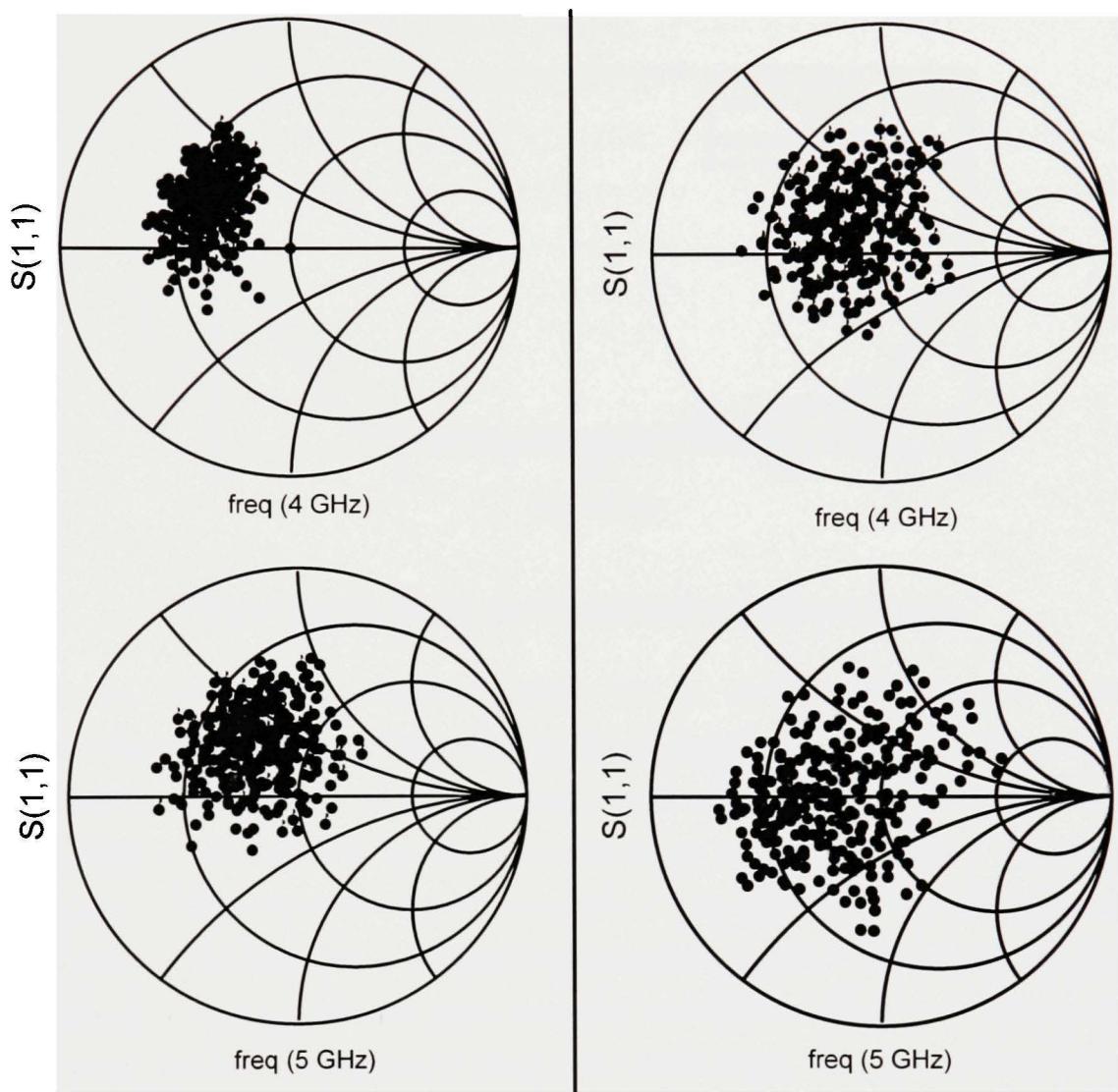


Figure 3.15 (partie II) Couverture d'impédance obtenue.

Bien que les abaques illustrent clairement l'amélioration de la couverture obtenue avec la solution proposée comparativement au circuit de référence, le facteur d'uniformité k_{h2} développé à la section 2.4.1 permet une visualisation concrète de la fréquence d'opération réduite obtenue. La Figure 3.16 montre le facteur d'uniformité calculé d'après les simulations RF pour le circuit SW-DMTL proposé et le circuit de référence.

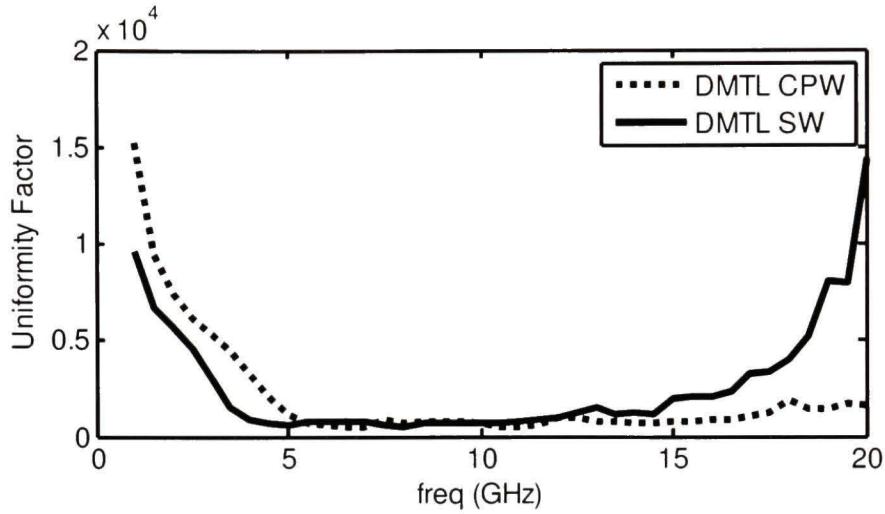


Figure 3.16 Évaluation de l'uniformité selon le test de χ^2 .

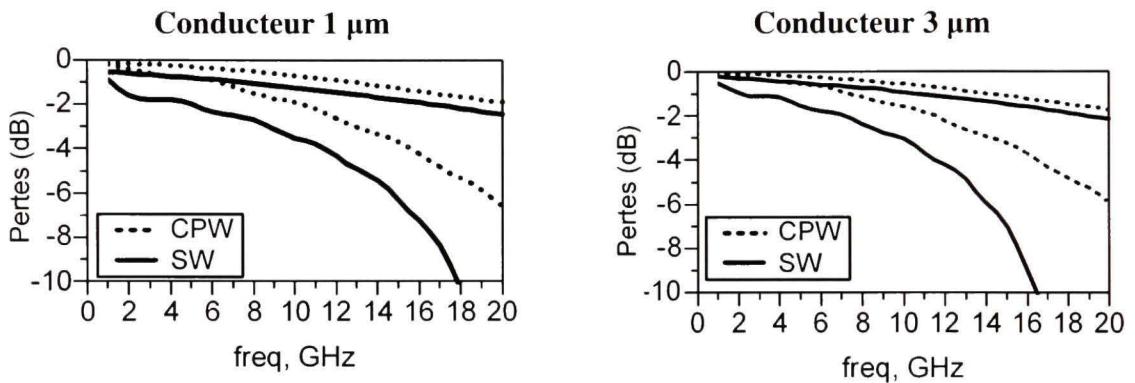
Ainsi, les résultats de simulations basés sur un modèle provenant de données électromagnétiques HFSS confirment le potentiel et l'apport apporté par la solution proposée de combiner une ligne SW dans une structure de réseau DMTL. Il est clairement possible d'augmenter la couverture d'impédance en conservant les dimensions fixes. Toutefois, la solution SW-DMTL réduit la fréquence maximale d'opération, dans le cas où une plage de fréquence étendue est requise, le chapitre 5 présentera une solution intéressante. Bien que la distribution des charges soit importante, un réseau d'adaptation d'impédance doit permettre un transfert de puissance maximum entre la source et la charge. La section suivante traite en détails des contraintes de transfert de puissance.

3.4.5 Analyse des pertes et transfert de puissance

Dans un contexte d'adaptation d'impédance, les pertes et le transfert de puissance entre la source et la charge représentent le critère clé. D'abord le niveau de perte dans le circuit d'adaptation doit être minimisé. Les pertes dans un circuit passif sont évaluées selon l'équation suivante (Pozar, 1998) :

$$\text{Pertes (db)} = 10 \log \left(\frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right). \quad (3.6)$$

Comme illustré à la Figure 3.17, la solution SW est sensible à l'épaisseur du conducteur utilisé. Bien que la preuve de concept soit réalisée avec une épaisseur de 1 µm d'or, l'analyse théorique est présentée pour différentes épaisseurs. Les conclusions tirées à l'aide de la preuve de concept (conducteur 1 µm) permettront de confirmer les résultats estimés et d'extrapoler les résultats prévisibles avec une épaisseur supérieure.



**Figure 3.17 Pertes estimées dans les dispositifs.
(calculées à l'aide de l'équation 3.6)**

Traditionnellement, les travaux de recherche publiés sur les réseaux d'adaptation d'impédance variables s'attardent uniquement aux pertes dans les dispositifs MEMS. Or, l'objectif majeur du réseau d'adaptation d'impédance est d'effectuer un transfert maximal entre la source et la charge tout en minimisant les réflexions causées par l'inadaptation. Ce taux de transfert de puissance joue directement sur l'efficacité d'un circuit micro-ondes tel un amplificateur RF. Dans un contexte d'adaptation d'impédance variable mais avec un nombre fini d'états, malheureusement il est impossible de pouvoir affirmer avoir une adaptation parfaite des ports pour toutes les impédances présentes dans l'abaque. Il est donc important de considérer le niveau de puissance transférée de la source à la charge en tenant compte de ces pertes d'inadaptation. Le taux de transfert de puissance (G_T) entre une source et la charge en considérant les ports non adaptés est présenté dans l'ouvrage de Gonzalez, (1997), soit :

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (3.7)$$

où Γ_s représente le coefficient de réflexion de la source, Γ_{IN} celui de l'entrée du réseau, Γ_L le coefficient de réflexion de la charge et S_{21} le paramètre de transmission du réseau. Connaissant les paramètres S simulés dans tous les états d'un réseau d'adaptation d'impédance variable et considérant la charge de sortie à 50 ohms donnant un coefficient Γ_L de zéro, il est possible de faire le calcul à l'aide d'un logiciel mathématique tel Matlab pour l'ensemble de l'abaque de Smith en exportant les paramètres S à partir du logiciel ADS. La Figure 3.18 montre le taux de transfert de puissance estimé selon l'impédance de la source considérant la meilleure configuration du réseau d'adaptation d'impédance pour chaque source.

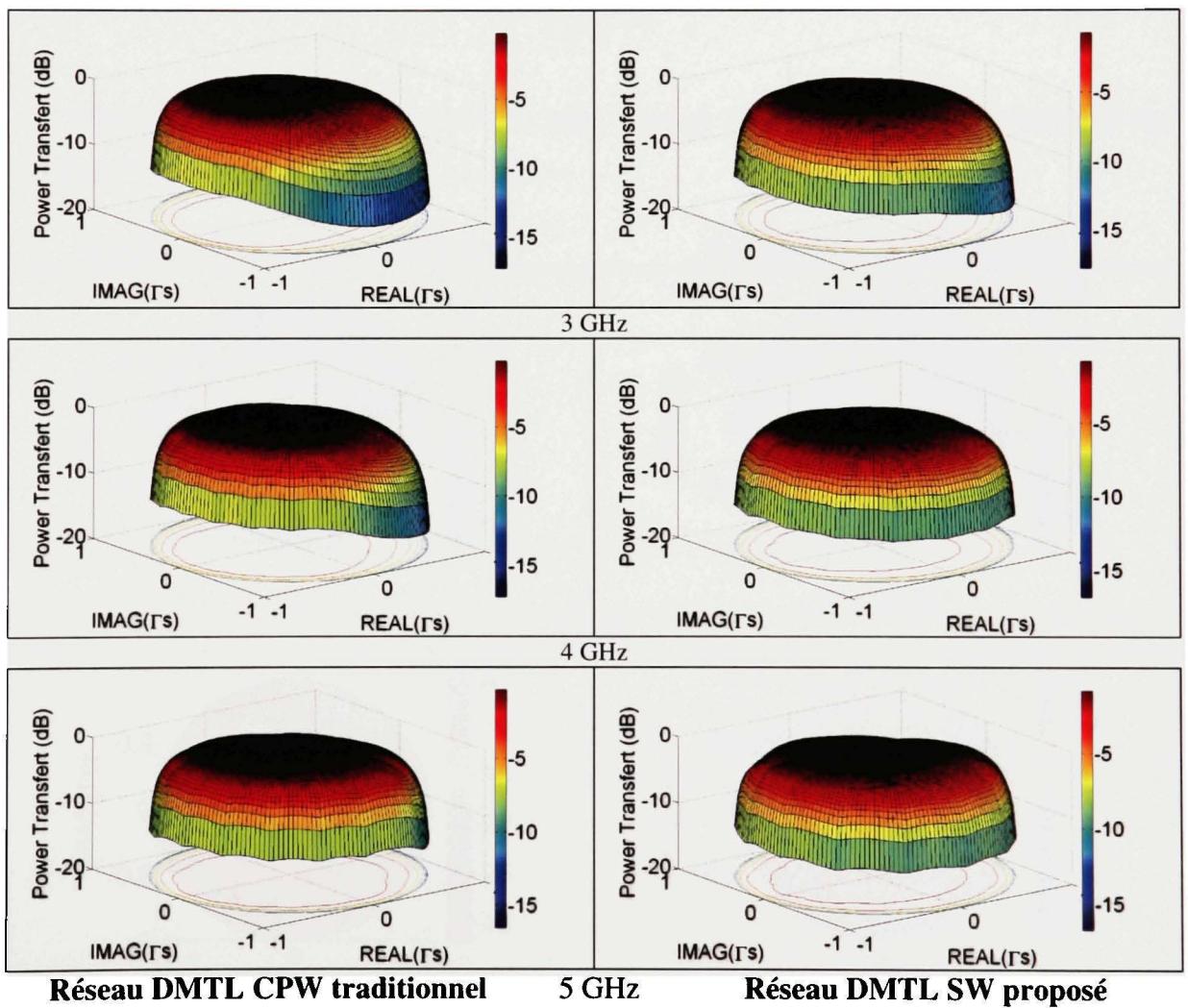


Figure 3.18 Transfert de puissance estimé selon l'impédance de la source (calculé avec l'équation 3.2).

Cette approche originale de visualisation des performances d'un réseau d'adaptation d'impédance démontre clairement la région du plan d'impédance de source (gammaS) pouvant être convenablement adapté. Dans tous les cas, la solution proposée montre un graphique plus aplati confirmant un transfert de puissance uniforme pour une grande plage de charges présentes dans le plan gamma S. Selon la même approche, l'inadaptation de l'entrée du réseau en fonction de la valeur de la source présentée peut être calculée selon (Gonzalez, 1997) :

$$\Gamma_{in} = \frac{\Gamma_s - S_{11}}{\Gamma_s S_{11} - 1} \quad (3.8)$$

La Figure 3.19 montre les régions du plan gamma S pour lesquelles l'adaptation est acceptable.

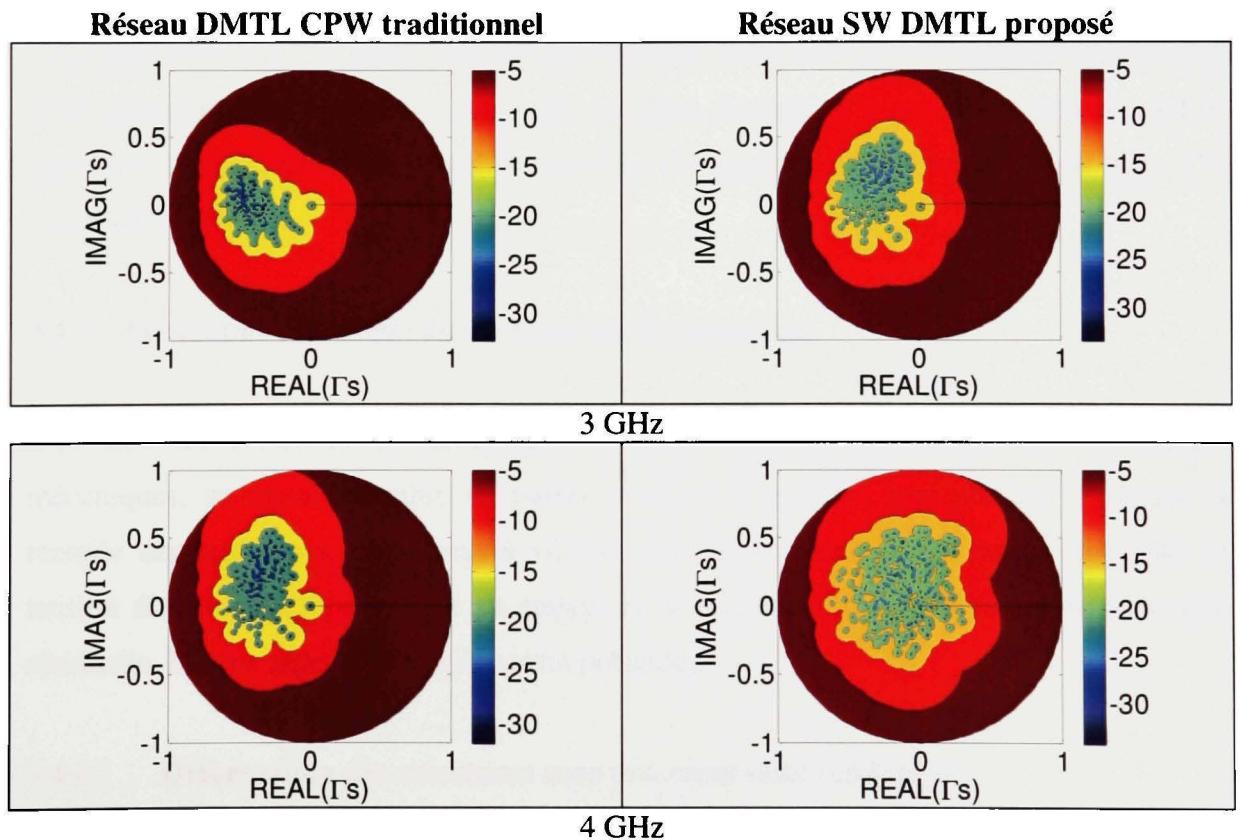


Figure 3.19 (partie I) Perte d'inadaptation (« return loss ») en fonction de la valeur d'impédance de la source (calculée avec l'équation 3.8).

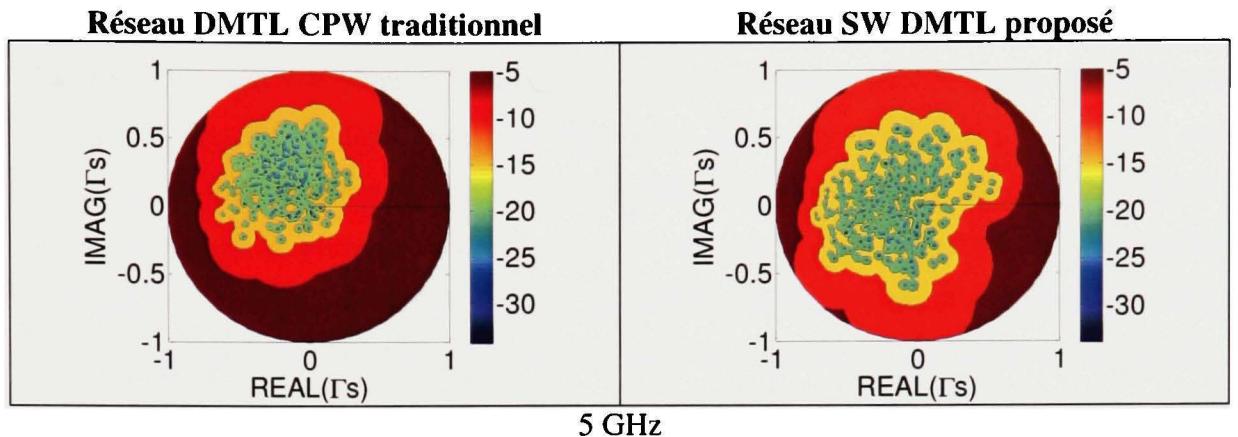


Figure 3.19 (partie II) Perte d'inadaptation (« return loss ») en fonction de la valeur d'impédance de la source (*calculé avec l'équation 3.8*).

La solution proposée SW-DMTL offre une amélioration visible de la couverture de l'abaque de Smith pour une dimension égale aux solutions DMTL conventionnelles. Le point important à travailler concerne la diminution des pertes associées à cette solution tout en maintenant une forte constante diélectrique effective. Dans le futur, une ronde d'optimisation de la géométrie SW pourra être effectuée. De plus, le chapitre 5 présentera une alternative permettant de minimiser les pertes et conserver l'avantage de l'intégration d'une ligne SW aux réseaux DMTL.

3.4.6 Estimation théorique du comportement mécanique

Bien que les contributions recherchées dans ce projet ne concernent pas les aspects mécaniques, un certain nombre de points ne doivent pas être négligés afin d'assurer la réussite des prototypes. Les points à vérifier sont entre autres, la contrainte résiduelle, la tension d'activation, la constante de ressort et la déformation engendrée par la contrainte résiduelle. Ici, ces aspects sont brièvement présentés.

3.4.6.1 Déformation des structures sous une contrainte résiduelle

La contrainte résiduelle dans les matériaux reste toujours une problématique présente dans la fabrication de circuit MEMS. Ces contraintes proviennent des forces d'interaction résultantes

du dépôt des matériaux. Cette propriété dépend principalement des conditions de déposition des matériaux. Les variations de température et l'énergie libérée au contact du matériel avec le substrat lors de la déposition engendrent une contrainte résiduelle qui produira une déformation de la structure mobile lorsque relâchée. Ces déformations affectent grandement le comportement et peuvent rendre les circuits tout simplement inutilisables. Le procédé UW-MEMS v1, étant à ses premiers jours, ne dispose pas de données pertinentes concernant la contrainte estimée dans la couche structurelle d'or (métal 2). Le guide de conception publié (CIRFE, 2007) donne une contrainte résiduelle évaluée sur un substrat de silicium, un contexte représentant un cas différent des conditions réelles du procédé UW-MEMS v1 (métal 2 déposé sur couche sacrificielle recouvrant un substrat d'alumine). Ainsi avant de démarrer l'analyse mécanique, une étude simple pour déterminer la plage approximative de la contrainte résiduelle attendue est effectuée sur des échantillons prototypes fabriqués au laboratoire CIRFE précédant le lot de fabrication officielle UW-MEMS v1.

Quelques poutres suspendues fabriquées selon le procédé UW-MEMS v1 sont utilisées pour extraire approximativement l'information requise. L'échantillon fourni par le CIRFE regroupe des poutres avec ancrages fixe-fixe et fixe-libre (« cantilever »). La Figure 3.20 illustre en 3D les déformations des structures obtenues après relâchement.

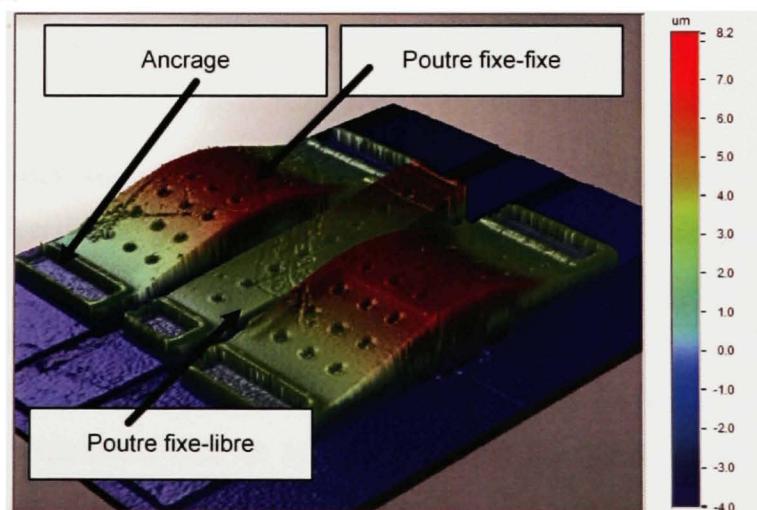


Figure 3.20 Image 3D prélevée à l'aide d'un profilomètre optique.

Sachant que la déposition de la couche structurelle pour UW-MEMS v1 s'effectue en deux couches distinctes (pulvérisation et électrodéposition), la couche structurelle peut être analysée selon le principe de superposition de films. La Figure 3.21 identifie les variables reliées à une poutre fixe-libre.

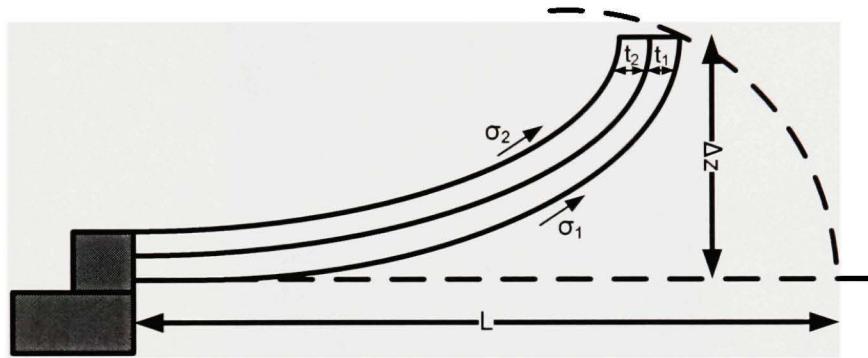


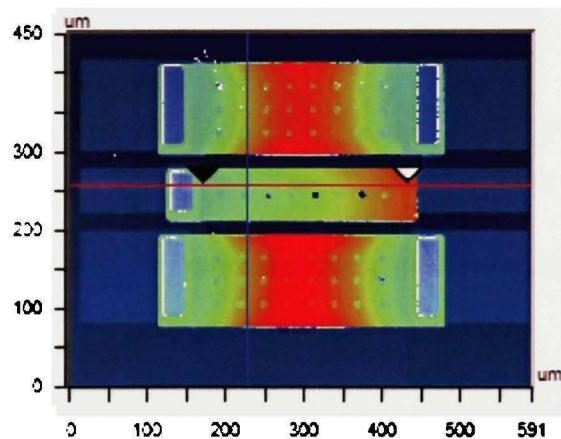
Figure 3.21 Déformation d'une poutre fixe-libre bicouche.

Sachant que la déformation maximale peut être estimée approximativement en fonction de la différence de contrainte résiduelle ($\sigma_2 - \sigma_1$), l'équation suivante présentée par Rebeiz, (2008) permet d'évaluer la différence entre les contraintes résiduelles ($\sigma_2 - \sigma_1$) de la couche par pulvérisation (σ_1) et la couche par électrodéposition (σ_2).

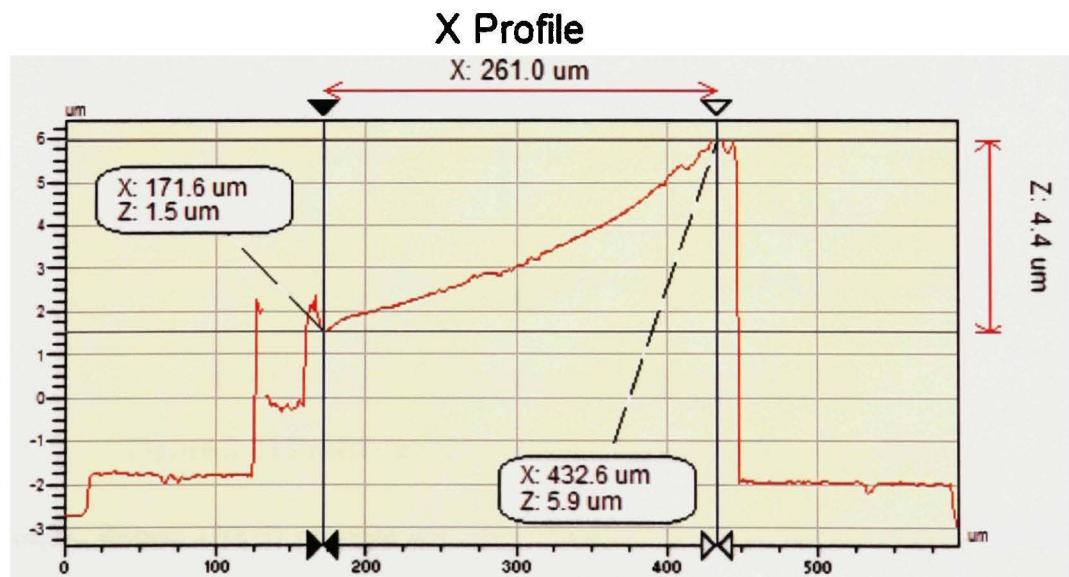
$$\Delta z = \frac{3(\sigma_2 - \sigma_1)L_{FL}^2}{4tE} \left[1 - \frac{(t_1 - t_2)^2}{t^2} \right] \quad (3.9)$$

Les données requises sont prélevées à l'aide d'un profilomètre optique 3D. L'appareil disponible à l'Université de Waterloo permet de mesurer les profils des structures 3D libres (Figure 3.22) afin d'obtenir les valeurs des inconnus (t , t_1 , t_2 , Δz et L_{FL}). Or, la différence de contrainte résiduelle uniquement n'est pas suffisante pour isoler la contrainte de chacune des couches mais l'information obtenue avec une poutre fixe-libre ne permet pas d'obtenir plus de détails. Pour poursuivre, Chu et al., (2007) donne la relation entre la déformation maximale au centre d'une structure de poutre fixe-fixé (Figure 3.23) et la contrainte résiduelle effective (σ_e) de la poutre.

$$\Delta z(\max) = \pm \sqrt{\frac{4EL_{FF}^2}{\sigma_e \pi^2} - \frac{16I}{A}} \quad (3.10)$$

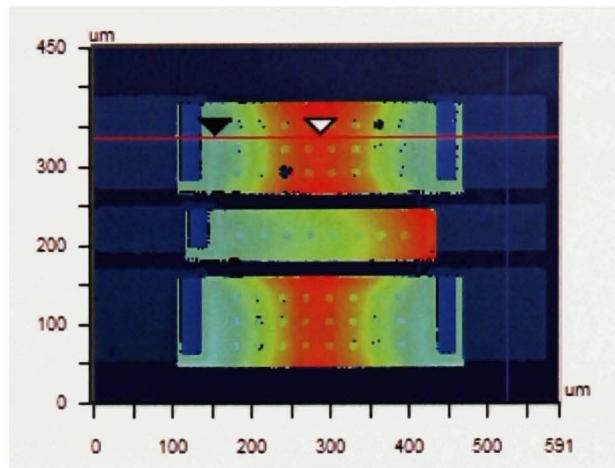


(a) Marqueurs de position pour la mesure du profil



(b) Profil de la poutre fixe-libre

Figure 3.22 Profil mesuré pour une poutre typique fixe-libre.



(a) Marqueurs de position pour la mesure du profil



(b) Profil de l'axe horizontal de la poutre fixe-fixe

Figure 3.23 Profil mesuré pour une poutre typique fixe-fixé.

Finalement, Rebeiz (2003) propose une approximation de la contrainte résiduelle effective d'un film multicouches.

$$\sigma_e = \frac{\sum \sigma_i t_i + \sigma_2 t_2}{t_1 + t_2} \quad (3.11)$$

La résolution des équations (3.9), (3.10) et (3.11) évaluées pour quelques échantillons permet de déterminer la contrainte résiduelle estimée pour le procédé de déposition exploité dans UW-MEMS v1. Le Tableau 3.4 résume les différentes données prélevées ainsi que les valeurs moyennes de contrainte résiduelle calculées.

Tableau 3.4

Résumé des données mesurées pour l'évaluation de la contrainte résiduelle

Paramètres	Variables	Unité	Valeur
Épaisseur totale	t	µm	1,20
Épaisseur couche pulvérisée	t_1	nm	200
Épaisseur couche électroplaquée	t_2	µm	1,00
Longueur poutre fixe-libre	L_{FL}	µm	180 à 290
Longueur poutre fixe-fixe	L_{FF}	µm	190 à 300
Déformation poutre fixe-libre	Δz	µm	2,1 à 6,1
Déformation poutre fixe-fixe	Δz	µm	3,1 à 5,7
Moyenne contrainte résiduelle effective	σ_e	MPa	-68,1
Moyenne contrainte résiduelle pulvérisation	σ_1	MPa	-109,1
Moyenne contrainte résiduelle électrodéposition	σ_2	MPa	-98,1

Cette valeur élevée de contrainte résiduelle effective provient principalement du dépôt par pulvérisation qui a été effectué à très basse pression (Thornton, Tabock et Hoffman, 1979). Le procédé de déposition par pulvérisation de l'or que nous utilisons au CIRFE s'effectue avec une faible présence d'argon dans la chambre donnant une pression très faible nettement inférieure au point de transition entre une contrainte de compression et une contrainte en tension. La rareté des molécules d'argon dans la chambre de déposition ne parvient pas à diminuer l'énergie cinétique des molécules pulvérisées avant le contact avec le substrat. La libération de l'énergie au contact avec le substrat génère une hausse de la température à la surface du substrat occasionnant l'augmentation de la contrainte résiduelle compressive. Bien que ce procédé puisse être optimisé en ajustant le débit d'argon introduit dans la chambre, le coût associé à une étude approfondie («design of experiment, DOE ») des conditions de déposition d'un film d'or est considérable. De plus, un dépôt par évaporation est réalisable au CIRFE afin de pallier au problème de contrainte résiduelle compressive. Le dépôt par

évaporation présente une contrainte résiduelle en tension qui n'engendre pas de déformation de la structure mais affecte la tension d'activation requise. Le dépôt par évaporation présente une alternative au CIRFE de recharge possible pour corriger le problème.

3.4.6.2 Constante de ressort des interrupteurs MEMS

Le facteur majeur influençant le comportement mécanique d'un interrupteur capacitif est la constante de ressort. Dans le cas des lignes DMTL, des interrupteurs électrostatiques fixe-fixe sont priorisés afin de minimiser les effets parasites en série et assurer une bonne connexion à la masse. La constante de ressort découle de deux phénomènes distincts : une portion provient de la raideur de la poutre (k_c^1) alors que l'autre portion résulte de la contrainte résiduelle (k_c^2). L'apport de la raideur de la poutre sur la constante de ressort est évalué à l'aide de l'équation (3.12) prélevée de Rebeiz (2003).

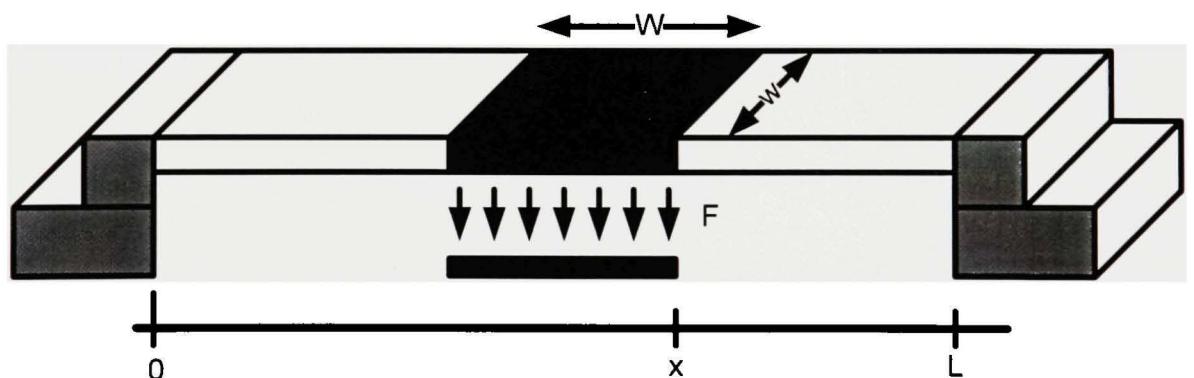


Figure 3.24 Distribution de la force électrostatique pour un interrupteur chevauchant une ligne coplanaire.

$$k_c^1 = 32 E w \left(\frac{t}{l} \right)^3 \frac{1}{8(x/l)^3 - 20(x/l)^2 + 14(x/l) - 1} \quad (3.12)$$

Les interrupteurs envisagés de longueur de 300 µm, largeur de 100 µm et d'épaisseur de 1,2 µm engendrent une constante de ressort (k_c^1) évaluée à 10,2 N/m selon l'équation 3.12. Rebeiz (2003) suggère une constante minimale de 10 N/m afin d'assurer une force de

restauration suffisante pour remettre l'interrupteur en position initiale suite à une activation. Concernant, la portion engendrée par la contrainte résiduelle, l'analyse théorique n'est pas valide dans ce cas-ci sachant que la contrainte résiduelle compressive est supérieure à la contrainte critique occasionnant la déformation de la poutre. Ici, nous supposerons que l'ensemble de la contrainte résiduelle est relâchée suite à la déformation de la poutre et nous considérerons uniquement la partie causée par la raideur.

3.4.6.3 Dimensionnement de la plaque supérieure de l'interrupteur capacitive

D'abord la déformation a été calculée selon l'équation 3.9. Connaissant maintenant la déformation estimée à 5,4 µm de la membrane suspendue de longueur de 300 µm composant l'interrupteur (section 3.3.6.1), il est possible d'estimer les dimensions requises. Par la suite, la région centrale est approximée comme étant parallèle à la plaque inférieure. L'équation suivante est utilisée pour évaluer les dimensions requises pour la membrane suspendue au-dessus du conducteur central de la ligne de transmission pour rencontrer les besoins identifiés au Tableau 3.3.

$$C_b = \frac{\epsilon_o w W}{g_o + \Delta z + \frac{t_d}{\epsilon_r}} + FF \quad (3.13)$$

Le Tableau 3.5 résume les données requises pour le calcul des dimensions des membranes capacitatives. Le facteur *FF* dépend grandement de l'empilement des couches et des épaisseurs en jeu. Ce facteur a été déterminé pratiquement et l'analyse est présentée en ANNEXE IV. Par la suite, les simulations HFSS sont venues appuyer ce résultat. Le Tableau 3.5 résume les spécifications des interrupteurs capacitifs conçus.

Notons que le dessin des masques a été soumis pour la fabrication avant l'analyse complète de la déformation engendrée par la contrainte résiduelle. Les interrupteurs fabriqués ont donc été sous dimensionnés ayant initialement estimé la déformation de la membrane suspendue à 1 µm. L'impact de cette sous-estimation des largeurs diminuera l'impédance caractéristique

et la constante diélectrique effective de la structure DMTL à l'état ouvert. Lors de l'expérimentation, l'erreur commise affecte dans les mêmes proportions le circuit de référence et le circuit proposé fabriqués sur le même lot. Cette première preuve de concept permettra donc de confirmer l'avantage de la solution proposée sur les circuits traditionnels.

Tableau 3.5
Dimensionnement des interrupteurs capacitifs

Paramètres	Variables	Unité	REF	SW
Capacité de l'interrupteur MEMS up	C_{bup}	fF	47,9	66,7
Capacité de l'interrupteur MEMS dn	C_{bdn}	fF	708,92	987,16
Déformation	Δz	µm	5,4	5,4
Hauteur couche sacrificielle	g_o	µm	2,5	2,5
Constante diélectrique SiO ₂		---	3,9	3,9
Largeur conducteur central	W	µm	100	100
Effet de bord	FF	fF	13,46	13,46
Largeur de l'interrupteur théorique	$w_{théo}$	µm	210	330
Largeur des interrupteurs fabriqués	W	µm	140	200
Capacités fabriquées	C_{bup}	fF	28,79	35,36

3.4.6.4 Calcul de la tension d'actionnement électrostatique des interrupteurs MEMS

Connaissant les dimensions des interrupteurs capacitifs et la constante de ressort, il est possible d'estimer la tension d'actionnement électrostatique. L'actionnement des interrupteurs envisagés est de type électrostatique. Ce type d'actionnement est privilégié afin de minimiser la consommation de puissance et conserver un excellent niveau d'efficacité du réseau d'adaptation d'impédance. Dans le cas des actionnements électrostatiques, les phénomènes d'activation ont été confirmés par de nombreux auteurs. Rebeiz (2008) présente la tension d'actionnement de l'interrupteur (« pull-in voltage »). Cette tension d'actionnement, où la force électrostatique devient supérieure à la force mécanique, est évaluée selon l'équation (3.14).

$$V_p = V \left(\frac{2}{3} g_o \right) = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_o Ww} g_o^3} \quad (3.14)$$

Dans notre cas, g_o correspond à la somme de la déformation causée par la contrainte résiduelle et l'espacement initial prévu par la couche sacrificielle. Avec les données regroupées au Tableau 3.5 et la constante de ressort de 10,2 N/m calculée à la section 3.3.6.2, la tension d'actionnement est estimée à 90,8 Volts pour l'interrupteur utilisé dans la ligne SW DMTL et 108,6 Volts pour l'interrupteur composant la ligne DMTL traditionnelle de référence. Cette tension élevée provient directement de la forte déformation générée par la contrainte résiduelle effective. En contrepartie, le simulateur électromécanique CoventorWare a été utilisé afin de vérifier cette estimation.

Tableau 3.6
Résumé des paramètres électrostatiques

Paramètres	Variables	Unité	REF	SW
Largeur électrode	w	µm	140	200
Longueur électrode	W	µm	100	100
Constante de ressort	k	N/m	10,2	10,2
Tension d'activation	V_p	V	108	90

3.4.7 Interconnexion avec le dispositif actif PH25

La valeur des impédances présentées au transistor détermine le gain obtenu pour l'amplificateur. La Figure 3.4 montre les cercles de gain potentiel indiquant les zones de l'abaque de Smith ciblées pour obtenir le gain potentiel atteignable. Dans le cas d'un réseau d'adaptation fixe, une charge unique peut être synthétisée pour une fréquence donnée. Dans le processus de conception, il faut alors fixer la fréquence désirée et la charge optimale associée. Ici, afin d'estimer concrètement le bénéfice du réseau variable proposé, les performances des réseaux variables sont comparées à un réseau traditionnel de tronçon fixe calculé pour la fréquence de 5 GHz. La Figure 3.4 illustre qu'une source de valeur $(18,5+j12,75)$ ohms et une charge de valeur $(35,45+j1)$ sont convoitées pour produire un gain total de 3,5 dB comparativement aux charges de 50 ohms. D'un côté, les circuits d'adaptation fixes conçus à l'aide de tronçons en ligne micro-ruban d'épaisseur d'un micron d'or sur un substrat d'alumine permettent de synthétiser les impédances présentées à la

Figure 3.25. Cette figure illustre bien la variation d'impédance obtenue avec un réseau fixe en fonction de la fréquence. En comparaison à la Figure 3.4, le mouvement des charges en fonction de la fréquence illustré dans la Figure 3.25 s'éloigne des impédances recherchées pour les fréquences différentes de 5 GHz.

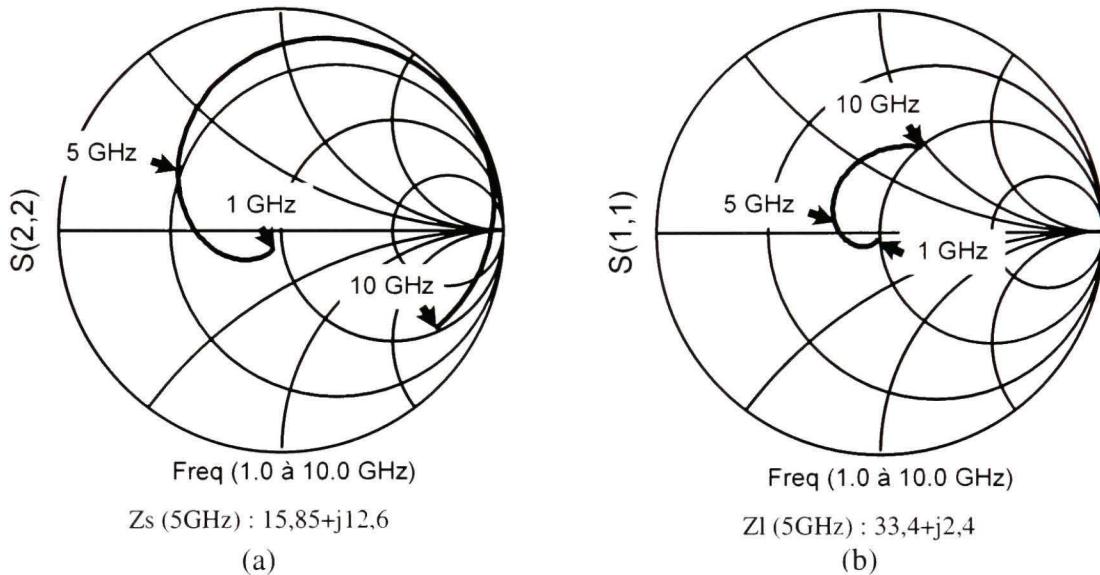


Figure 3.25 Impédances synthétisées à l'aide d'un circuit d'adaptation fixe.

L'intégration de ces réseaux fixes avec le dispositif pour réaliser un amplificateur fixe de référence donne le gain présenté à la Figure 3.26. Cette réponse en fréquence confirme le gain attendu selon la Figure 3.2-b en utilisant les charges adéquates. Maintenant, le bénéfice réel du réseau d'adaptation d'impédance proposé (SW-DMTL) peut être comparé à cet amplificateur conventionnel fixe. La Figure 3.27 montre les différents états d'un amplificateur variable comprenant un réseau SW-DMTL à l'entrée du transistor et un réseau fixe à la sortie. Les cercles de gain de la Figure 3.4-a ayant fait ressortir un impact significatif à la source plutôt qu'à la charge dans le cas de ce dispositif PH25. L'ajout d'un réseau variable à la charge permettrait uniquement d'aller chercher une fraction de dB dans ce cas. Toutefois, dans un cas général, il est réaliste de prévoir un besoin de deux réseaux variables.

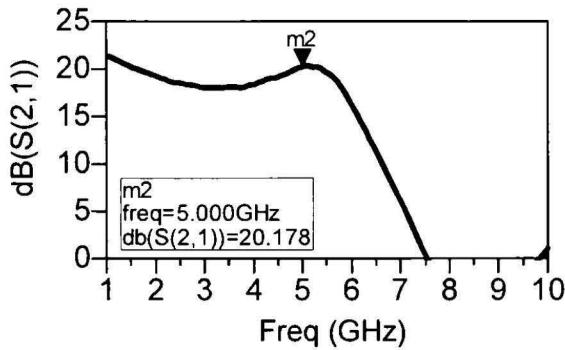


Figure 3.26 Réponse en fréquence de l'amplificateur fixe.

Pour pratiquement la totalité de la plage de fréquences entre un et dix GHz, il existe un état de l'amplificateur variable offrant un meilleur gain que la solution fixe d'adaptation. La Figure 3.27 illustre clairement le gain obtenu avec des charges spécifiques pour chaque fréquence comparativement au dispositif seul.

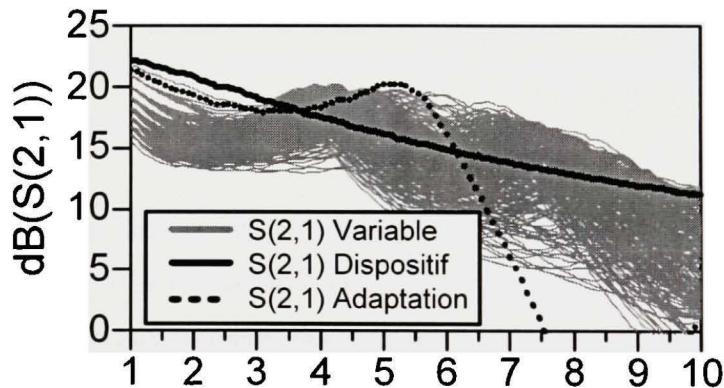


Figure 3.27 Performance de l'amplificateur variable pour différents états.

3.5 Sommaire des paramètres des circuits conçus

En résumé le chapitre 3 présente les étapes de conception d'un réseau d'adaptation d'impédance variable à base de MEMS RF. La stratégie exploitée pour minimiser les dimensions de la solution proposée est d'intégrer une ligne à forte constante diélectrique effective (SW) dans un réseau de type DMTL. Dans le but d'identifier distinctement les gains

de la solution proposée, nous avons conçu en parallèle un circuit conventionnel de type coplanaire similaire à celui proposé dans la littérature par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004). L'avantage d'utiliser la ligne SW de constante diélectrique effective de 15 plutôt que la ligne conventionnelle CPW de constante diélectrique inférieure est non négligeable. L'analyse théorique des performances des deux circuits montre la possibilité de réduire la fréquence d'opération minimale à 4,5 GHz avec la ligne SW plutôt que 6,25 GHz avec une ligne CPW de même longueur physique (4 mm). Dans les deux cas, huit interrupteurs MEMS capacitifs sont utilisés et l'espacement entre chaque section est de 500 μm . L'étude du taux de transfert de puissance et des pertes d'inadaptation des structures montre aussi l'avantage important de la solution développée. Les interrupteurs capacitifs conçus pour les deux topologies sont similaires. L'effet d'inclure une ligne de forte constante diélectrique effective nécessite l'augmentation de la capacité des interrupteurs requis. En fait, la capacité équivalente des interrupteurs par longueur d'onde est conservée dans les deux situations. Le dimensionnement de ces plaques d'interrupteur a été fait en tenant compte des déformations engendrées par la contrainte résiduelle effective estimées. Les tensions d'activation évaluées sont de 90 volts et 108 volts pour l'interrupteur intégré avec la solution SW et le circuit CPW conventionnel respectivement.

Les composantes étudiées dans ce chapitre doivent être réalisées en pratique afin de certifier la validité des modèles et la conformité des résultats estimés. La fabrication des circuits MEMS implique de nombreux inconnus pouvant affecter grandement le comportement.

CHAPITRE 4

PRÉSENTATION DES RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

4.1 Introduction

L'approche de conception et d'optimisation proposée au chapitre 2 doit être soutenue par des résultats pratiques afin de confirmer la validité des modèles exploités. Pour se faire, nous avons conçu deux circuits distincts au chapitre 3 : un circuit CPW-DMTL conventionnel ainsi qu'un circuit intégrant une ligne à forte constante diélectrique (SW-DMTL). Le chapitre 4 présente les résultats obtenus avec les circuits fabriqués au « Center for RF Integrated Engineering, (CIRFE) » de l'université de Waterloo. Le CIRFE dispose d'un laboratoire de microfabrication complet en salle propre dont l'orientation principale des projets touche la fabrication de composantes RF MEMS. Le CIRFE offre un lot de fabrication multi-usagers aux chercheurs engagés dans des travaux touchant les RF-MEMS. Pour cette première preuve de concept, nous avons joint le lot public de fabrication UW-MEMS v1 et pris part à la fabrication de celui-ci. Par la suite, une seconde itération a été effectuée avec le procédé amélioré UW-MEMS v2 pour corriger les problèmes de fabrication. De plus, cette seconde itération a permis de valider le concept de SW-DMTL pour la réalisation de déphaseur micro-ondes. Ce chapitre présente les résultats obtenus lors ces deux phases de fabrication.

4.2 Résultats de la première itération

4.2.1 Étapes de fabrication

Avant d'entreprendre la fabrication, la première étape consiste à faire le dessin des masques en respectant les contraintes du procédé décrit dans le manuel des règles de dessin pour la fabrication UW-MEMS v1 est disponible sur internet (CIRFE, 2007). Les masques sont dessinés selon les spécifications déterminées au chapitre 3. Le Tableau 4.1 résume les caractéristiques majeures des circuits conçus. Ces spécifications proviennent du procédé de

fabrication décrit à la section 3.3.3.1 ainsi que des paramètres théoriques présentés au chapitre 2.

Tableau 4.1
Caractéristiques des circuits conçus

Paramètres	Variables	Unité	REF	SW
Fréquence d'opération minimale	f_{min}	GHz	6,25	4,5
Fréquence d'opération maximale	f_{max}	GHz	20	15
Longueur physique	$N.s$	mm	4	4
Nombre d'interrupteurs MEMS	N	---	8	8
Espacement (centre à centre)	s	μm	500	500
Largeur des interrupteurs fabriqués	W	μm	140	200
Capacités fabriquées	C_{bup}	fF	28,79	35,36
Épaisseur métal 1	t_1	μm		1
Épaisseur métal 2	t_2	μm		1,25
Épaisseur couche sacrificielle	g_o	μm		2,5
Épaisseur isolant	t_d	μm		0,7
Constante diélectrique isolant	$\epsilon_{r(SiO_2)}$	---		3,9
Tension d'activation	V_p	V	108	90

Le procédé est exécuté en salle propre au laboratoire CIRFE. L'ensemble des manipulations pour cette fabrication est effectué minutieusement afin de garantir la réussite des circuits. Une formation complète et détaillée est requise pour accéder à un tel laboratoire et pouvoir utiliser les équipements nécessaires pour la fabrication. Pour effectuer une fabrication multi-projets, les travaux individuels sous forme de fichier GDS sont regroupés pour créer le jeu de masques commun. Dans le cadre de ce projet, le logiciel CoventorWare fut utilisé pour le dessin des circuits. L'avantage des lots de fabrication multi-projets est de diviser le coût des masques et le temps de production entre les usagers. Le procédé UW-MEMS v1 nécessite six masques distincts. Afin de réaliser des interrupteurs capacitifs, seulement cinq de ces masques sont requis. Le masque cinq utilisé pour la réalisation de fossettes n'est utile que pour les cas d'interrupteurs ohmiques. La Figure 4.1 illustre les différentes couches requises pour la fabrication de la composante proposée. Le masque 1 permet de créer la géométrie de la ligne de transmission à l'aide d'une couche d'un micromètre d'or. Le second masque

définit les lignes de polarisation résistives utilisées pour actionner les dispositifs MEMS sans influencer le comportement micro-ondes. Par la suite, la couche d'isolant requis pour la création des interrupteurs capacitifs est réalisée avec le troisième masque. Le quatrième masque permet de créer des ancrages pour les structures suspendues qui seront fabriquées avec 1,25 µm d'or selon le sixième masque. L'espace alloué pour chaque usager permet d'inclure plusieurs variantes de cette composante.

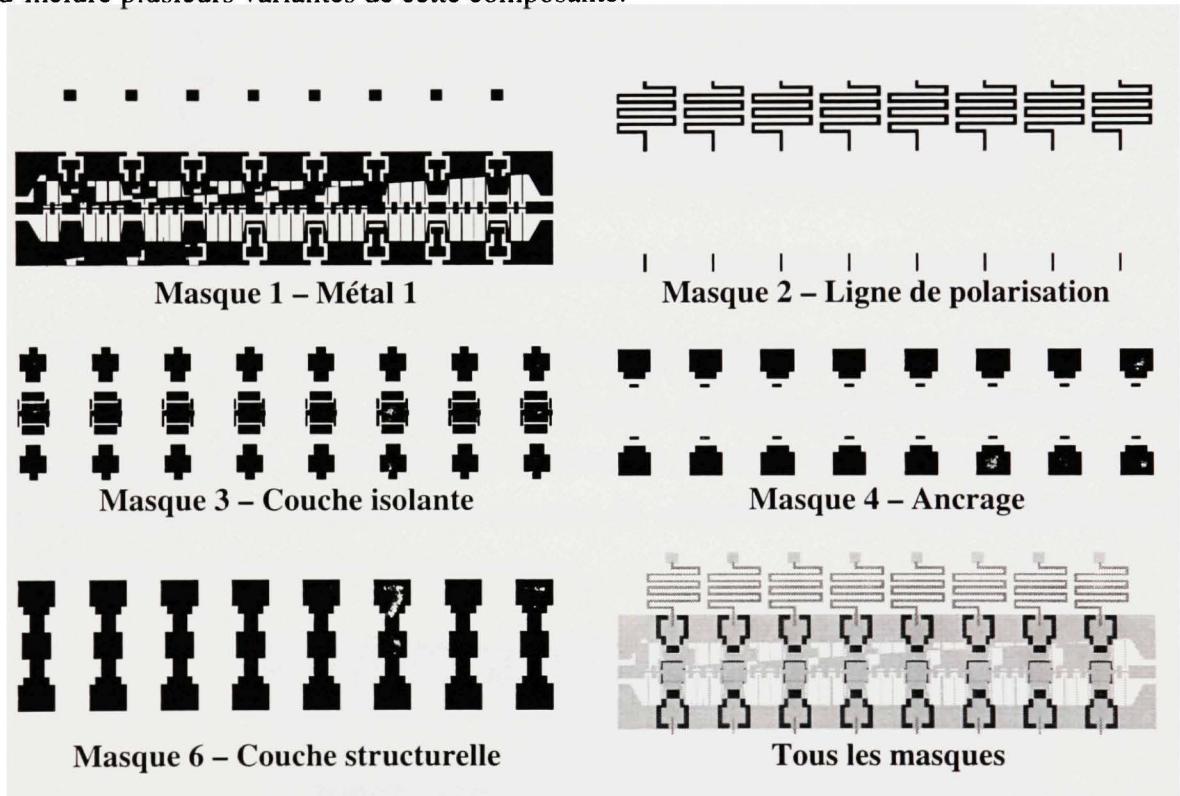


Figure 4.1 Masques utilisés pour la fabrication des circuits.

Les manipulations détaillées concernant la fabrication du procédé UW-MEMS v1 ne sont pas présentées ici étant la propriété du laboratoire CIRFE. La Figure 4.2 présente une photographie optique de la composante DMTL fabriquée intégrant une ligne SW. Visiblement, le procédé requiert certaines améliorations afin de corriger les défauts et déformations obtenus avec la couche structurelle (métal 2) lors de la première itération. L'observation des circuits MEMS uniquement avec un microscope optique ne permet pas d'identifier tous les détails de la fabrication. Il est primordial de disposer d'un microscope à

balayage électronique pour obtenir l agrandissement suffisant pour analyser en profondeur la qualité de la fabrication.

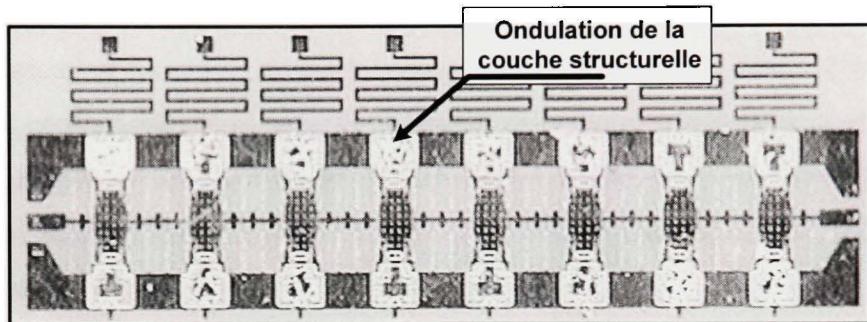


Figure 4.2 Photographie optique du réseau DMTL intégrant une ligne SW.

Les déformations des interrupteurs MEMS suspendus engendrées par la contrainte résiduelle élevée sont très évidentes à la Figure 4.3. De plus, on remarque la sous gravure des trous requis dans la couche structurelle pour le retrait de la couche sacrificielle. Ajoutons que la géométrie définie à l'aide du procédé standard de « lift-off » n'est pas exactement fidèle au masque utilisé pour les lignes de transmission.

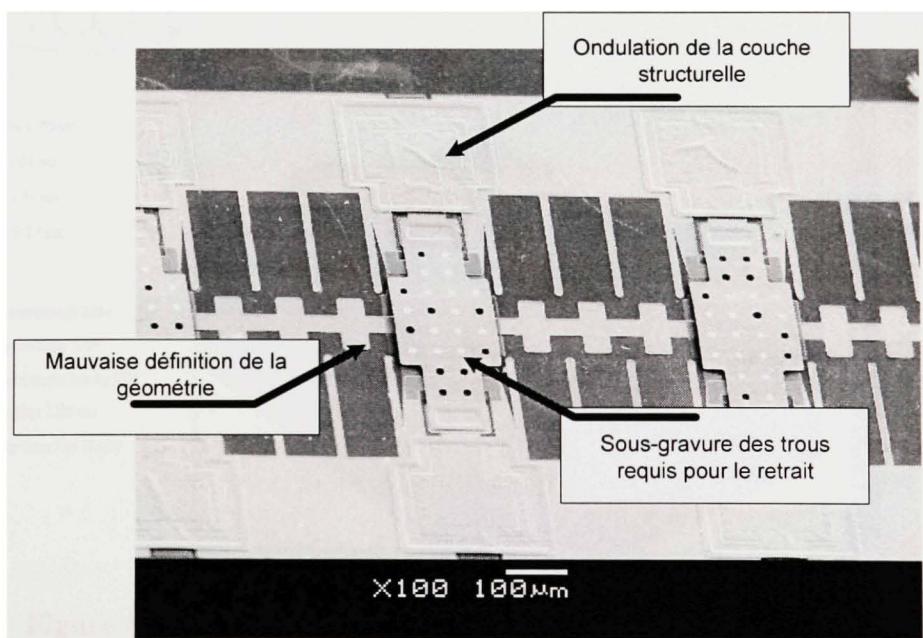


Figure 4.3 Image prélevée au microscope à balayage électronique.

La Figure 4.4 et la Figure 4.5 présentent les mesures de topographie effectuées après le retrait de la couche sacrificielle. L'observation du profil de l'interrupteur montre une déformation de 7.9 μm . Cette déformation est supérieure à la déformation estimée à la section 3.3.6.3. Cette erreur provient du changement de conditions de dépôt de la couche structurelle. Lors de la fabrication de ce lot, la couche structurelle a été faite par électrodepositio selon une densité de courant différente puisque la surface du substrat a largement augmenté. Kal et al. (2006) ont rapporté que la densité de courant affecte le niveau de contrainte résiduelle lors d'un procédé d'électrodepositio. En reprenant la technique présentée à la section 3.3.6.1 sur les circuits actuels, la contrainte résiduelle effective de la couche structurelle de ce lot UW-MEMS v1 est évaluée à -115 MPa. Pratiquement, nous pouvons donc nous attendre à des valeurs de capacités légèrement différentes des valeurs estimées. Puisque les solutions étudiées sont fabriquées sur le même lot de fabrication, cette variation affectera dans les mêmes proportions le circuit de référence et la solution proposée. Ce qui permettra de faire une comparaison équitable entre les approches et de tirer les conclusions sans mettre en péril l'expérimentation.

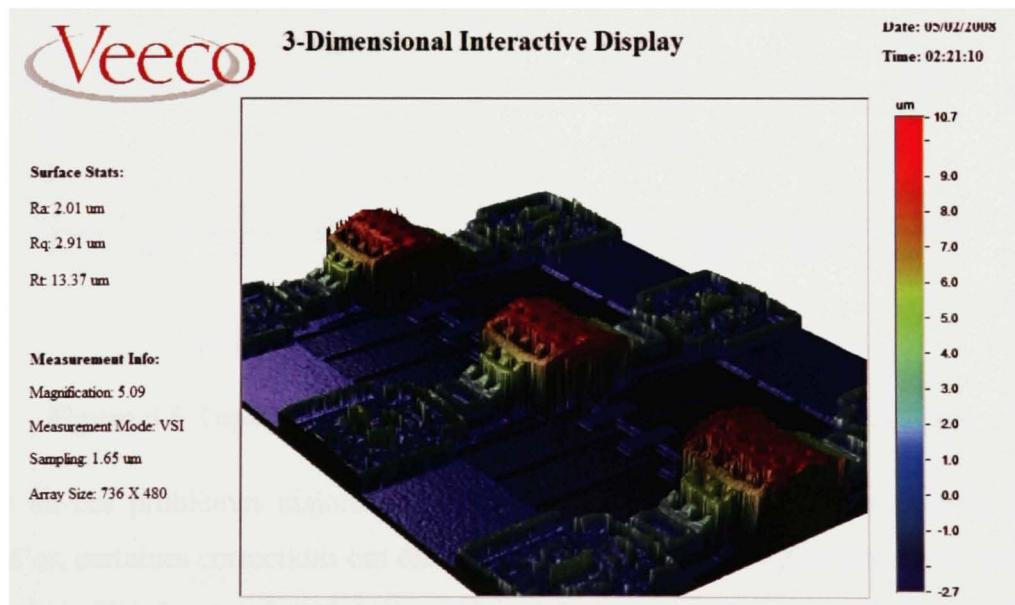
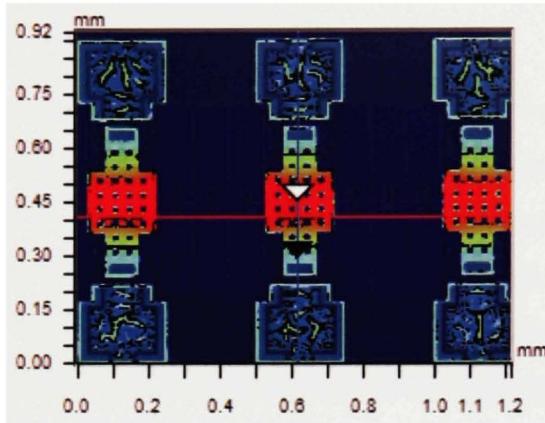
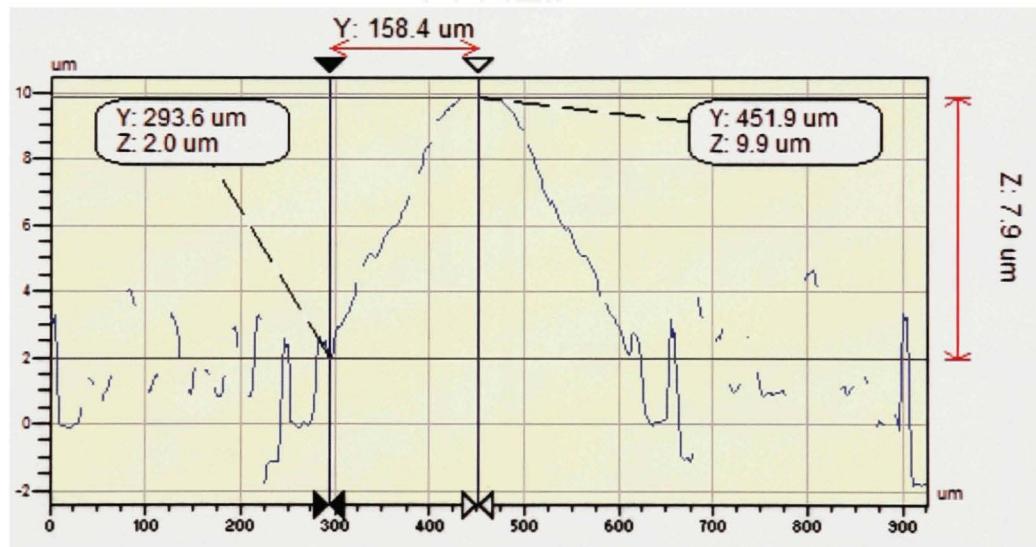


Figure 4.4 Mesure de topographie effectuée par interférométrie.



(a) Marqueurs de position pour la mesure du profil

Y Profile

(b) Profil de l'axe horizontal de la poutre fixe-fixe

Figure 4.5 Topographie mesurée à l'aide d'un profilomètre optique.

À cause de ces problèmes majoritairement reliés à la contrainte résiduelle de la seconde couche d'or, certaines corrections ont été apportées au procédé lors d'une seconde itération et le résultat amélioré est présenté à la section 4.3. De plus, la technique de transfert des géométries pour les conducteurs en or a été améliorée.

4.2.2 Tests et validations des prototypes

Le premier test effectué concerne la validation du modèle RF à l'état entièrement ouvert. Ces mesures sont effectuées sous pointes à l'aide d'une station dédiée et d'un analyseur de réseau vectoriel dûment calibré. Le montage utilisé ici est composé d'une station de mesure sous pointe Cascade Microtech et d'un analyseur de réseaux vectoriel 8722ES de la compagnie Agilent. Les sondes RF ainsi que le substrat de calibration proviennent de la compagnie SUSS. La Figure 4.6 illustre la comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats prédits en simulation. À première vue, les résultats correspondent relativement bien avec les estimations effectuées.

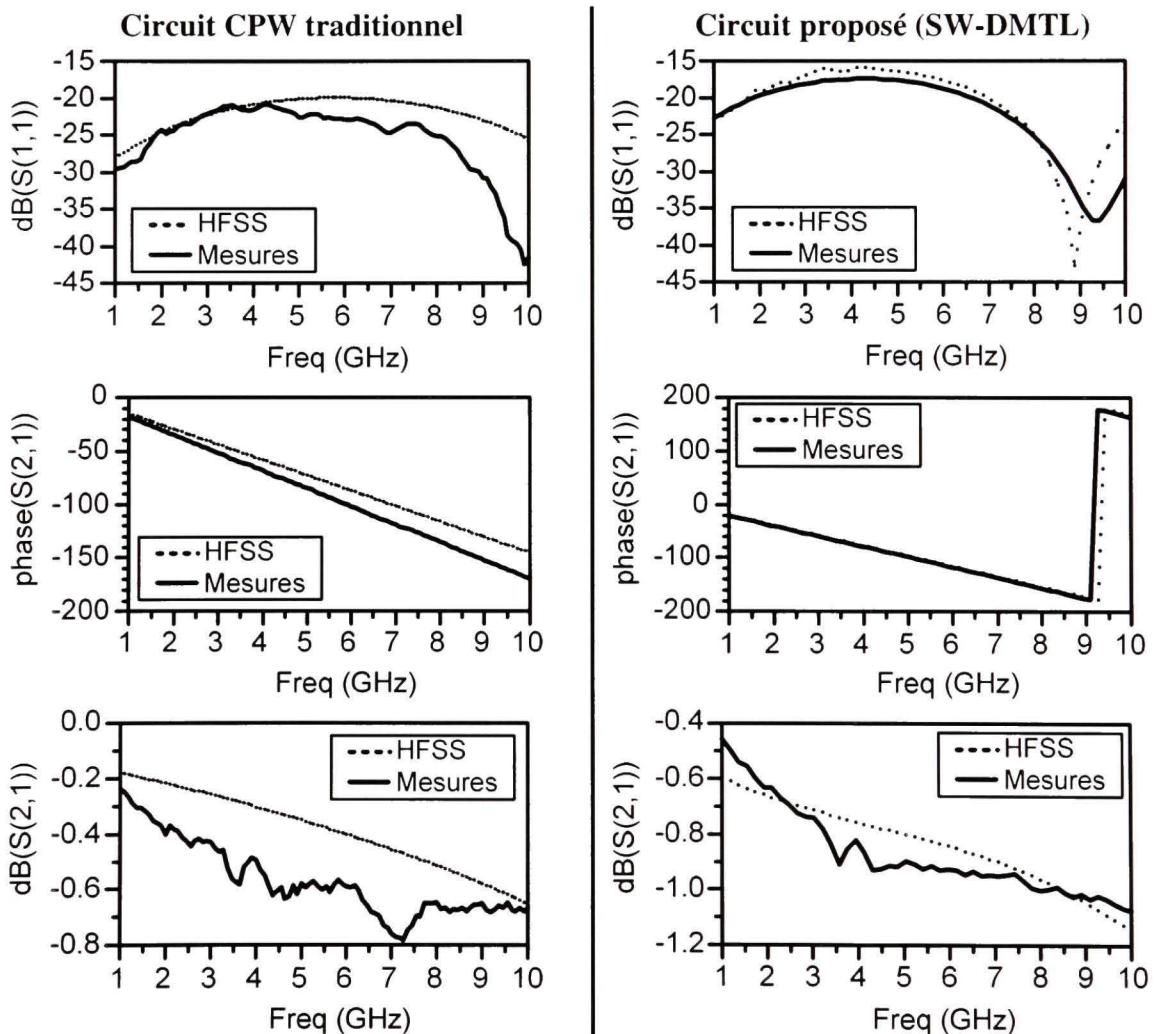


Figure 4.6 Comparaison des résultats estimés avec HFSS et des mesures.

Aux validations RF s'ajoutent des tests d'actionnement électrostatique. Ces tests sont d'abord effectués indépendamment des tests RF afin de s'assurer de la fonctionnalité et éviter d'endommager les appareils RF avec une tension trop élevée. Il est primordial de vérifier qu'il n'y a pas de fuite causée par un court-circuit entre les électrodes d'activation DC et le signal RF. Dans ce cas, la tension requise pour actionner les interrupteurs est de 115 volts ce qui correspond aux estimations effectuées à la section 3.3.6.4.

Il est cependant intéressant de chercher à corriger le modèle théorique RF afin d'identifier les différences majeures entre les simulations électromagnétiques et les résultats expérimentaux.

4.2.3 Correction du modèle de simulation

D'abord, il faut noter qu'une résistance en série avec les interrupteurs capacitifs doit être ajoutée au modèle (Figure 4.7). Cette résistance provient probablement de la mauvaise connexion des membranes suspendues au niveau des ancrages. L'épaisseur de métal déposé sur le mur au point d'ancrage de la structure suspendue, semble amincie en pratique ce qui n'est pas reflété dans les simulations électromagnétique 3D.

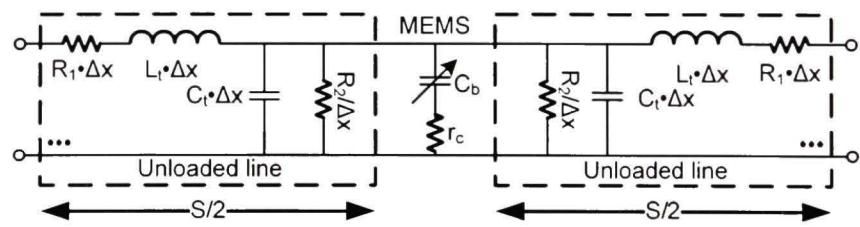


Figure 4.7 Modèle corrigé pour représenter les résultats expérimentaux.

Le Tableau 4.2 résume les données extraites des mesures expérimentales. Ces données sont trouvées en optimisant le modèle théorique de départ pour converger vers les résultats pratiques. Sachant que la définition de la géométrie des conducteurs fabriqués diffère légèrement des dessins des masques, ces résultats confirment la précision des modèles extraits des simulations électromagnétiques effectuées avec HFSS. Concernant la résistance

série (R_I), la variation s'explique par la difficulté d'obtenir un maillage suffisamment précis en raison de la lourdeur des simulations associées à un tel maillage requis pour estimer les pertes dans le conducteur.

Tableau 4.2
Caractéristiques des composantes fabriquées

Paramètres	Unité	Référence		Ligne SW	
		Théo.	Exp.	Théo.	Exp.
R_I	ohm/m	1238,48	900,37	2561,46	1709,08
L_t	nH/m	585,622	655,47	814,135	829,99
C_t	pF/m	141,319	157,43	196,639	181,21
R_2	ohm.m	126272	304284	131403	60264
Zo (eq. 2.5)	ohm	64,374	64,52	64,35	67,68
ε_{eff} (eq. 2.6)	---	7,448	9,28	14,41	13,54
C_{bup}	fF	28,79	29,9	35,36	42,69
R_c	ohm	---	9,9	---	4,76

La Figure 4.8 illustre la comparaison du modèle corrigé et des résultats expérimentaux pour deux états de la composante de référence basée sur une ligne CPW traditionnelle. Les corrections apportées au modèle théorique permettent d'augmenter la fidélité des paramètres S_{11} et de la phase de S_{21} . Le modèle respecte fidèlement les résultats. Par contre, il est difficile d'obtenir une meilleure exactitude sur une large bande de fréquences pour la transmission (S_{21}). Advenant qu'un modèle plus précis est requis, il faut alors réduire la plage de fréquences autour de la zone d'intérêt. Principalement, l'ajustement du modèle pour une plage de fréquences restreinte affectera la valeur de la résistance série (R_I). Ce modèle doit impérativement être ajusté pour la fréquence d'intérêt dans le cas du calcul des pertes et du transfert de puissance entre la source et la charge. Le modèle a été vérifié pour différents états des interrupteurs. La Figure 4.8 montre deux états différents confirmant l'exactitude du modèle.

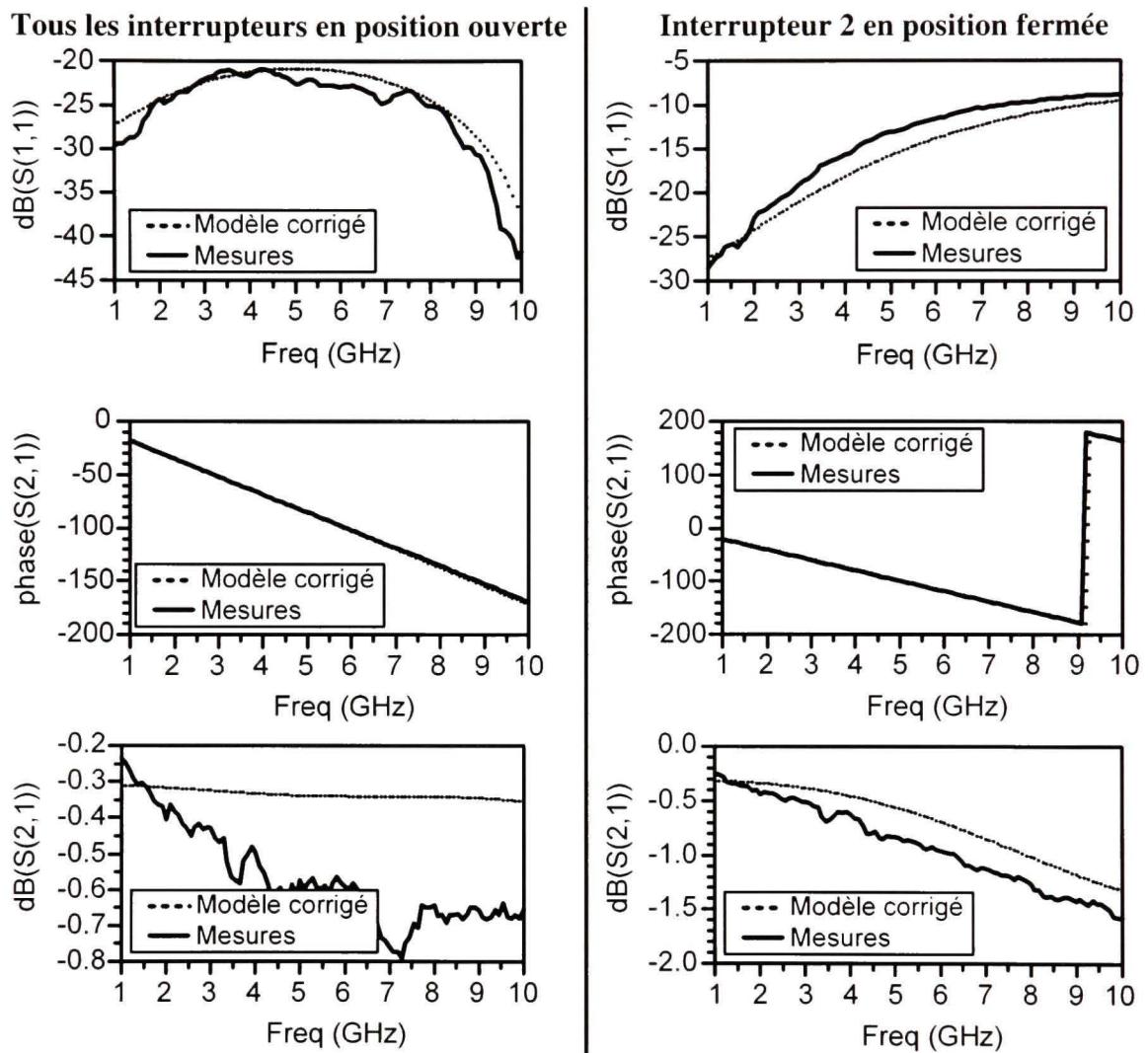


Figure 4.8 Résultats expérimentaux comparés au modèle distribué pour la composante de référence.

De la même manière, le modèle corrigé pour la structure proposée (SW DMTL) est comparé aux résultats expérimentaux à la Figure 4.9. Les mêmes constatations s'appliquent.

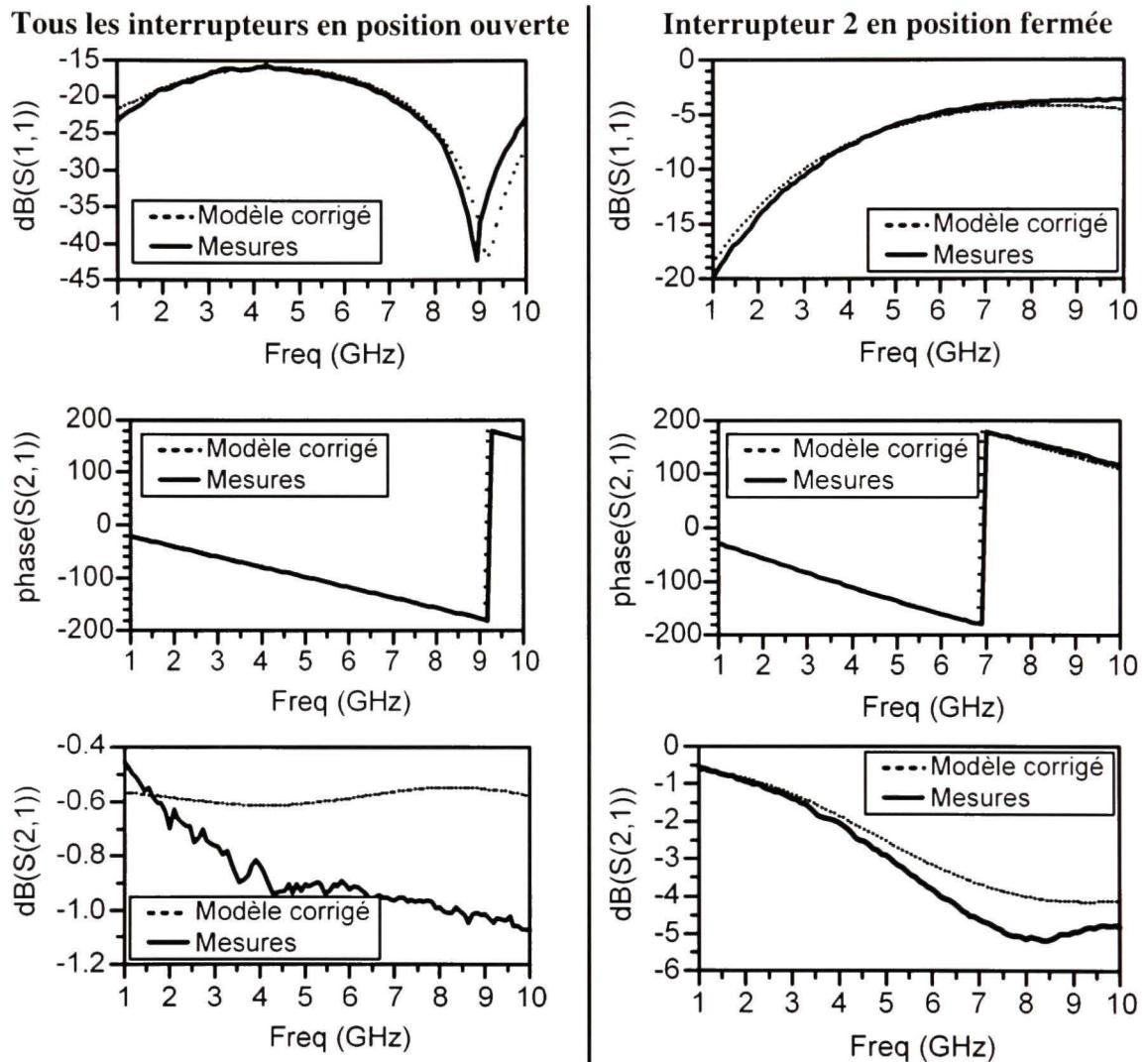


Figure 4.9 Résultats expérimentaux comparés au modèle distribué pour la composante proposée basée sur l'intégration d'une ligne SW.

Bien que les paramètres corrigés diffèrent légèrement des valeurs estimées initialement à l'aide des simulations électromagnétiques, il est intéressant de comparer les caractéristiques effectives des lignes DMTL fabriquées. La Figure 4.10 montre la concordance de l'impédance et la constante diélectrique effective prélevées des résultats expérimentaux et des simulations électromagnétiques 3D calculées à l'aide des équations (3.1) et (3.2).

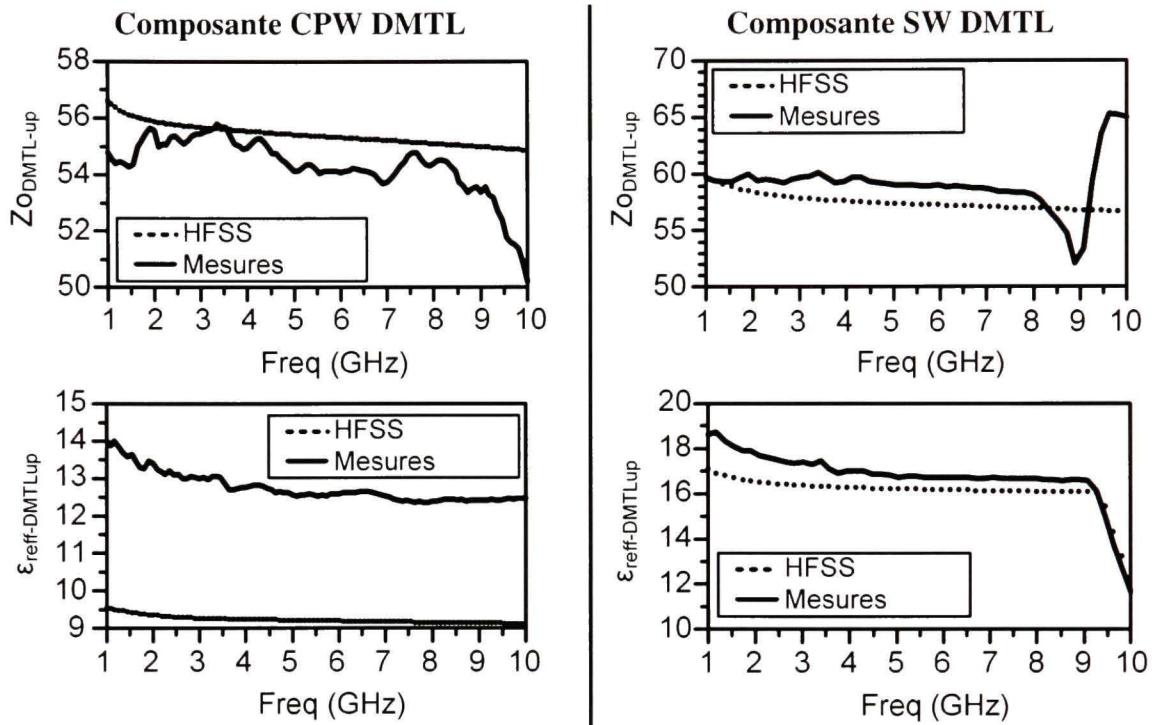


Figure 4.10 Caractéristiques effectives des lignes fabriquées.

4.2.4 Analyse de la couverture d'impédance

L'avantage des réseaux d'adaptation d'impédance ajustables est de pouvoir synthétiser différentes impédances d'entrée (ou de sortie) lorsque leur charge est fixe à 50 ohms (ou la source). La répartition des impédances d'entrée dans l'abaque de Smith sous forme d'une constellation représente l'ensemble des conjuguées des impédances de source adaptable lorsque la charge est 50 ohms. La Figure 4.11 montre la couverture pour quatre fréquences des 256 états possibles avec un réseau traditionnel de huit interrupteurs.

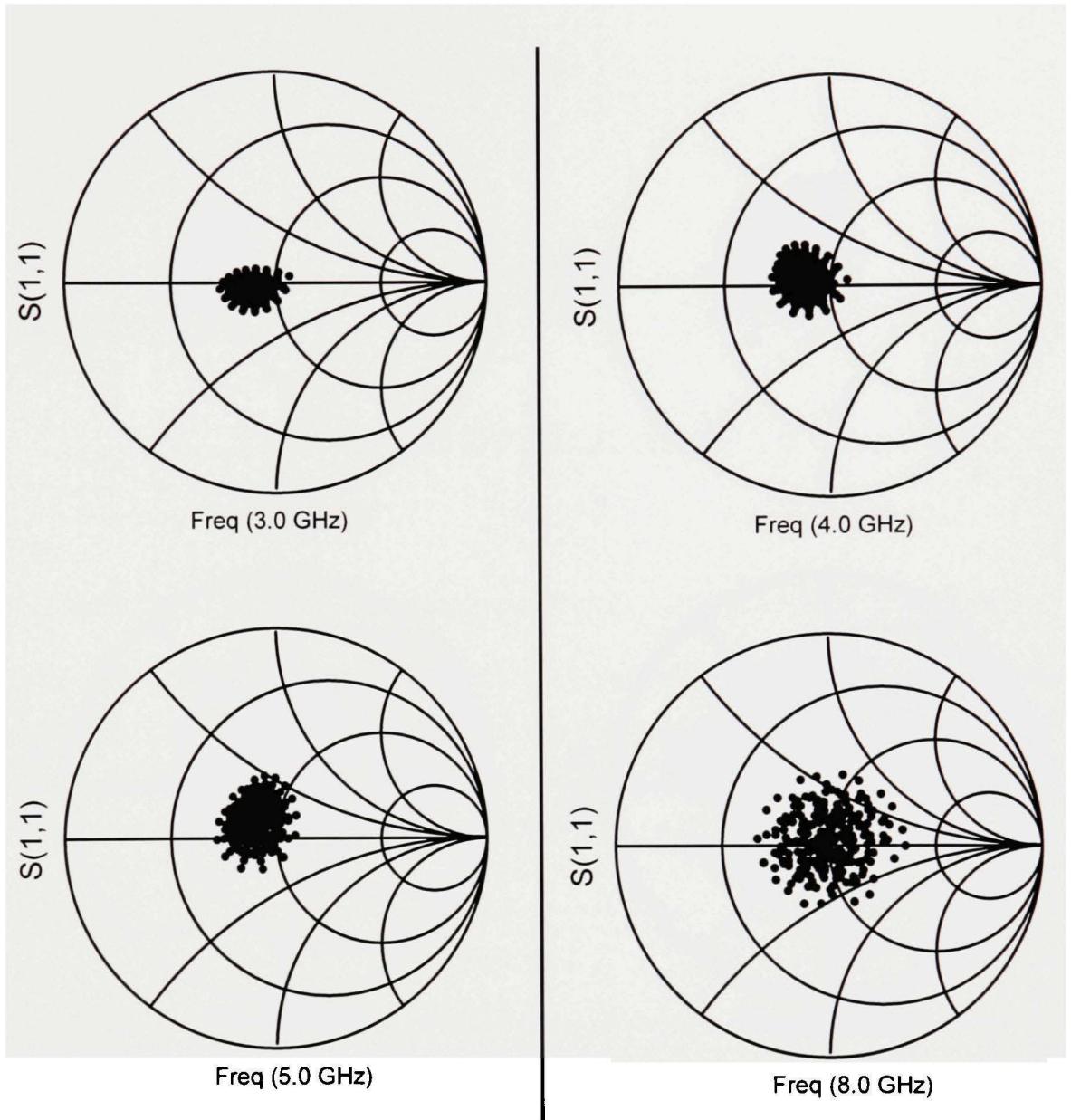


Figure 4.11 Couverture d'impédance mesurée avec le réseau traditionnel DMTL.

En comparaison, la Figure 4.12 illustre clairement une meilleure distribution des charges dans l'abaque de Smith. Ces mesures sont prélevées sur une composante de longueur de 4 mm comprenant huit interrupteurs exactement comme la structure traditionnelle de référence.

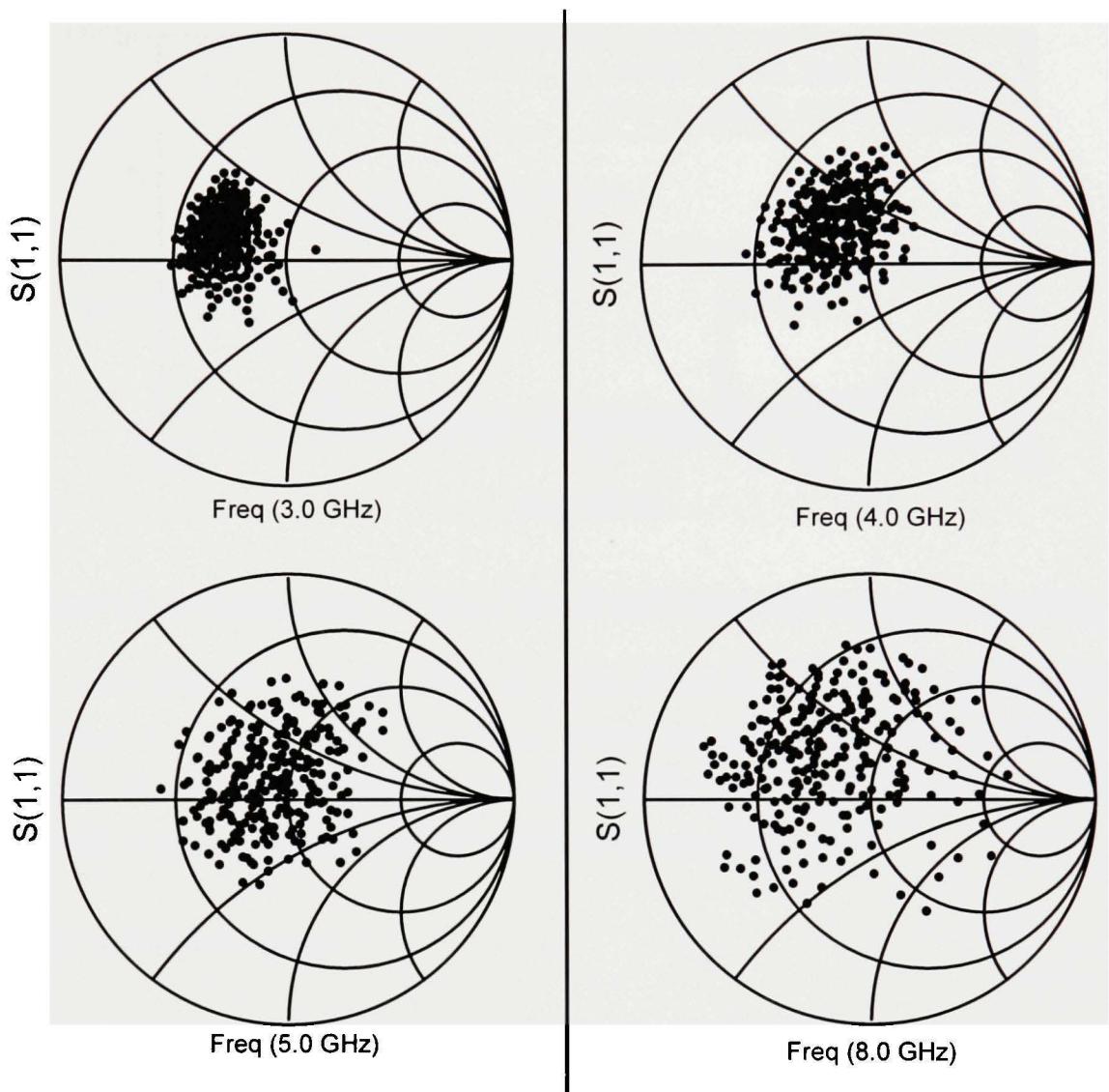


Figure 4.12 Couverture d'impédance mesurée avec la solution SW proposée.

Sous une autre forme, le facteur d'uniformité khi_2 montre nettement l'avantage de la solution proposée pour diminuer la fréquence d'opération. Une valeur de khi_2 inférieure à 1000 correspond à une couverture relativement uniforme dans l'ensemble des régions de l'abaque de Smith. La Figure 4.13 illustre la fréquence d'opération réduite de 1,65 fois avec la solution SW comparativement à la solution CPW traditionnelle pour une même longueur physique de 4 mm.

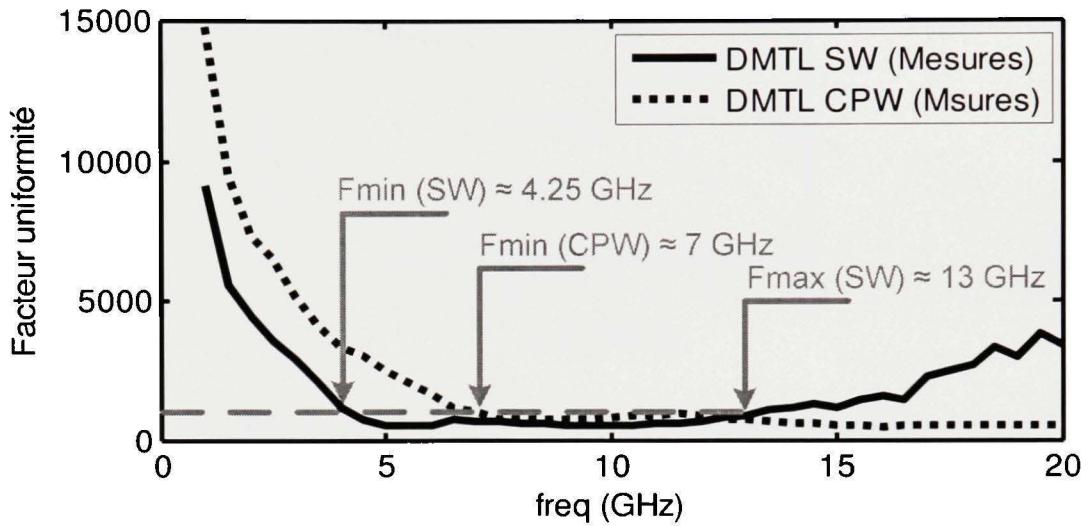


Figure 4.13 Comparaison du facteur d'uniformité pour les composantes mesurées.

D'un autre point de vue, cela correspond à pouvoir réduire par 1,65 fois les dimensions physiques d'un réseau tout en conservant exactement les mêmes performances RF. Ce résultat confirme expérimentalement les performances estimées théoriquement et laisse entrevoir un potentiel majeur pour les applications à basses fréquences.

4.2.5 Mesures des pertes

Concernant les pertes d'insertion mesurées des composantes fabriquées, les cas entièrement ouverts et fermés montrent en pratique des pertes équivalentes pour les deux circuits. La Figure 4.14 présente les pertes mesurées sur le circuit SW DMTL et le circuit CPW traditionnel. Un retour sur la Figure 3.17 montre que les pertes estimées en simulation électromagnétiques semblent avoir été surestimées pour la structure SW. Il faudrait s'attarder alors en détail à la configuration du maillage pour identifier les raisons. Il est certain que le calcul des pertes dans le conducteur nécessite un maillage très précis et que cela peut sembler très ardu en considérant les nombreuses discontinuités dans la ligne SW.

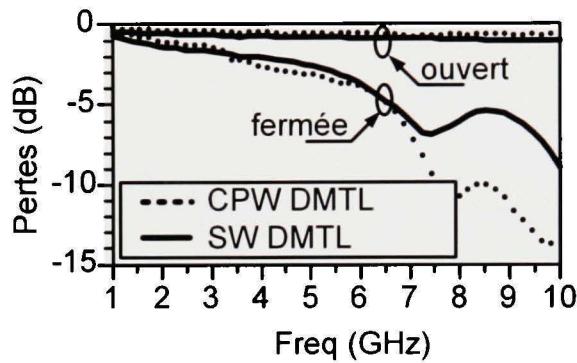


Figure 4.14 Pertes mesurées pour les états extrêmes.

4.2.6 Performances du réseau dans un contexte d'amplificateur RF variable

Suite à la correction du modèle des circuits fabriqués, le circuit d'adaptation variable modélisé a été incorporé avec le dispositif PH25 en simulation pour réaliser un amplificateur variable. Le schéma de simulation est composé de trois blocs : le circuit d'adaptation d'impédance variable à l'entrée, le bloc des paramètres S prélevés sur le dispositif actif et un circuit d'adaptation d'impédance fixe optimisé pour 5 GHz pour la sortie. La Figure 4.15 compare les performances en transmission pour les amplificateurs variables selon la solution d'adaptation d'impédance exploitée. La Figure 4.15-a montre l'amélioration du gain avec le réseau variable de type CPW sur le dispositif pour la bande de fréquences 4 à 9 GHz. En comparaison, le réseau SW-DMTL présenté à la Figure 4.15-b présente une amélioration du gain sur la plage 3 à 9 GHz. De plus, le gain apporté par la solution SW-DMTL est supérieur à celui apporté par le circuit traditionnel CPW.

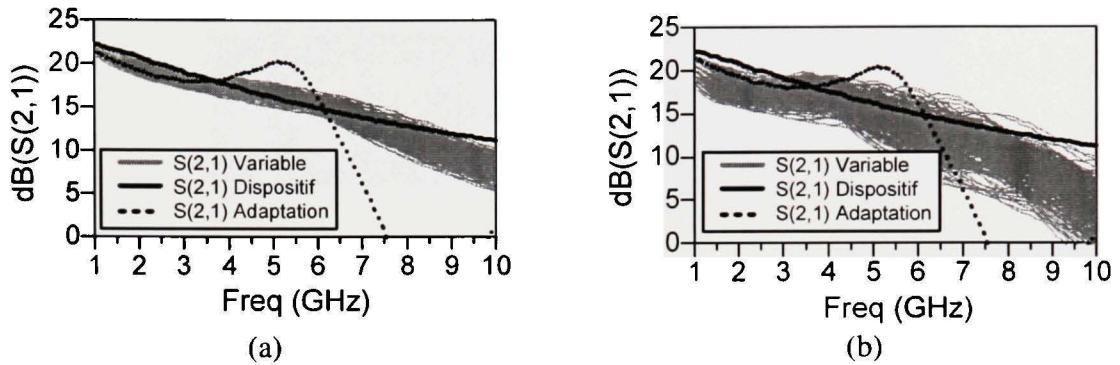


Figure 4.15 Gain petit signal de l'amplificateur variable basé sur le réseau CPW-DMTL (a) et sur le réseau proposé SW-DMTL (b).

4.3 Deuxième itération du procédé de fabrication

4.3.1 Amélioration du procédé de fabrication UW-MEMS v2

Tel que détaillé à la section 4.2, le procédé de fabrication original UW-MEMS v1 a rencontré quelques problèmes de fabrication. Essentiellement, les étapes de transfert de la géométrie des conducteurs en or doivent être améliorées et le niveau de contrainte résiduelle de la couche structurelle doit être abaissé. Le procédé UW-MEMS v1 a été entièrement révisé afin d'améliorer la qualité des composantes. Ces améliorations permettront d'obtenir des composantes reproductibles et similaires d'une itération à l'autre. Une deuxième itération fut effectuée dans le cadre de la ronde de fabrication UW-MEMS. Le procédé amélioré UW-MEMS v2 a été développé au CIRFE. En gros, la déposition par pulvérisation a été remplacée par une déposition par évaporation afin d'éliminer la contrainte compressive dans les membranes suspendues. De plus, les manipulations de nettoyage ajoutées ont grandement aidé à améliorer le résultat. La Figure 4.16 et la Figure 4.17 montrent la qualité des composantes maintenant fabriquées à l'aide du procédé UW-MEMS v2.

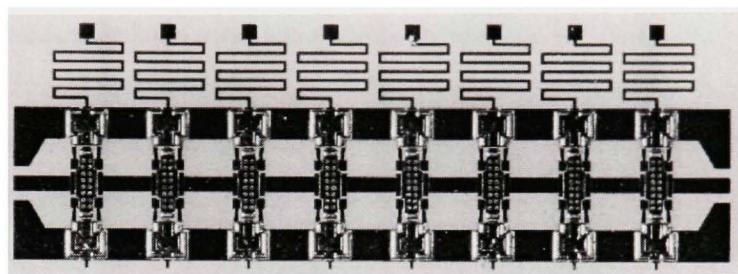


Figure 4.16 Réseau DMTL traditionnel fabriqué avec le procédé UW-MEMS v2.

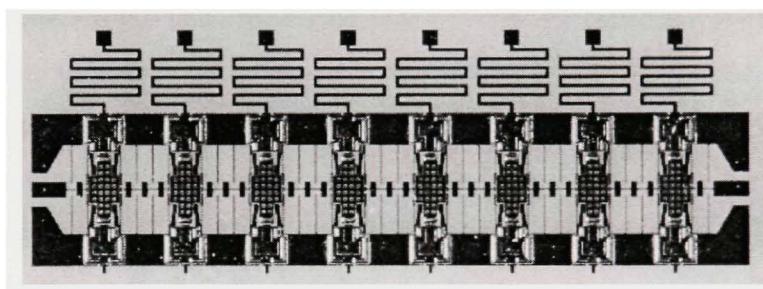


Figure 4.17 Réseau proposé SW-DMTL fabriqué avec le procédé UW-MEMS v2.

Il est maintenant possible d'obtenir des interrupteurs capacitifs sans déformation de la membrane suspendue (Figure 4.18) alors les largeurs calculées à la section 3.3.5.3 doivent être révisées et les masques ajustés.

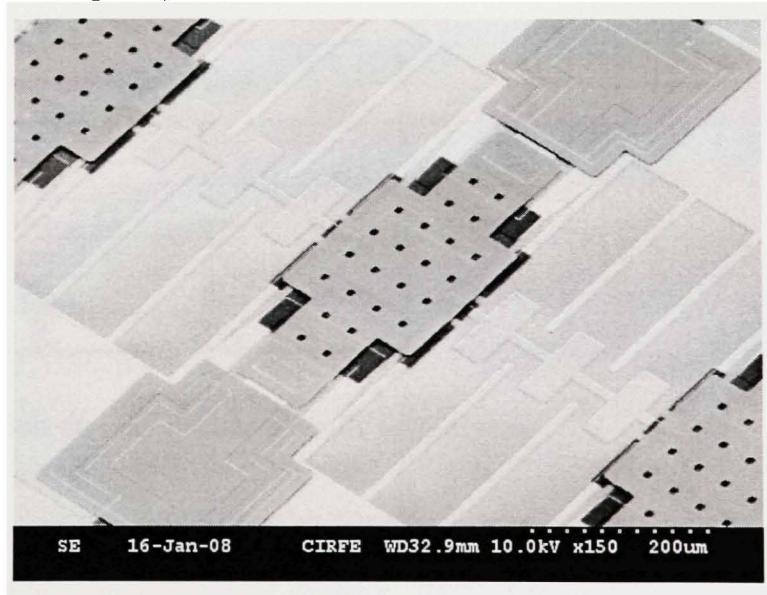


Figure 4.18 Photographie au microscope à balayage électronique de la solution SW-DMTL de la deuxième itération.

4.3.2 Sommaire des résultats obtenus avec la deuxième itération

Bien que cette fabrication ait été effectuée sans reconsidérer les largeurs des interrupteurs et ajuster les masques, les résultats sont très importants afin de contre-vérifier les résultats de la première itération. Les mesures RF ont été prélevées sur les dispositifs fabriqués et comparées aux résultats de la première ronde de fabrication. Théoriquement, le seul paramètre qui devrait différer est la valeur de la capacité présentée par les interrupteurs MEMS. En pratique, on constate une légère variation des paramètres distribués des lignes de transmission. Cette différence s'explique par un changement de la méthode de transfert de la géométrie des conducteurs lors de cette itération. En tenant compte de la hauteur des interrupteurs mesurée à l'aide du profilomètre, la capacité MEMS attendue a été recalculée à l'aide de l'équation 2.20. Le Tableau 4.3 montre la correspondance entre les valeurs théoriques et les valeurs de la première et seconde itération. Ces seconds résultats confirment la validité des modèles théoriques exploités.

Tableau 4.3

Caractéristiques des composantes fabriquées avec les deux itérations

Paramètres	Unité	SW UWMEMS v1		SW UWMEMS v2	
		Théo.	Exp.	Théo.	Exp.
L_t	nH/m	814,135	829,99	814,135	796,26
C_t	pF/m	196,639	181,21	196,639	188,16
Z_0 (eq. 2.5)	ohm	64,35	67,68	64,35	65,05
ϵ_{eff} (eq. 2.6)	---	14,41	13,54	14,41	13,49
C_{bup}	fF	35,36	42,69	118,94	139
R_c	ohm	---	4,76	---	0,21

4.3.3 Application du concept aux circuits déphaseurs

Une autre application des lignes de transmission MEMS distribuées (DMTL) concerne la réalisation de déphaseur micro-ondes (Rebeiz, 2003). Les applications pour les déphaseurs RF sont nombreuses. De plus, lorsque combinés aux réseaux d'adaptation d'impédance

variables ils peuvent être exploités afin de permettre de changer l'angle de la constellation et augmenter la couverture. Le principe des déphaseurs DMTL consiste à modifier la vitesse de propagation associée à une ligne de transmission DMTL. Une variation de phase linéaire est obtenue en variant linéairement l'ensemble des capacités MEMS distribuées sur la ligne de transmission. Or, pour obtenir un bon déphaseur il est nécessaire de minimiser la variation d'impédance de la structure afin de maintenir l'adaptation adéquate des ports. En partant des équations (2.17) et (2.18), les équations de la variation totale de phase entre l'état ouvert et l'état fermé donnent :

$$\Delta\phi = \beta_1 - \beta_2 \quad (4.1)$$

$$\Delta\phi = \omega\sqrt{L_t C_t} \left(\sqrt{1 + \frac{C_{lu}}{sC_t}} - \sqrt{1 + \frac{C_r C_{lu}}{sC_t}} \right) \quad (4.2)$$

$$\Delta\phi = \frac{\omega Z_o \sqrt{\epsilon_{ref}}}{c} \left(\frac{1}{Z_{ld}} - \frac{1}{Z_{lu}} \right). \quad (4.3)$$

L'amélioration des performances se fait par un choix judicieux des propriétés de la ligne de transmission et de la valeur de la capacité MEMS sélectionnée. Par contre, l'augmentation de la variation de phase atteignable, en maintenant une bonne adaptation, est possible seulement en optimisant les propriétés (Z_o et ϵ_{ref}) de la ligne de transmission non chargée exploitée. Bien que l'augmentation du ratio capacitif permette aussi d'améliorer la variation de phase, ce paramètre dégrade l'adaptation de la structure.

Sachant que l'impédance caractéristique d'une ligne CPW traditionnelle sur un substrat d'épaisseur finie est limitée (section. 2.2.1), l'optimisation de la variation de phase peut se faire uniquement en augmentant la constante diélectrique effective de la ligne non chargée. Tel que présenté au chapitre 3.2 ceci est possible en technologie coplanaire uniquement en exploitant un concept de lignes avec discontinuités. Ainsi, l'intégration d'une ligne SW dans un déphaseur MEMS distribué présente un potentiel intéressant. Cette stratégie a été présentée par Domingue et al., (2008). La Figure 4.19 illustre qu'il est possible de maintenir

la variation de phase du déphaseur en augmentant la constante diélectrique effective de la ligne non chargée, et ce, en diminuant le ratio capacitif requis pour les capacités MEMS exploitées. Cette même figure montre alors l'amélioration de l'adaptation d'impédance obtenue en diminuant le ratio capacitif. Afin de maintenir élevé le niveau d'adaptation, la valeur de la capacité des composantes MEMS distribuées est calculée de manière à donner une impédance résultante (Z_{DMTL}) répartie autour de 50 ohms. En fixant la moyenne géométrique entre l'état ouvert et l'état fermé à 50 ohms, l'équation obtenue est alors la suivante :

$$C_{b-up} = \frac{2sL_t^2}{50^2 \left(\sqrt{50^4(C_r - 1)^2 C_t^2 + 4C_r L_t^2} + 50^2(C_r - 1)C_t \right)} - \frac{sC_t}{C_r} \quad (4.4)$$

Basé sur les paramètres distribués des lignes présentées au Tableau 3.1 et des données imposées par le procédé UW-MEMS, le Tableau 4.4 présente les caractéristiques importantes des déphaseurs conçus. La longueur des déphaseurs DMTL est de 4 mm. Le circuit SW est comparé à un circuit conventionnel CPW pour identifier le gain obtenu par l'intégration d'une ligne SW sur un déphaseur de type DMTL.

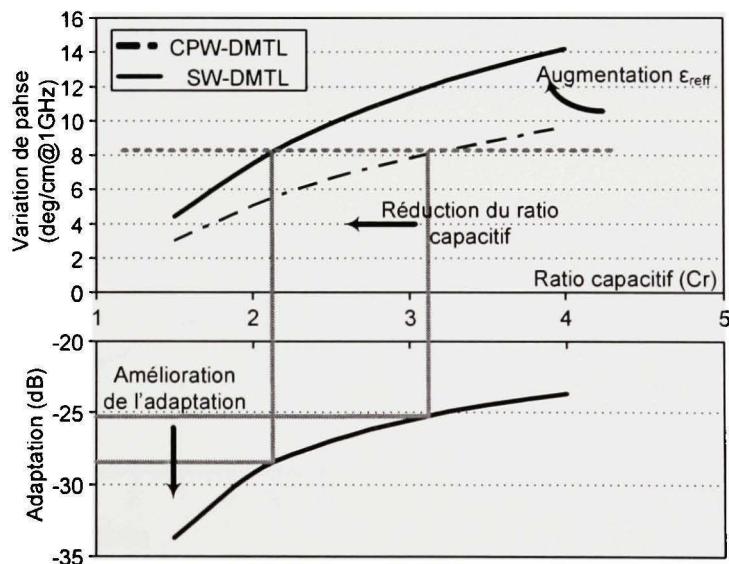


Figure 4.19 Impact de la constante diélectrique effective sur la variation de phase et l'adaptation.

Tableau 4.4
Caractéristiques des déphaseurs fabriqués

Paramètres mécaniques			REF	SW
Hauteur des interrupteurs	g_o	μm	2,5	
Épaisseur de l'isolant	t_d	μm	0,7	
Ratio capacitif	C_r	---	1,5	
Largeur des interrupteurs	w	μm	105	180
Paramètres de l'état ouvert (0 volt)				
Capacitance	C_{b-up}	pF	35,3	60
Impédance résultante	$Z_{DMTL-up}$	ohm	52,1	52,4
Constante diélectrique effective	ϵ_{eff-up}	---	9,84	21,37
Paramètres de l'état actionné (31 volt)				
Capacitance	C_{b-dn}	pF	53,0	89,9
Impédance résultante	$Z_{DMTL-dn}$	ohm	48,1	47,73
Constante diélectrique effective	ϵ_{eff-dn}	---	11,57	25,72

En comparaison à un circuit CPW traditionnel, l'adaptation d'impédance des deux circuits est similaire alors que la variation de phase estimée avec ces données est améliorée de 42% avec la solution SW tout en maintenant le ratio capacitif égal. Le ratio capacitif est limité à 1,5 fois ayant conçu des condensateurs MEMS électrostatiques standards. Les simulations pour la bande de fréquences 1 à 10 GHz basées sur le modèle distribué (Figure 2.9), les paramètres extraits (Tableau 3.1) et les valeurs de capacités calculées (Tableau 4.4) sont présentées à la Figure 4.20. Ces résultats confirment l'analyse théorique.

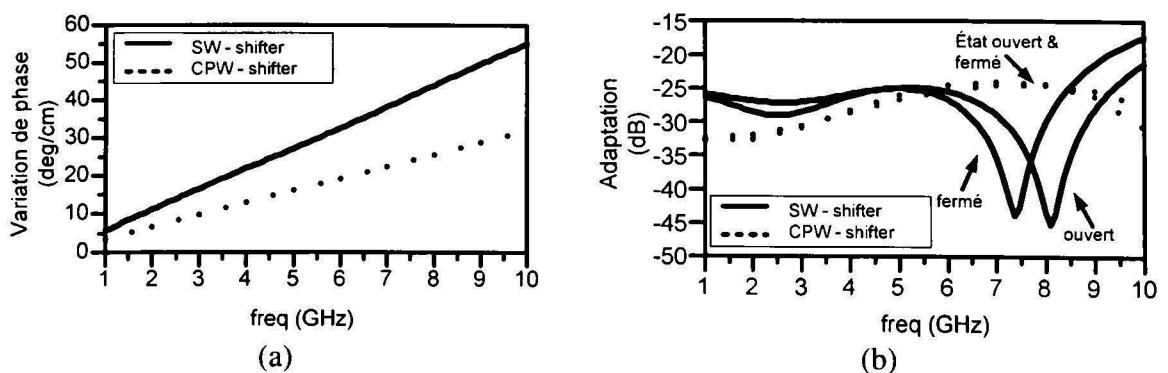


Figure 4.20 Simulation du comportement des déphaseurs étudiés : la variation de phase (a) et l'adaptation du port d'entrée (b).

La réalisation de condensateurs ayant une variation linéaire nécessite une membrane suspendue plane ayant un niveau de contrainte résiduelle très faible. Les déformations obtenues lors de la première itération avec le procédé UW-MEMS v1 ne permettaient pas de faire un actionnement linéaire. En revanche, la seconde itération basée sur le procédé UW-MEMS v2 présente des membranes extrêmement planaires (Figure 4.21). Ces composantes issues de cette deuxième fabrication peuvent être actionnées linéairement. La tension d'avalanche (« pull-in voltage ») est de 32 volts.

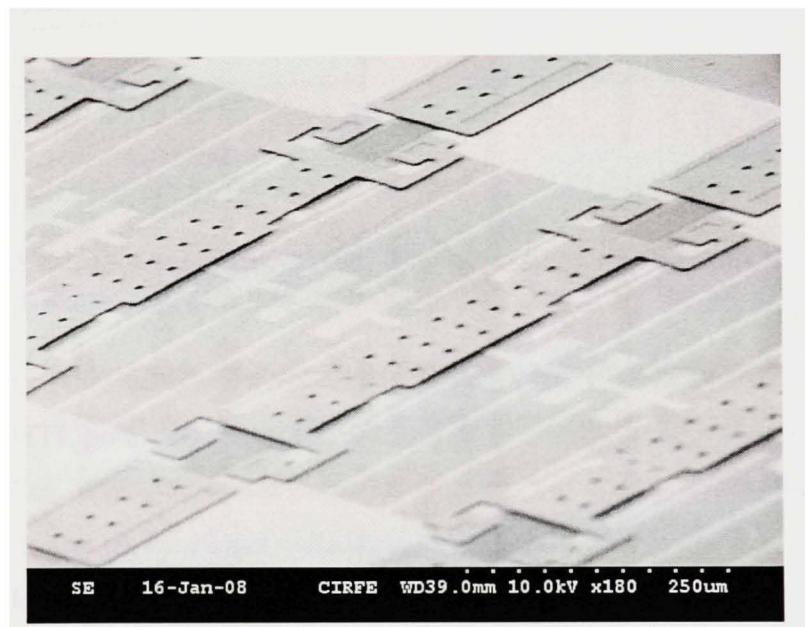


Figure 4.21 Image SEM du déphaseur SW-DMTL.

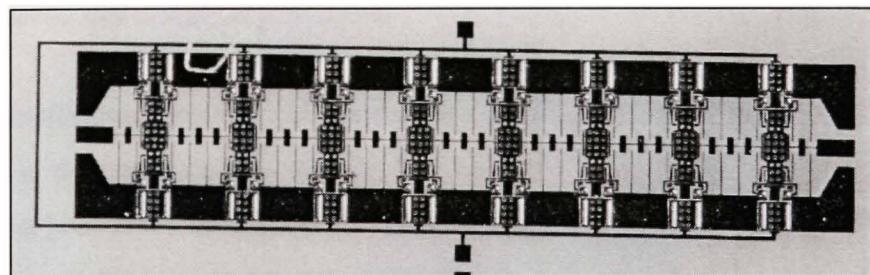


Figure 4.22 Photographie optique du déphaseur fabriqué.

Les mesures ont été effectuées pour différentes tensions entre 0 et 31 Volts. La différence de phase en degrés entre l'état 0 volt et l'état 31 volts est présentée à la Figure 4.23-a. La Figure 4.23-b confirme expérimentalement l'influence minimale sur l'adaptation de la solution SW.

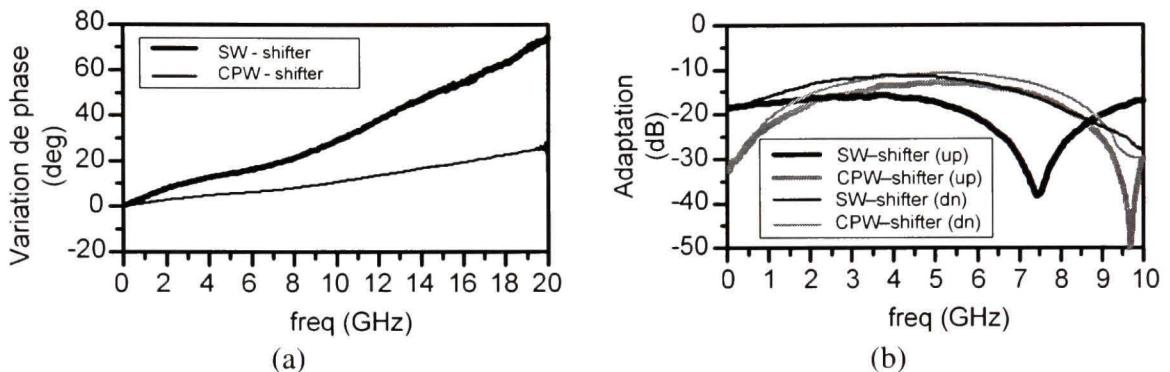


Figure 4.23 Résultats expérimentaux obtenus avec les déphaseurs fabriqués : la variation de phase (a) et l'adaptation du port d'entrée (b).

Ces composantes fabriquées selon le procédé UW-MEMS v2 confirment le potentiel de la solution SW-DMTL pour augmenter la variation de phase atteignable avec un déphaseur de type DMTL. Ces déphaseurs améliorés dont l'adaptation est conservée peuvent être envisagés dans le cas où les réseaux d'adaptation d'impédance demandent une plus grande flexibilité. Le déphaseur peut être exploité afin de corriger l'angle de la constellation pour augmenter la couverture.

4.4 Revue des résultats pratiques

En résumé, les résultats obtenus lors des rondes de fabrication UW-MEMS v1 et UW-MEMS v2 permettent de confirmer la validité des modèles exploités pour la conception et la simulation. La première constatation est que le simulateur EM par élément fini HFSS permet de prédire convenablement le comportement micro-ondes des circuits. De plus, les modèles extraits des simulations EM correspondent très bien avec les résultats expérimentaux. Cependant, le défi dans la réalisation de circuit MEMS proviennent principalement de la maîtrise parfaite du procédé de fabrication. Toute variation dans le procédé peut influencer le comportement et affecter grandement les performances. Le paramètre crucial dans le cas des

circuits DMTL est la hauteur des interrupteurs MEMS capacitifs. Il est primordial de contrôler parfaitement l'uniformité de la couche sacrificielle afin d'obtenir une hauteur répétable d'un échantillon à l'autre. Dans cette optique, une étape supplémentaire de planarization chimique et mécanique de la couche sacrificielle serait la solution ultime. Une fois ces défis du côté procédé maîtrisés, la réalisation de réseaux d'adaptation d'impédance variables est possible. D'ailleurs, les preuves de concept effectuées lors des ces rondes de fabrication ont démontré la possibilité de fabriquer des réseaux d'adaptation d'impédance variables pour des applications basses fréquences. La stratégie proposée d'intégrer une ligne à forte constante diélectrique dans un réseau de type DMTL a permis de réduire la fréquence d'opération à 4,25 GHz en comparaison avec une fréquence de 6,5 GHz pour un circuit conventionnel de dimensions égales. L'apport évalué pour la réalisation d'amplificateur RF agile a été démontré. Le réseau d'adaptation de type SW-DMTL permet d'améliorer le gain de l'amplificateur sur une largeur de bande supérieure à la solution conventionnelle. Finalement, le concept de ligne SW-DMTL a été appliqué aux déphaseurs RF afin d'augmenter la variation de phase sans affecter le niveau d'adaptation du circuit. Les résultats pratiques ont aussi confirmé le potentiel des lignes SW-DMTL pour ce type d'application. Ces déphaseurs améliorés peuvent être considérés pour augmenter l'agilité des réseaux d'adaptation d'impédance variables.

CHAPITRE 5

SECONDE GÉNÉRATION DE COMPOSANTES

5.1 Introduction

À la lumière des résultats obtenus avec les premières rondes de fabrication UW-MEMS v1 et v2, certaines améliorations possibles ont été identifiées et laissent entrevoir la possibilité d'accroître les performances considérablement aboutissant sur des composantes d'une seconde génération. L'objectif est, d'une part, de maximiser la fréquence d'opération maximale des réseaux miniaturisés SW-DMTL et d'autre part, de minimiser les pertes associées à la structure tout en maintenant une forte constante diélectrique effective. Un nouveau procédé a été élaboré en adaptant le procédé UW-MEMS v2 pour réaliser les nouvelles solutions envisagées. Ces nouvelles solutions incluant la solution initiale suite à l'ajustement des masques ont fait l'objet d'une ronde de fabrication indépendante. Trois nouveaux types de circuits sont présentés dans la section 5.2. Pour terminer, la section 5.3 propose une alternative étudiée en parallèle avec les solutions de réseau d'adaptation d'impédance de type SW-DMTL pour diminuer davantage la fréquence minimale d'opération. Ces solutions brièvement étudiées sont identifiées comme des pistes futures de recherches sérieuses.

5.2 Évolution des interrupteurs exploités pour les lignes DMTL

L'analyse approfondie des performances obtenues avec la solution SW-DMTL a mené à l'identification de nouvelles pistes de recherches intéressantes. Ici, trois nouvelles solutions d'adaptation d'impédance sont proposées et les circuits fabriqués selon un procédé nouveau sont présentés. À ces trois approches, s'ajoute la fabrication de la solution SW-DMTL originale suite aux corrections des dimensions et ajustement des masques en fonction des données du procédé nouveau. D'abord, la section suivante présente le nouveau procédé de fabrication adapté spécifiquement pour les besoins de fabrication.

5.2.1 Évolution du procédé de fabrication

Le développement d'un procédé de fabrication entier peut demander plusieurs mois voire plusieurs années de recherche. De nombreuses étapes se font par tests et erreurs afin de trouver la recette optimale. Des plans d'expérience ('design of experiment, « DOE ») peuvent être effectués mais nécessitent une batterie de tests considérable et coûteuse. Afin d'accélérer le temps de développement, il est préférable de partir d'un procédé testé et de l'adapter à nos besoins avec des modifications mineures. L'évolution du procédé peut alors se faire avec l'incorporation de manipulations progressivement pour assurer la réussite du projet. Le procédé UW-MEMS v2 a servi de point de départ pour la seconde génération de circuits. Certaines modifications ont été apportées pour minimiser la déformation des membranes suspendues causée par la contrainte résiduelle. De plus, une couche d'isolation supplémentaire a été introduite pour améliorer la fabrication des capacités de découplages de type métal-isolant-métal. Ce lot de fabrication indépendant a été effectué au CIRFE. Le procédé résumé est présenté ici, alors que les manipulations détaillées sont présentées à l'annexe V.

Le procédé débute sur un substrat d'alumine de 25 mils polis des deux côtés. Une couche de 40 µm de chrome est déposée et définie à l'aide du premier masque afin de créer les lignes de contrôle. Suite à cette étape, une fine couche de nitre est déposée et gravée pour permettre l'isolation des lignes de contrôle et la fabrication de capacité de découplage. Par la suite, une couche de 200nm d'or et une couche adhésive de 40 nm de chrome sont déposées comme couche de départ pour l'électrodéposition. Le troisième masque est utilisé comme moule pour poursuivre la croissance de la couche d'or jusqu'à 1 µm. La couche de départ d'or est ensuite retirée. Une couche de 30nm de TiW et 0.7 µm d'oxyde de silicium (SiO_2) est ensuite formée avec une seconde couche d'isolation à l'aide du quatrième masque par gravure sèche. Après cette étape, une couche sacrificielle de 2,5 µm de polyimide est appliquée sur le substrat. Le cinquième masque est utilisé pour créer les ouvertures pour les ancrages alors que le sixième masque permet la création de fossettes de 1 µm. La gravure sèche est utilisée pour ces transferts. La couche structurelle suspendue d'or de 1,25 µm est modelée en utilisant

une technique de moulage à l'aide du septième et dernier masque. Finalement, les structures suspendues sont libérées à l'aide d'une gravure sèche isotropique. La Figure 5.1 montre l'évolution du procédé entre la ronde UW-MEMS v1 et ce procédé adapté.

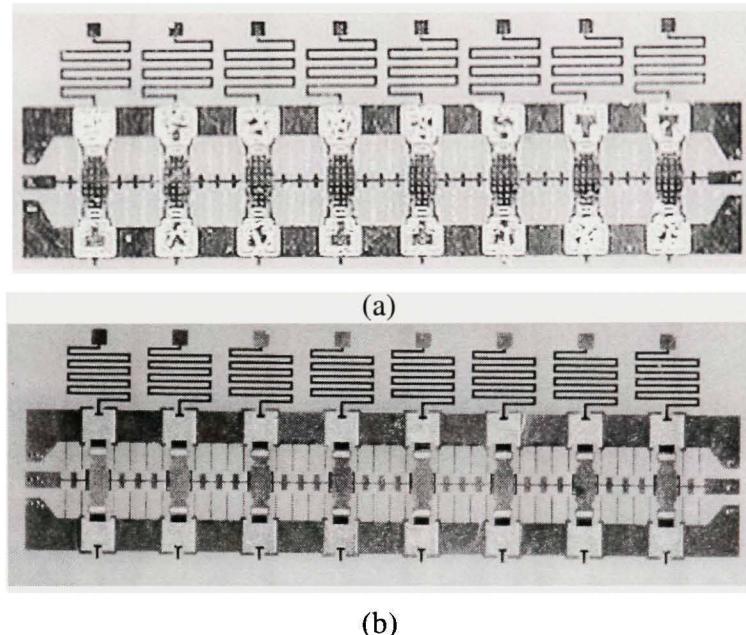


Figure 5.1 Évolution du procédé de fabrication, UW-MEMS v1 (a) et procédé adapté (b).

Selon ce procédé, la composante initiale SW-DMTL a été fabriquée. Les masques ont été ajustés afin de corriger la valeur de capacité distribuée le long de la ligne de transmission et respecter les observations prélevées sur les composantes initiales. Ce premier essai de fabrication est très stable sur l'ensemble de la gaufre. La Figure 5.2 montre les images au microscope à balayage électronique prélevées sur les nouveaux circuits. On y observe la qualité de la définition des structures et l'uniformité des membranes suspendues fabriquées.

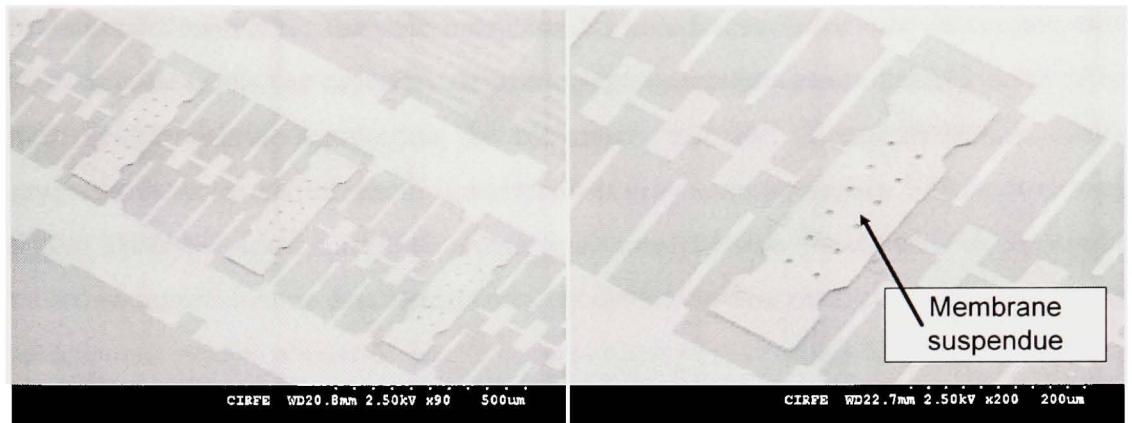


Figure 5.2 Images de la seconde génération de composantes prélevées au microscope à balayage électronique.

De plus, la fabrication des capacités de découplage se trouve beaucoup améliorée (Figure 5.3) en éliminant le problème d'adhésion rencontré lors de la première itération UW-MEMS v1 (Figure 5.1-a).



Figure 5.3 Photographie d'une capacité de découplage.

Les performances théoriques estimées pour cette pièce correspondent aux résultats présentés à la section 3.3 n'ayant que redimensionné les interrupteurs afin de respecter la hauteur attendue de la membrane suspendue. L'objectif de cette fabrication est uniquement de corriger les valeurs de capacités présentées par les interrupteurs MEMS de manière à refléter les résultats optimaux attendus. Toutefois, ce procédé est en phase de développement et une

seconde fabrication est requise pour compléter les tests finaux. La couche de chrome utilisée pour l'interconnexion des capacités de découplage aux interrupteurs MEMS a été affectée durant la fabrication augmentant la résistance associée. Cette résistance détériore malheureusement les performances des circuits et devra être minimisée lors de la prochaine itération. Toutefois ayant corrigé ce problème de manipulation, les résultats de la prochaine itération se rapprocheront énormément des prédictions obtenues avec HFSS. Les résultats expérimentaux précédents ont démontré la convergence des résultats HFSS avec les mesures expérimentales.

5.2.2 Présentation des composantes MEMS nouvelles étudiées

Dans la même foulée, des composantes dérivées sont présentement à l'étude. Suite à l'analyse complète de la solution proposée, certaines conclusions permettent d'envisager une seconde génération de composantes hautement performantes. Trois types de structure sont présentement à l'étude : une approche pour diminuer le ratio capacitif afin d'augmenter la fréquence d'opération, une évolution de la solution proposée afin d'élargir la plage d'opération du circuit et une structure évoluée de cellule DMTL optimisée pour l'adaptation d'impédance. Ces solutions ouvrent la porte à de nouvelles approches prometteuses à approfondir dans le futur.

La section 3.3 expose l'effet des paramètres d'une section de ligne DMTL sur la plage d'opération d'un réseau d'adaptation d'impédance. Il est montré qu'un ratio capacitif trop élevé limite la fréquence d'opération maximale considérablement. La longueur électrique associée à l'état fermé des sections de ligne DMTL comprenant un interrupteur MEMS avec une forte capacité affecte énormément la transformation de charge. Pour des fréquences élevées, l'impact de l'interrupteur MEMS capacitif est trop prononcé ce qui limite la fréquence d'opération. Afin de pallier à ce problème, la première structure consiste à des interrupteurs capacitifs dont le ratio est limité (Figure 5.4). Ces interrupteurs disposent d'une membrane suspendue mobile réduite comparativement à la surface totale suspendue. Une partie limitée de la section suspendue peut être actionnée. Cette solution présente l'avantage

de pouvoir réduire les dimensions des réseaux d'adaptation d'impédance tout en ayant de bonnes performances à des fréquences élevées.

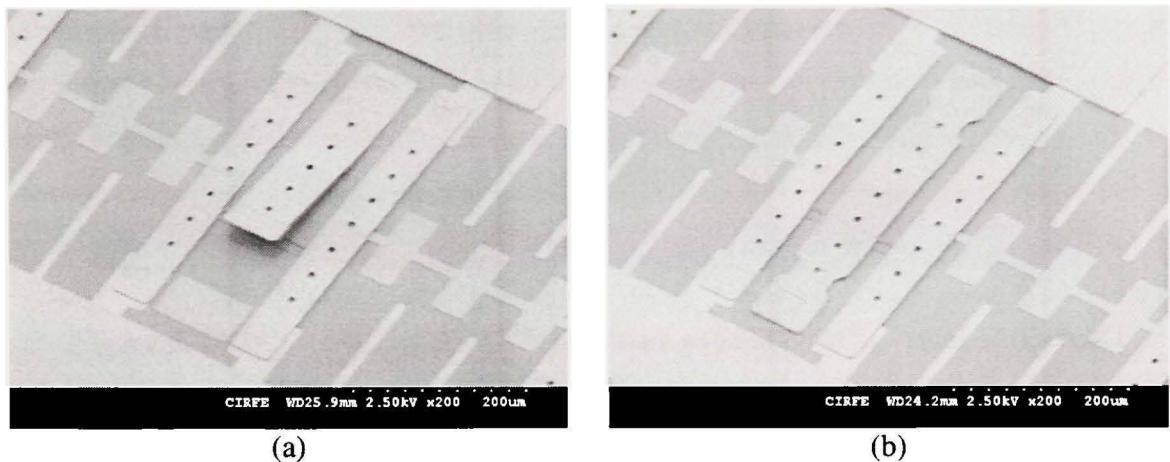


Figure 5.4 Interrupteur MEMS avec un ratio capacitif limité, interrupteur de type fixe-libre (a) et de type fixe-fixe (b).

Dans le même ordre d'idée, la seconde structure basée sur un interrupteur à trois niveaux de valeurs capacitives est proposée. Afin d'assurer une plage d'opération très étendue (Figure 5.5). L'interrupteur développé présente la valeur de capacité requise à l'état ouvert pour maintenir l'impédance caractéristique de ligne à 50 ohms. L'interrupteur est toutefois conçu en deux sections mobiles indépendantes, une seule section est actionnée pour l'opération à hautes fréquences limitant ainsi le ratio capacitif (Figure 5.6) alors que les deux sections sont actionnées simultanément afin d'obtenir une large capacité à l'état fermé requise pour un excellent comportement à basses fréquences.

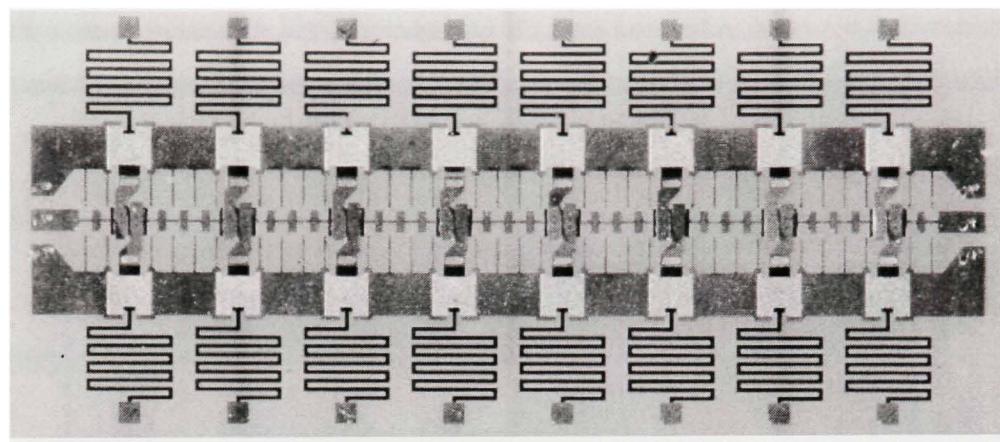


Figure 5.5 Réseau d'adaptation d'impédance avec plage d'opération étendue.

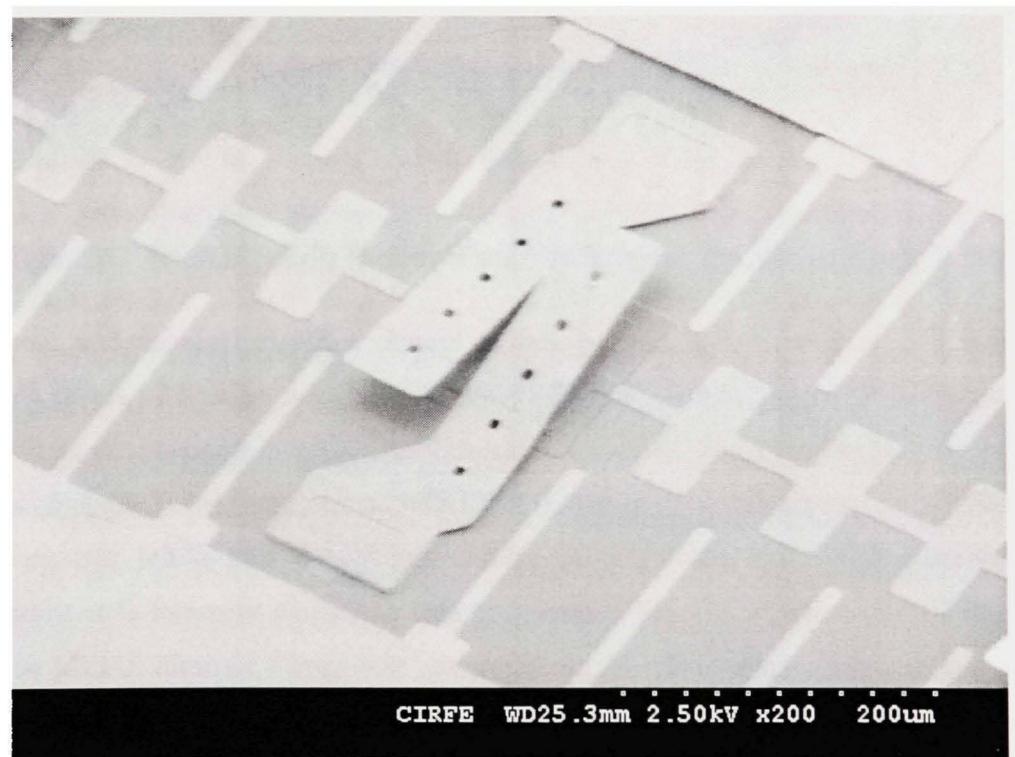


Figure 5.6 Interrupteur présentant trois niveaux de capacité.

Les simulations selon le modèle distribué confirment l'avantage de l'interrupteur à trois états dans ce cas. La Figure 5.7 montre les deux plages de fréquences d'opération distinctes selon l'état de cet interrupteur à trois états. Cette figure correspond à une simulation effectuée avec

le modèle corrigé suite aux expérimentations du chapitre 4. Le facteur d'uniformité estimé est comparé aux résultats expérimentaux obtenus avec la solution SW-DMTL originale.

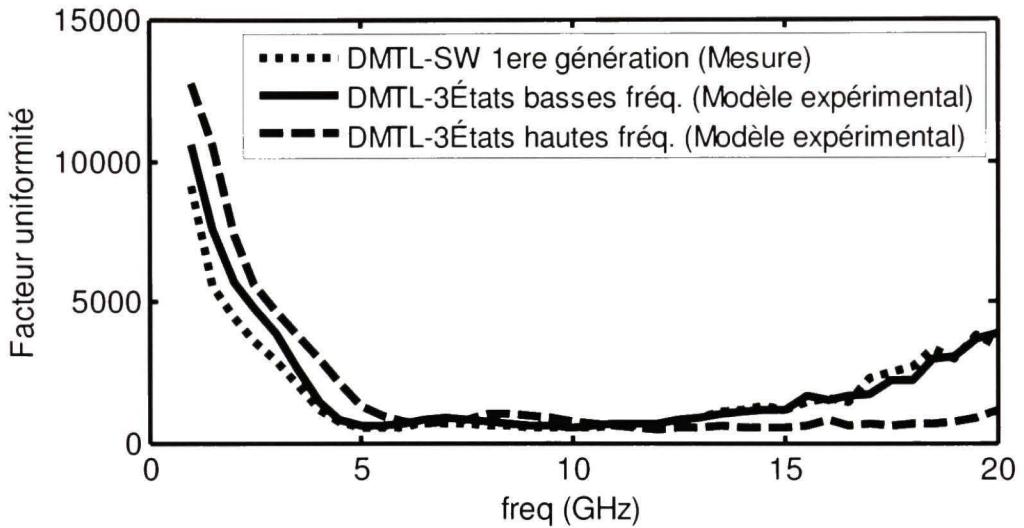


Figure 5.7 Évaluation du facteur d'uniformité pour la solution à trois états.

Finalement, une troisième structure permet de maximiser la couverture tout en maintenant le niveau de pertes inférieures à la solution SW-DMTL. L'analyse du chapitre 2 montre qu'il est important de maintenir une longueur électrique élevée à l'état ouvert et une impédance de 50 ohms alors que la longueur électrique à l'état fermé doit être limitée tout en présentant une impédance très faible afin de ne pas réduire la fréquence d'opération maximale. Or, l'impédance et la longueur électrique sont grandement liées. L'augmentation de la capacité distribuée MEMS diminue l'impédance et augmente en même temps la longueur électrique. Pour aller chercher le maximum de performance, il serait alors bénéfique de pouvoir affecter plus un paramètre que l'autre. La solution semble provenir du contrôle de plus d'un paramètre dans la ligne distribuée MEMS. Pour se faire, nous proposons un modèle modifié tel que présenté à la Figure 5.8. Afin d'affecter majoritairement l'impédance et contrôler la variation de longueur électrique, ce modèle propose de contrôler à la fois la partie capacitive de la ligne DMTL et son inductance distribuée par unité de longueur.

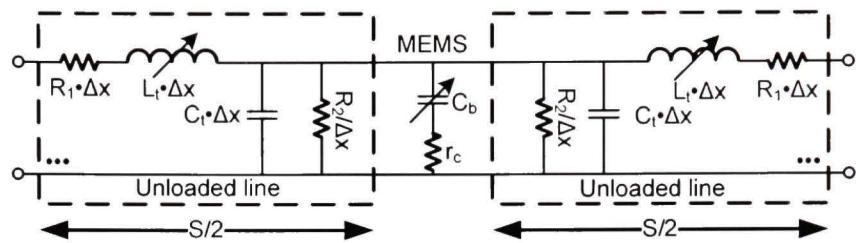


Figure 5.8 Modèle d'un réseau DMTL novateur.

Ainsi, une solution combinant à la fois une structure de capacité variable et un contrôle sur l'inductance distribuée est recherchée. Sachant que la forte inductance distribuée provient de l'ajout de discontinuité le long de la ligne de transmission, il est concevable qu'un mécanisme permettant de court-circuiter ces discontinuités permettrait de contrôler la valeur de l'inductance distribuée. Les simulations HFSS ont confirmé ce phénomène et abouti sur la composante fabriquée présentée à la Figure 5.9. La composante inductive est contrôlée en insérant ou court-circuitant la section fortement inductive de la structure SW à l'aide d'interrupteurs à contact ohmique. L'effet capacitif de la ligne DMTL est encore une fois contrôlé via un interrupteur MEMS capacitif. Ces deux phénomènes sont contrôlés par la même tension de contrôle et changent d'état sous la même commande électrique. L'ensemble des simulations et étapes de modélisation ont été effectués selon la même approche exploitée dans cette thèse.

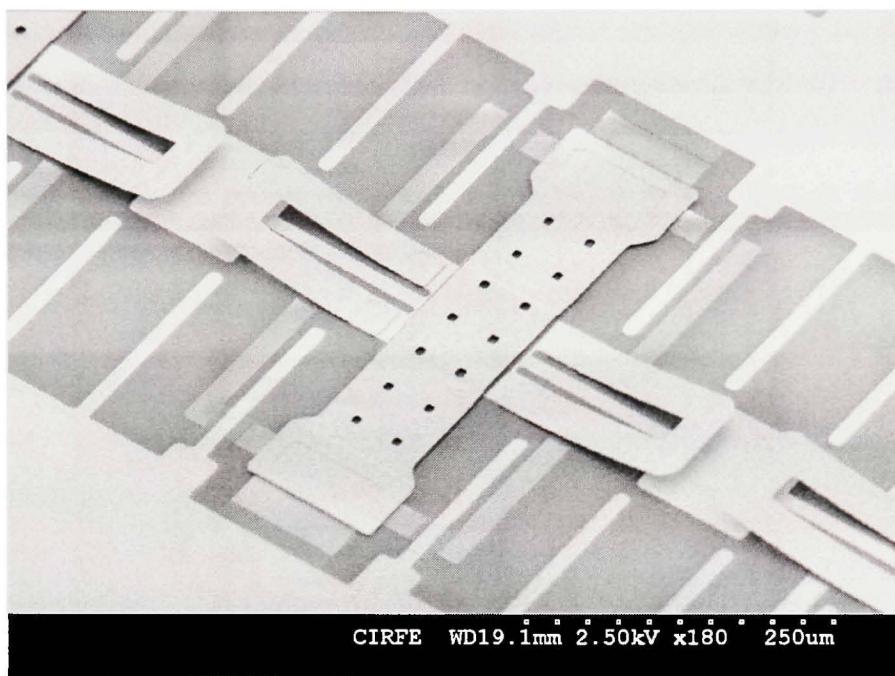


Figure 5.9 Section d'un réseau DMTL novateur.

L'évaluation de la plage de fréquences d'opération montre un comportement similaire à basses fréquences que la solution SW-DMTL initiale mais le comportement est optimal sur une plus grande plage de fréquences tel qu'attendu (Figure 5.10).

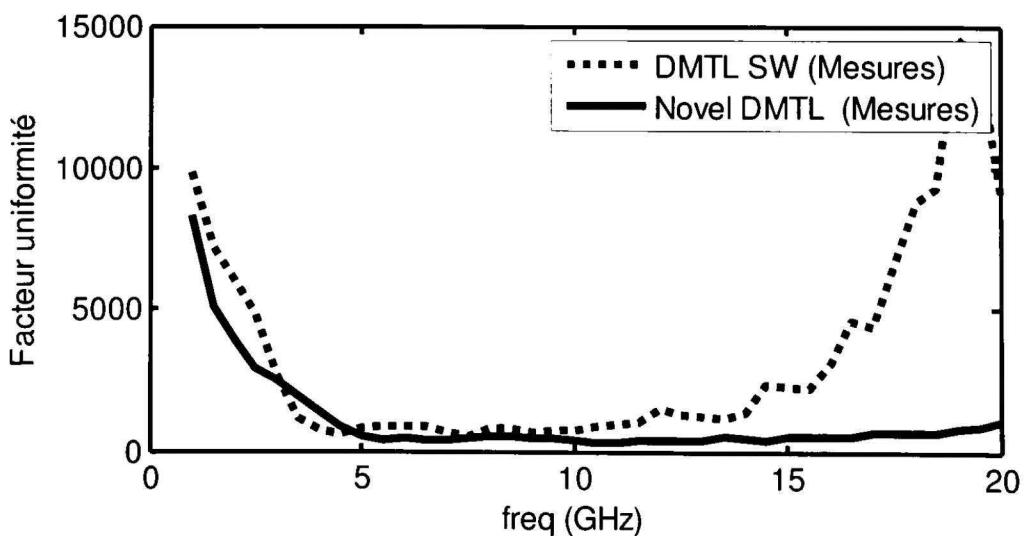


Figure 5.10 Facteur d'uniformité du nouveau réseau d'adaptation d'impédance.

La plage d'opération théorique de cette nouvelle solution est grandement améliorée. Cette approche devra forcément être explorée dans le futur afin d'en tirer le plein potentiel. De plus, un gain appréciable est constaté du côté des pertes d'insertion associées à cette nouvelle structure (Figure 5.11). En comparaison avec les résultats obtenus pour le réseau original SW-DMTL, les pertes sont nettement réduites.

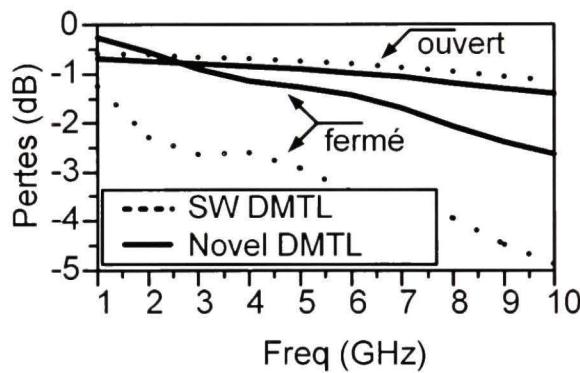


Figure 5.11 Pertes d'insertion de la solution nouvelle.

Finalement, ce réseau nouveau présente un potentiel intéressant pour la réalisation d'amplificateurs variables combinant l'avantage d'une bonne couverture de l'abaque de Smith et de faibles pertes. Pour l'étude du potentiel de réalisation d'un amplificateur, ce réseau variable est appliqué à l'entrée du dispositif PH25 présenté à la section 3.2 et le réseau fixe centré à 5 GHz est exploité à la sortie. La Figure 5.12-b montre l'apport positif apporté par le réseau nouveau sur la plage étendue de fréquences 3 à 10 GHz comparativement au réseau SW-DMTL proposé initialement (Figure 5.12-a). De plus, l'amélioration des pertes permet d'obtenir un comportement amélioré comparativement au réseau d'adaptation fixe et ce, même à l'intérieur de la plage d'opération du réseau fixe.

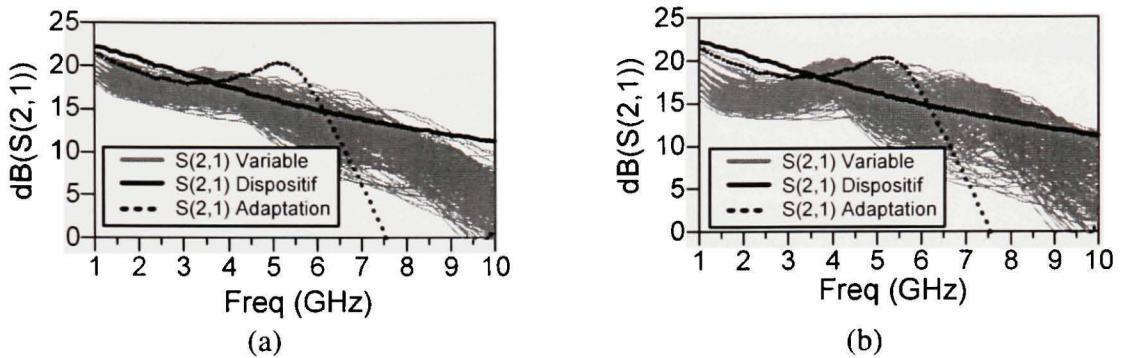


Figure 5.12 Performances estimées des amplificateurs variables basés sur le réseau SW-DMTL (a) et le réseau novateur (b).

Ces trois pistes de recherche sont à l'étape de validation et devraient être poursuivies dans le futur. Elles permettent de cibler des modes d'opération étendue ou encore laissent entrevoir la possibilité d'améliorer les performances de la solution SW-DMTL. En perspective, la section suivante présente une alternative distincte à ces réseaux distribués.

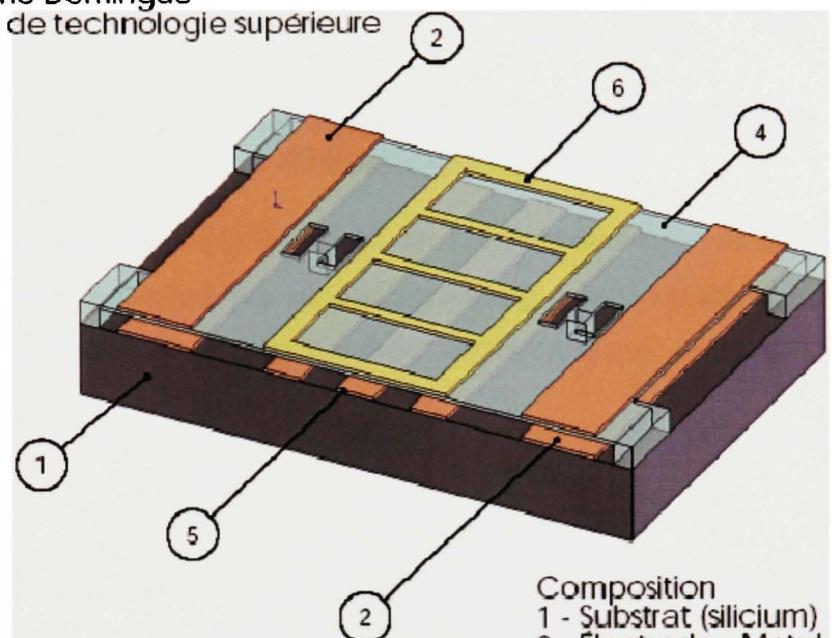
5.3 Alternative proposée

Les solutions basées sur les lignes avec discontinuités présentées dans cette thèse permettent de réaliser des réseaux d'adaptation d'impédance dont la fréquence d'opération se rapproche des applications courantes en communication sans fil. La solution SW-DMTL présente une bonne couverture de l'abaque de Smith pour les fréquences supérieures à 4,5 GHz. De plus, la flexibilité atteinte avec cette solution permet d'obtenir des amplificateurs variables opérant à partir de 3 GHz. Pour réduire davantage la fréquence d'opération, des lignes SW-DMTL de longueur supérieure devront être utilisée (Figure 2.20). En parallèle, une alternative a été étudiée. Il serait intéressant de « serpenter » les structures DMTL afin de réduire considérablement la dimension totale. Par contre, la présence de nombreux interrupteurs MEMS ainsi que leurs lignes de contrôle compliquent cette tâche. La stratégie proposée pour être en mesure de miniaturiser les structures DMTL est de regrouper ensemble tous les interrupteurs MEMS pour former une matrice conductrice suspendue au-dessus de la ligne. En utilisant une membrane isolante rigide pour retenir cette matrice, il est possible de serpenter la ligne CPW sous le réseau de conducteur. En ajoutant deux électrodes de contrôle

de part et d'autre de la membrane, il est possible d'actionner de manière électrostatique le réseau d'interrupteurs (Figure 5.13). Ainsi, les nombreuses lignes de contrôle sont éliminées et la structure peut être miniaturisée.

Frédéric Domingue

Ecole de technologie supérieure



Principe de la structure

Composition
 1 - Substrat (silicium)
 2 - Électrode - Metal I (argent)
 4 - Membrane - Isolant (Si_3N_4)
 5 - Ligne CPW - Metal I (argent)
 6 - Interrupteur - Metal 2 (argent)

Figure 5.13 Topologie de la structure proposée.

De cette manière le concept de déphasageur DMTL démontré à la section 4.3.3 peut être miniaturisé et exploité pour la réalisation d'un réseau d'adaptation d'impédance variable à base de tronçons ajustables. La stratégie proposée consiste à réaliser une cellule de ligne distribuée (DMTL) miniaturisée de longueur électrique ajustable. Sachant que la longueur électrique de cette cellule est variable, le regroupement de trois cellules permet de réaliser un réseau d'adaptation d'impédance entièrement reconfigurable (Figure 5.14).

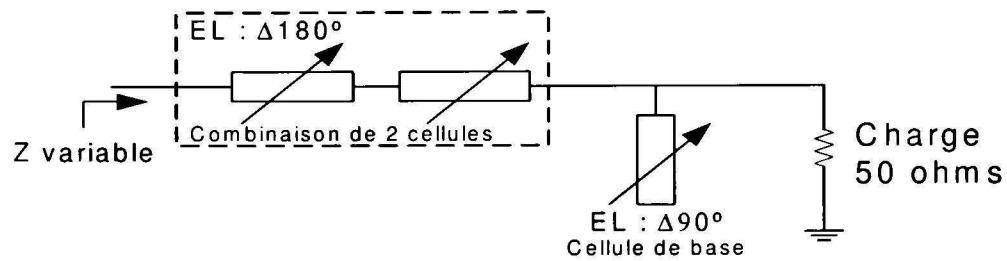


Figure 5.14 Stratégie pour la réalisation du réseau d'adaptation d'impédance.

De plus, le découplage des lignes RF et des électrodes de contrôle permet d'optimiser mécaniquement la structure afin de minimiser l'impact de la variation de puissance du signal transmis. La Figure 5.15 présente la cellule complète proposée pour cette stratégie.

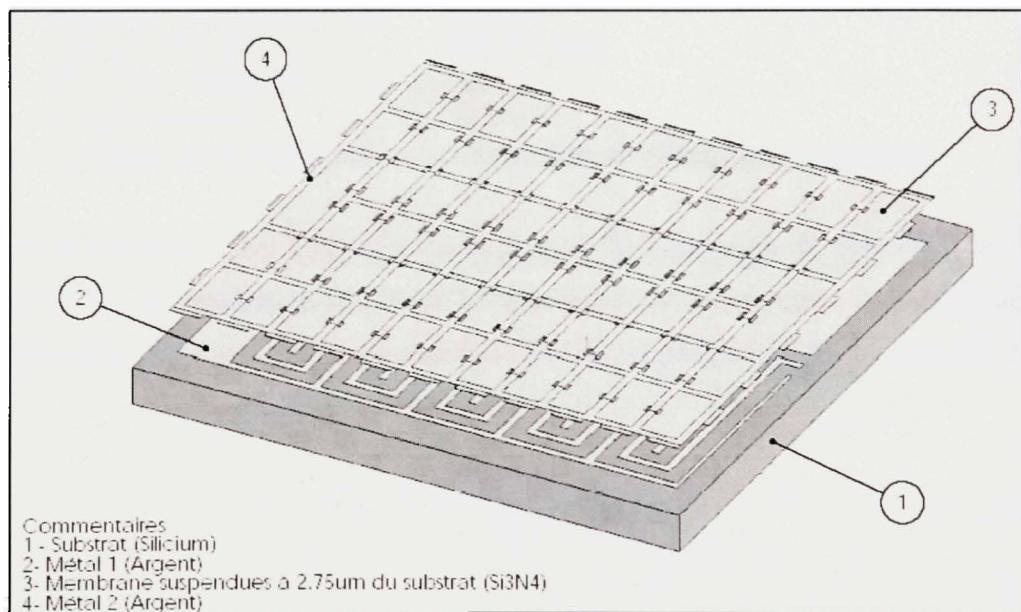


Figure 5.15 Structure complète de dimension 7mm x 7mm.

Les étapes de conception théoriques ont été effectuées afin de dimensionner cette cellule. Le Tableau 5.1 résume l'ensemble des dimensions et des caractéristiques retenues pour la ligne DMTL choisie.

Tableau 5.1

Résumé des paramètres de la cellule de longueur électrique variable

Paramètres de la ligne

Ligne CPW (G/W/G)	200/100/200
Nombre d'interrupteurs	60
Longueur de la ligne	60 mm
Épaisseur de la ligne (Ag)	1 µm
Pertes diélectriques	0.032 dB/cm
Pertes ohmiques	0.2 dB/cm
Capacité (Ct)	112 pF/m
Inductance (Lt)	629.72 nH/m

Ligne DMTL

Capacité fixe MIM haute	113 fF / mm
Épaisseur isolant (Er : 3.2)	900nm
Capacité fixe MIM basse	170 fF / mm
Épaisseur isolant (Er : 3.2)	600nm
Largeur du pont	30 µm
Variation de longueur EL	5.33deg/cm → 32deg pour la structure

L'avantage majeur de cette topologie est de pouvoir dimensionner les électrodes de contrôle et les ressorts de manière à diminuer la sensibilité de la structure à la puissance RF. Effectivement la puissance RF cause une force sur les interrupteurs MEMS (Rebeiz, 2003).

$$F_{RF} = N \frac{1}{2} \frac{\epsilon_o \omega W V_{RF}^2}{(g_o - x)^2} \quad (5.1)$$

Alors que la force d'actionnement est :

$$F_{ct} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_o A_{ct} V_{ct}^2}{(g_o - x)^2}. \quad (5.2)$$

On peut alors évaluer la constante de ressort k à l'aide de l'équation (5.3).

$$F_{RF} + F_{ct} = k(g_o - x) \quad (5.3)$$

Par la suite, en augmentant le rapport entre l'aire des électrodes de contrôle (A_{ct}) et la surface des interrupteurs (N , w et W), il est possible de diminuer l'impact de la puissance RF. La Figure 5.16 montre la variation de la capacité MEMS en fonction de la tension de contrôle pour différents rapports de surface. Alors que la surface est égale pour les interrupteurs et les électrodes de contrôle, la capacité est fortement influencée. Il faut mentionner que dans le cas d'un signal RF modulé et présentant une forte dynamique, la capacité sera constamment affectée et le réseau d'adaptation d'impédance en sera affecté.

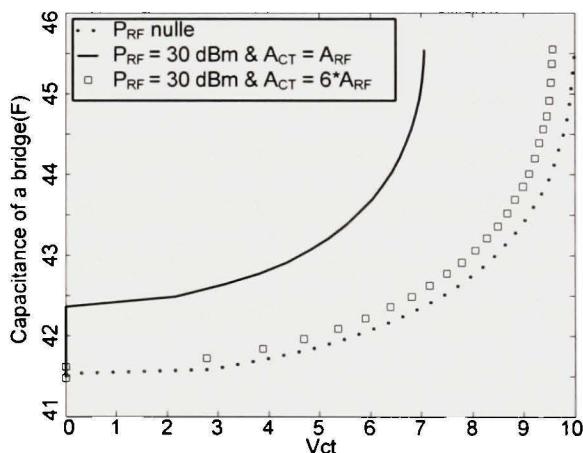


Figure 5.16 Impact de la puissance RF sur la capacité.

Ainsi, avec une aire de contrôle six fois plus grande que la surface des interrupteurs, la constante k devient 2620 N/m. Cette constante doit être répartie entre les ressorts en périphérie et des ressort internes. De cette manière, l'impact du signal RF est fortement minimisé.

5.3.1 Validations pratiques préliminaires

Il existe deux approches de simulation pour évaluer le comportement des microsystèmes RF : l'application de modèles ou encore la simulation par éléments finis. La première stratégie

repose sur l'utilisation d'un modèle et l'application des principes théoriques pour modéliser les composantes communes. Alors que le calcul par éléments finis permet de simuler le comportement d'une structure arbitraire. Dans les deux cas, il est important de prélever des mesures pratiques afin de raffiner les simulations et s'assurer qu'elles représentent correctement la réalité. Cette section présente les étapes effectuées pour peaufiner les simulations à partir de données expérimentales. Ceci permet alors de corriger les simulations et optimiser la composante pour les fabrications futures.

5.3.2 Fabrication de la preuve de concept

La fabrication des premières composantes s'est effectuée au laboratoire Nanotools de l'Université McGill. Cette fabrication a nécessité le développement et la qualification de l'ensemble des étapes du procédé tout en s'assurant de la compatibilité entre les étapes. Lors du développement du procédé requis plusieurs problèmes ont été rencontrés. Toutefois, afin de valider rapidement les simulations sans avoir à compléter l'ensemble du développement des étapes requises, des mesures préliminaires ont été prélevées à l'aide de pièces fixes fabriquées avec un procédé simplifié (Figure 5.17). Voici un résumé des étapes de fabrication effectuées :

- A) Nettoyage d'une tranche de silicium
- B) Dépôt et gravure sèche d'une couche de $1\mu\text{m}$ d'argent
- C) Dépôt et création d'ouverture dans la couche sacrificielle (SOG)
- D) Dépôt et gravure sèche d'une couche de 200 nm d'argent
- E) Gravure de la couche sacrificielle pour accéder au port

Les circuits requis pour cette validation sont présentés à la Figure 5.18. Ces circuits ont été fabriqués sur une tranche de silicium hautement résistive.

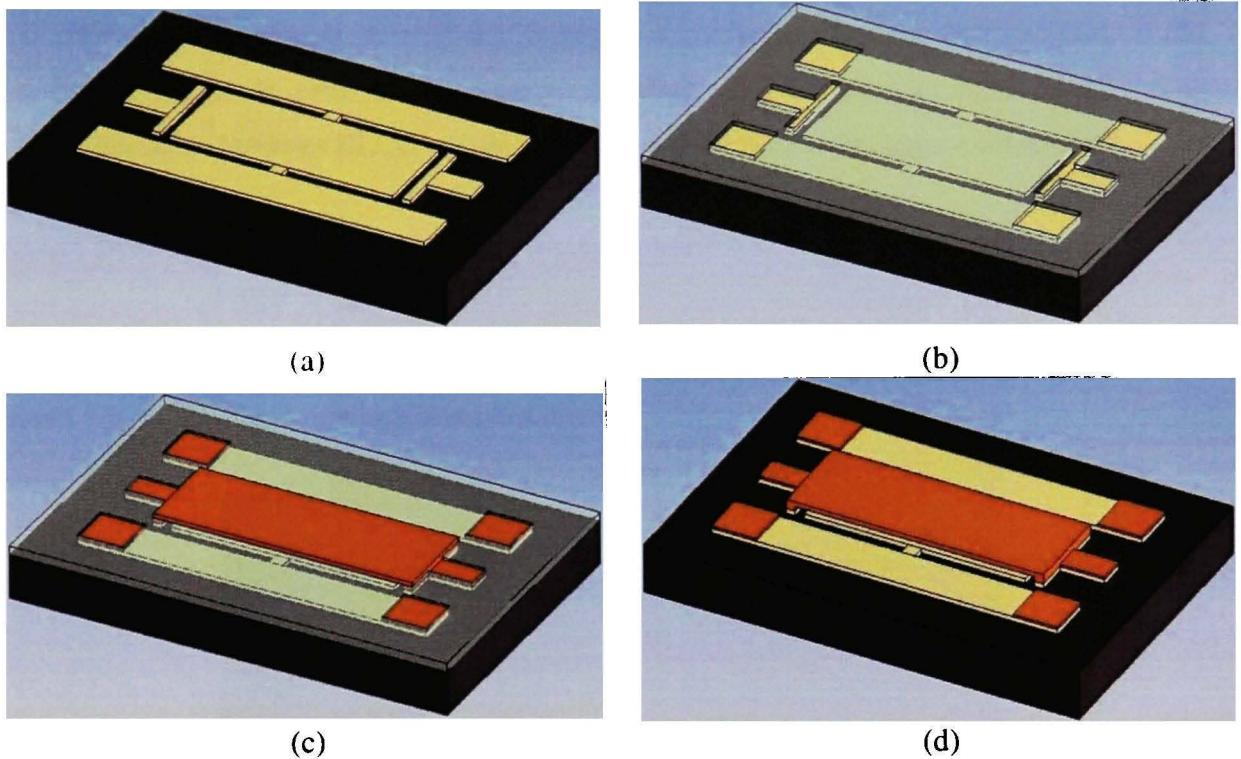


Figure 5.17 Procédé de fabrication simplifié.



Figure 5.18 Photographie d'une tranche fabriquée selon le procédé simplifié.

D'abord, il est important de vérifier l'impact de « serpenter » la ligne de transmission afin d'évaluer l'effet de cette miniaturisation. La Figure 5.19 montre la ligne utilisée pour comparer les paramètres RLCG extraits d'une section droite avec la ligne « serpentée ».

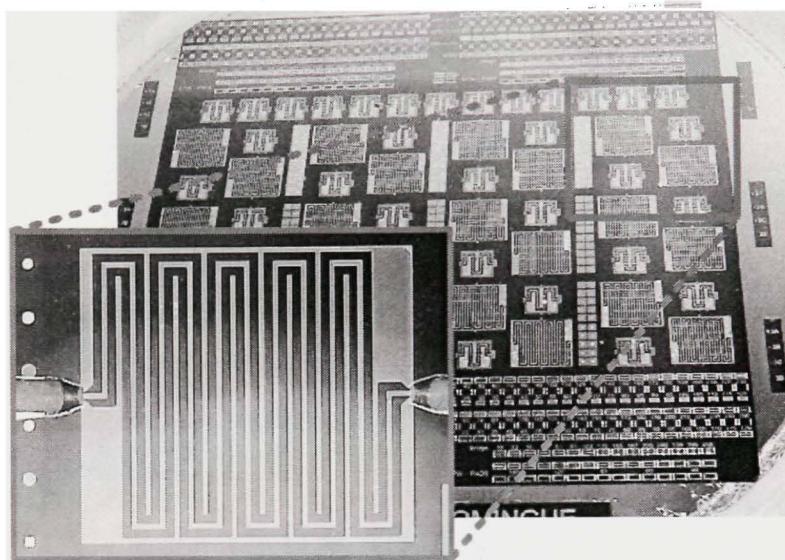


Figure 5.19 Ligne utilisée pour vérifier l'impact de la miniaturisation.

En comparant les paramètres extraits, on constate que l'impact de miniaturiser la ligne est minime (Tableau 5.2). De plus, ces valeurs confirment l'exactitude des modèles exploités.

Tableau 5.2

Impact de miniaturiser la ligne CPW

Variables	Unité	Section	Meander
Inductance distribuée	nH	646.22	615.48
Capacitance distribuée	pF	104.09	111.07
Résistance	Ω	963.95	976.75
Conductance	Ω	8.18E9	8.97E6

Par la suite, des mesures sur des composantes fixes dont la hauteur de la couche sacrificielle diffère ont été prélevées. Ces mesures ont permis de réaliser un modèle expérimental pour les simulations de la couverture envisageable avec cette stratégie.

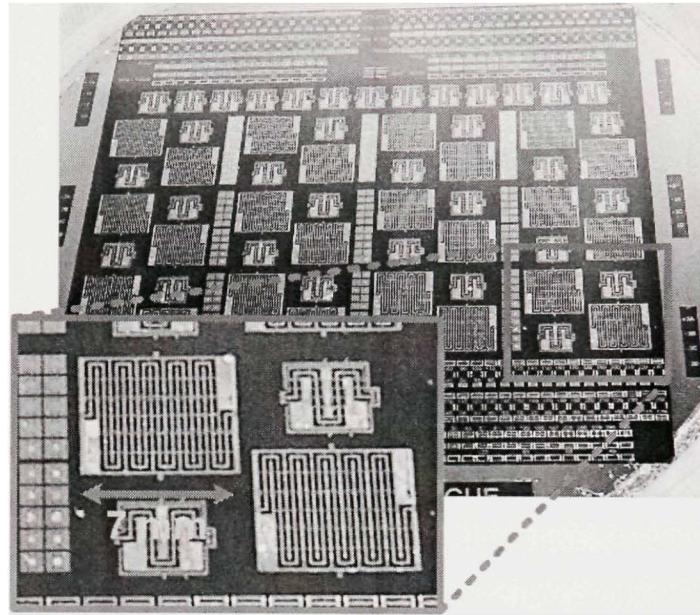


Figure 5.20 Photographie de la ligne DMTL fixe utilisée pour valider le concept.

5.3.3 Modèle de simulation

A l'aide des mesures prélevées, il est possible de générer un modèle RLCG complet à partir des données pratiques. Ce modèle reflète le comportement du circuit DMTL fabriqué. Il reproduit aussi bien le comportement de phase que les pertes de la ligne DMTL. La Figure 5.21 montre la couverture d'impédance estimée à l'aide de modèle pour une ligne DMTL fabriquée avec une épaisseur de $1 \mu\text{m}$ d'argent.

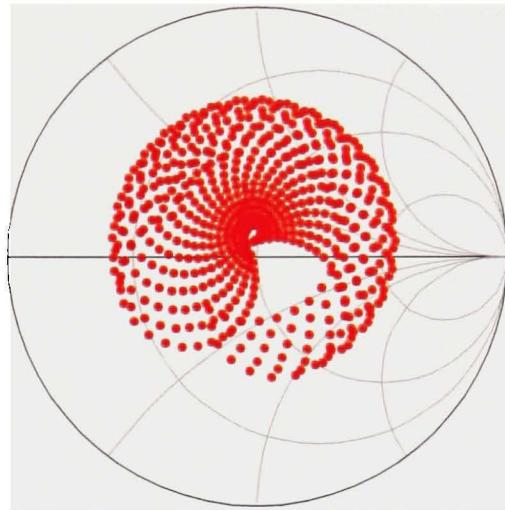


Figure 5.21 Couverture estimée à 1 GHz de l'abaque selon le modèle expérimental.

On constate que la couverture obtenue diminue en raison des pertes dans la structure. Éventuellement, une optimisation sera effectuée afin de trouver un point d'opération optimal pour cette stratégie. De plus, un procédé avec couche épaisse permettrait de maximiser les performances de cette solution. Une épaisseur supérieure à deux fois la profondeur de pénétration de l'onde est optimale. Dans ce cas, une couche de cinq ou six microns serait recherchée. La Figure 5.22 et Figure 5.23 montrent les photographies optiques des structures fabriquées comme preuve de concept.

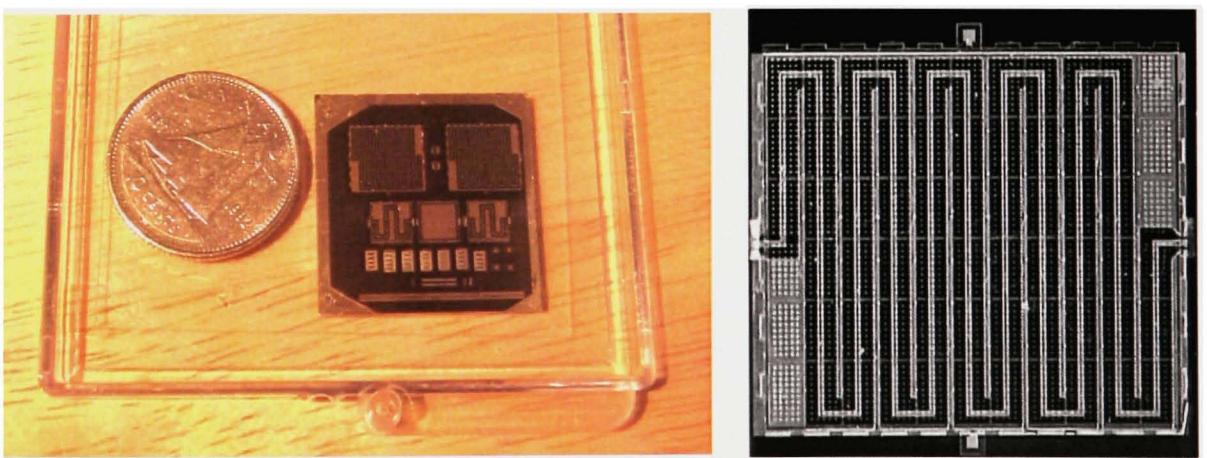


Figure 5.22 Photographie d'un échantillon qui a été fabriqué en accédant au Nanotools.

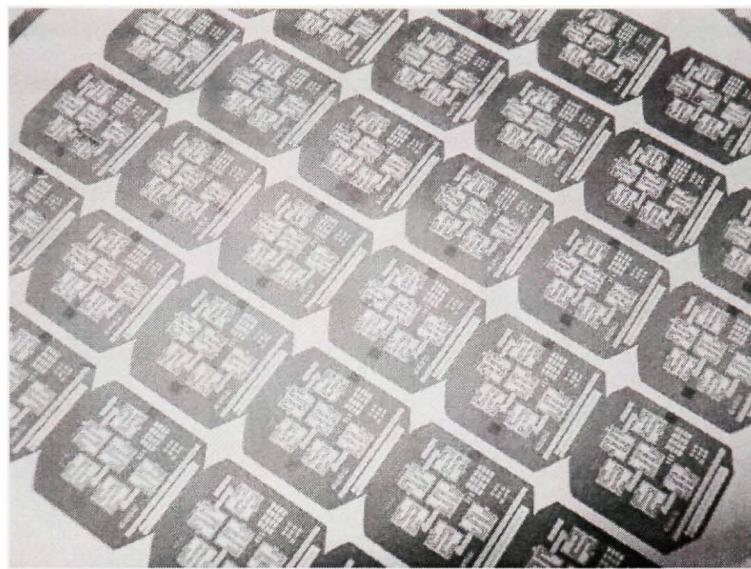


Figure 5.23 Photographie d'une tranche contenant les circuits d'adaptation MEMS.

Pour compléter ce travail, les prochaines étapes concernent le développement du procédé de fabrication. Comme mentionné, une couche d'épaisseur supérieure est convoitée pour la ligne de transmission. De plus, le procédé permettant la réalisation de membrane suspendue à l'aide d'un matériel isolant doit être repensé. Certains essais ont été effectués avec une membrane d'oxyde PECVD, mais un problème de sélectivité entre la couche sacrificielle (« spin on glass », SOG) et la membrane suspendue rend impossible le retrait final (Figure 5.24). Le procédé initialement envisagé était alors composé des couches suivantes :

1. Substrat de silicium
2. Couche métallique pour les lignes de transmission
3. Couche sacrificielle réalisée en SOG
4. Membrane isolante en SiO_2
5. Couche métallique suspendue pour la réalisation des interrupteurs
6. Retrait de la couche sacrificielle à l'aide du HF

La solution serait alors d'utiliser une couche sacrificielle réalisée en polyimide et de faire le retrait par gravure sèche à l'aide d'un plasma O_2 . En d'autres mots, la couche sacrificielle utilisée pour le procédé UW-MEMS v2 pourrait être utilisée.

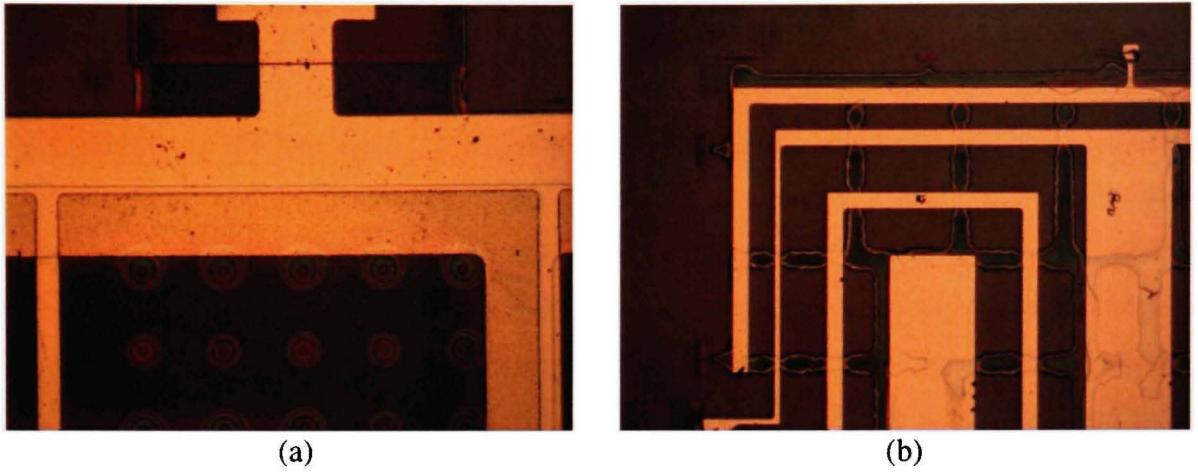


Figure 5.24 Retrait de la couche sacrificielle après 2 minutes (a) et 10 minutes (b).

5.4 Conclusion des pistes de recherche et alternatives proposées

En conclusion, certaines stratégies novatrices ont été présentées pour améliorer les performances selon l'application de la solution SW-DMTL étudiée dans ce mémoire. Les circuits SW-DMTL ciblent les applications basses fréquences exclusivement alors que les composantes de seconde génération permettent d'augmenter la plage de fréquences. Une structure de capacité MEMS avec un ratio capacitif limité intégré à une ligne à forte constante diélectrique permet de minimiser les dimensions d'un réseau d'adaptation d'impédance tout en maintenant de bonnes performances à hautes fréquences. Dans un cas requérant une plage de fréquences étendue, des interrupteurs à trois niveaux de capacité ont été fabriqués. Selon la plage d'opération ciblée, le ratio capacitif requis est actionné. À ces solutions s'ajoute un interrupteur MEMS novateur conçu spécifiquement pour l'adaptation d'impédance. Cet interrupteur joint un contrôle de la capacité distribuée ainsi que de l'inductance distribuée d'une ligne DMTL. Cette solution permet de minimiser les pertes du réseau tout en maintenant très élevée la couverture de l'abaque de Smith. De plus, l'approche permet de maintenir une plage de fréquences d'opération supérieure à la solution SW originale proposée dans cette thèse. Les estimations du gain apporté par ce nouvel interrupteur pour la réalisation d'amplificateurs agiles sont très intéressantes. Ces pistes de

recherches sont en processus de conception et des validations préliminaires ont été présentées.

Finalement, en parallèle avec toutes ces stratégies basées sur des lignes avec discontinuités de type SW, une alternative est présentée. Cette alternative a pour but de cibler les applications à très basses fréquences. Les solutions de type SW ayant démontré un potentiel pour les applications débutant à 3 GHz, la seule solution est alors d'augmenter la longueur physique des circuits (Figure 2.20). Pour pallier à ce problème, une topologie « serpentée » a été étudiée. Cette structure permet de réduire l'espace occupé par les lignes de contrôle et la ligne de transmission. De plus, l'avantage majeur est de pouvoir dimensionner les électrodes d'actionnement pour minimiser l'impact de la puissance RF sur le circuit. Cette solution est intéressante pour les amplificateurs à basses fréquences de forte puissance. La solution a été analysée avec un modèle expérimental et les étapes suivantes concernent le développement du procédé de fabrication final. Certains essais de fabrication ont été effectués permettant de réaliser le modèle expérimental mais il reste toutefois du travail à faire pour le retrait de la couche sacrificielle et l'utilisation d'une épaisseur de conducteur adéquate.

CONCLUSION

En conclusion, l'objectif principal de cette thèse est d'élaborer des stratégies d'adaptation d'impédance variable applicables dans un contexte de réalisation d'un composant micro-ondes agile. L'ensemble des contraintes imposées aux réseaux d'adaptation d'impédance de la chaîne RF sont exigées par l'amplificateur de puissance. L'amplificateur de puissance ajoute des restrictions supplémentaires de puissance et d'efficacité. Dans cette thèse, l'effort est mis sur l'étude de techniques pour la réduction des dimensions afin de permettre l'utilisation des réseaux d'adaptation d'impédance pour des applications à basses fréquences. Les études antérieures, au début du travail doctoral, ont démontré les aptitudes des composantes MEMS pour les applications RF justifiant leur potentiel pour atteindre l'objectif. Bien que les résultats de ces travaux soient très encourageants, ils n'offrent pas de solution pour minimiser les dimensions associées aux circuits d'adaptation d'impédance opérant à basses fréquences. Ces auteurs se sont uniquement attardés sur des plages de fréquences élevées. Cette thèse débute par une analyse théorique détaillée afin d'augmenter la couverture d'impédance sans toutefois nécessiter une longue structure. Une approche de conception est illustrée afin de déterminer la configuration optimale du circuit pour cibler une plage de fréquences donnée. Cette étude a mené à une première solution (SW-DMTL) permettant de diminuer la fréquence d'opération des réseaux d'adaptation conventionnels. Par la suite, les conclusions tirées avec la première itération de circuits ont mené à une seconde génération de circuits optimisés pour différentes applications.

Concernant la solution SW-DMTL, les prototypes fabriqués montrent une amélioration de la couverture de l'abaque de Smith comparativement aux travaux précédents. Le Tableau 1 résume les caractéristiques des solutions retrouvées dans la littérature comparativement à celles présentées dans cette thèse. Notons que les plages de fréquences mentionnées pour les solutions provenant de la littérature reposent sur l'estimation approximative et qualitative des auteurs. Ces auteurs ne disposant pas de moyens quantitatifs pour évaluer la couverture de leurs solutions. En comparaison, un retour sur la Figure 1.15 tirée de Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004) et la Figure 4.12 proposée dans cette thèse montre clairement l'amélioration

de la couverture d'impédance obtenue pour la fréquence de 4 GHz avec la solution SW-DMTL. Une couverture similaire est obtenue avec la solution SW-DMTL pour des fréquences approximativement 1,5 fois inférieures à la solution DMTL conventionnelle exploitée par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004).

Tableau 1

Résumé des réseaux d'adaptation variables

Référence	Topologie	Fréquence (GHz)	Dimensions (mm ²)
Papapolymerou et al. (2003)	1	10-20	18 x 11
Vaha-Heikkila et al. (2005)	2	100	1,8 x 1,5
Vaha-Heikkila et al.(2007)	2	6-24	7,3 x 7,3
Kim et al. (2001)	2	30	3,2 x 2,7
Vaha-Heikkila et al. (2005)	3	20-50	2,5 x 1,0
Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004)	3	4-18	3,8 x 1,3
Yumin, Katehi et Peroulis (2005)	3	30	0,49 x 0,12
Domingue, Kouki et Mansour (2008)	4	4,25-15¹	4 x 0,92
Domingue, Kouki et Mansour (thèse)	5	5,5-21¹	4 x 0,92
Domingue, Kouki et Mansour (thèse)	6	4,5-21¹	4 x 0,92
Domingue, Kouki et Mansour (thèse)	7	4,5-22¹	4 x 0,92
Domingue, Kouki et Mansour (thèse)	8	>1	14 x 14

Topologie

1- Tronçons variables à l'aide d'une banque de condensateurs

2- Double et triple tronçon

3- Réseaux distribués

4- Réseaux distribués intégrant une ligne SW

5- Réseaux distribués intégrant une ligne SW et un interrupteur limité

6- Réseaux distribués intégrant une ligne SW et un interrupteur à trois états

7- Réseaux exploitant un interrupteur novateur affectant l'inductance et la capacitance

8- Topologie alternative pour serpenter et miniaturiser les réseaux

NOTE : 1- La plage d'opération correspond à la plage dont le facteur d'uniformité khi_2 est inférieur à 1000. Cette plage signifie que la distribution des charges est relativement uniforme dans les quatre quadrants de l'abaque de Smith.

Cette thèse ajoute une approche de conception des réseaux d'adaptation d'impédance variables nouvelle. L'analyse détaillée des paramètres affectant les réseaux de type DMTL a été possible grâce à l'introduction d'un critère mathématique permettant d'évaluer la distribution obtenue dans l'abaque de Smith. L'étude des différents paramètres a permis d'identifier clairement les besoins pour réduire et maximiser la couverture tout en maintenant les dimensions faibles. À cette théorie requise pour la conception, s'ajoute des analyses détaillées des performances des solutions proposées. Ces analyses concernent le taux de transfert de puissance et l'adaptation estimée pour différentes valeurs d'impédance de source. Ces calculs n'ayant pas été exploités dans la littérature viennent confirmer le potentiel pratique réel de la structure proposée. Les circuits ont été fabriqués au sein du laboratoire CIRFE de l'université Waterloo. Les résultats finaux confirment l'approche de conception et l'amélioration des performances. De plus, les résultats convergent très bien vers les simulations HFSS et les modèles théoriques exploités. L'apport apporté par la solution SW-DMTL pour la réalisation d'un amplificateur à l'aide d'un dispositif actif PH25 a été comparé à l'aide d'un modèle expérimental avec un réseau de tronçons fixes. La solution variable à l'aide du circuit SW-DMTL apporte toute la flexibilité requise pour améliorer le gain du transistor sur la plage de fréquences de 3 à 9 GHz.

Suite à l'analyse de la solution développée, une seconde génération de circuits est proposée. Ces circuits ont été étudiés théoriquement à l'aide de modèles réalistes validés lors de la première phase expérimentale sur la solution SW-DMTL. Cette génération de circuit apporte des solutions pour étendre la fréquence d'opération à l'aide d'un interrupteur à trois états, pour conserver la fréquence d'opération élevée en maintenant les dimensions faibles en exploitant une interrupteur dont le ratio capacitif est limité et une autre solution pour améliorer la couverture d'impédance et les performances basées sur une composante nouvelle. Ces trois stratégies sont en développement et les premiers circuits ont été fabriqués. Le procédé de fabrication a été adapté pour fabriquer ces circuits qui ont été réalisés lors d'un lot indépendant au CIRFE. Les résultats préliminaires sont très intéressants et confirment l'intérêt de poursuivre ces pistes de recherche dans le futur. La prochaine itération de fabrication devra montrer le plein potentiel de ces composantes.

En parallèle avec les solutions inspirées des lignes DMTL et des lignes avec discontinuités (SW), une solution miniaturisée a été envisagée pour les applications très basses fréquences et à forte puissance. Cette solution consiste à relier les interrupteurs MEMS et les suspendre à l'aide d'une membrane isolante. De cette manière, l'ensemble des interrupteurs sont activés par les mêmes électrodes d'actionnement dimensionnées de manière à minimiser l'impact de la puissance RF. En éliminant l'ensemble des lignes de contrôle, la ligne de transmission peut être serpentine sous la membrane pour obtenir une ligne miniaturisée requise à basses fréquences. La solution proposée dans ce cas consiste à réaliser une cellule de longueur électrique variable qui sera exploitée pour faire un réseau d'adaptation de type tronçons variables. Les résultats préliminaires montrent un potentiel pour réduire la fréquence d'opération à 1 GHz. Les travaux futurs concernent l'utilisation d'une couche épaisse pour les lignes de transmission afin de minimiser les pertes à 1 GHz. De plus, le procédé pour la réalisation de la membrane suspendue doit être revu.

Contributions scientifiques soutenues

Dans cette thèse plusieurs contributions scientifiques et réalisations entourant les réseaux d'adaptation d'impédance à base de circuits MEMS, autant sur des aspects théoriques que pratiques, sont présentées. Essentiellement, cette thèse apporte une vision nouvelle de la conception des réseaux d'adaptation d'impédance à l'aide de circuits RF-MEMS. Peu d'auteurs se sont attardés à l'étude détaillée des performances des réseaux MEMS dans un contexte RF pratique. L'étude du comportement des solutions proposées est faite avec un regard orienté sur l'apport pratique réel obtenu à l'aide des circuits lorsqu'ils sont intégrés dans un système micro-ondes. Les contributions et réalisations importantes sont les suivantes :

- Présentation d'une approche de conception et d'optimisation détaillée des réseaux d'adaptation à base de ligne de transmission MEMS distribuées afin de réduire la fréquence d'opération minimale et cibler une bande de fréquences d'opération inférieures à 5 GHz tout en conservant des dimensions réduites,

- Identification quantitative des paramètres majeurs influençant le comportement des réseaux d'adaptation d'impédance MEMS distribués basée sur l'introduction d'un critère mathématique pour évaluer l'uniformité des solutions étudiées,
- Démonstration d'une technique bénéfique pour réduire les dimensions des réseaux d'adaptation d'impédance MEMS en utilisant des lignes à constante diélectrique effective élevée,
- Analyse théorique et pratique complète du transfert de puissance et de l'adaptation du port d'entrée dans un contexte de sources différentes de 50 ohms adaptées à 50 ohms,
- Analyse détaillée des performances pour comparer équitablement diverses solutions d'adaptation d'impédance variable selon le bénéfice réel apporté,
- Conception et réalisation de réseaux d'adaptation d'impédance optimisés pour diverses applications dont la plage de fréquences d'opération diffère,
- Proposition d'un interrupteur novateur dédié pour l'adaptation d'impédance,
- Évolution du procédé de fabrication disponible au laboratoire CIRFE et ajustement du procédé pour la fabrication des réseaux proposés,
- Présentation du potentiel offert par l'approche exploitée pour la fabrication d'un déphasageur MEMS distribué amélioré.

Conclusion globale

Cette thèse porte sur l'étude du potentiel des réseaux d'adaptation d'impédance variables à base de MEMS pour les applications de RF agile. L'analyse théorique des circuits de type DMTL a mené à une première solution offrant une amélioration marquée de la couverture d'impédance et du potentiel pour la réalisation de composantes micro-ondes reconfigurables. Les performances ont été confirmées expérimentalement sur des composantes fabriquées. Par la suite, l'apport de la solution présentée a été démontré théoriquement et expérimentalement pour la fabrication de déphasageurs RF. Finalement, plusieurs pistes de recherche ont été identifiées et l'étude des résultats préliminaires est présentée dans cette thèse.

ANNEXE I

CALENDRIER DE LANCEMENT DES RF-MEMS ESTIMÉ PAR L'ITRS

<i>Year of Production</i>	2007	2008	2009	2010	2011	2012	2013
<i>Design Tools</i>							
BAW	(0) Separate tools	(1) IRFM, (2) CM		(3) DF			
Resonator	(0) Separate tools	(1) IRFM, (2) CM		(3) DF			
Switch—capacitive contact	(0) Separate tools, (2) CM		(1) IRFM	(3) DF			
Switch—metal contact	(0) Separate tools, (2) CM		(1) IRFM	(3) DF			
All MEMS devices		(4) MEMS TCAD	(4) MEMS TCAD				
<i>Packaging</i>							
BAW	Die stacking.		Wafer level package. Micro cavity package.		Above IC Integration		
Resonator			Stacked die		Embedded integration with IC		
Switch—capacitive contact				Above IC integration		Embedded Integration with IC	
Switch—metal contact				Above IC integration		Embedded Integration with IC	
<i>Performance Driver</i>							
BAW	F= 900MHz to 2.5GHz. Size and cost; TCF= -20 ppm/K; K2'Q=100		F= 900MHz to 5GHz. Testability improved. TCF= -5ppm; K2'Q=150		Coupled Resonator Filter (CRF) ≥ increase functionality (e.g., impedance match).		F= 900MHz to 10GHz. Built In Self Test (BIST) structure. Tunable filter? TCF= -1ppm; K2'Q=200
Resonator		Real time clock (32 kHz)		Clock oscillator (10–100MHz) multi-frequency per die.		Nano resonator for filter function (800MHz–2.5GHz)	
Switch—capacitive contact			Cellular frontend (tuning): 20:1 tuning ratio, 40V actuation			Cellular frontend (tuning): 30:1 tuning ratio, low-voltage actuation	
Switch—metal contact			Cellular frontend (tuning, T/R): Insertion loss <0.3dB, lifetime >1e10 cycles			Cellular frontend (tuning, T/R): insertion loss <0.2dB, lifetime >1e11 cycles	
<i>Cost Driver</i>							
BAW			Die size / package		Integration with semiconductor die		
Resonator	MEMS processing cost	Packaging		Integration with semiconductor die			
Switch—capacitive contact			Processing cost. Die size / microcavity package. Test.			Integration with semiconductor die	
Switch—metal contact			Process cost. Reliability / size / microcavity package. Test.			Integration with semiconductor die	

Notes for Table RFAMS8:

(0) *Separate Tools*—Mechanical and RF simulation tools not integrated. Manual integration with package and IC.

(1) *IRFM*—integrated RF and mechanical 3D simulation tools

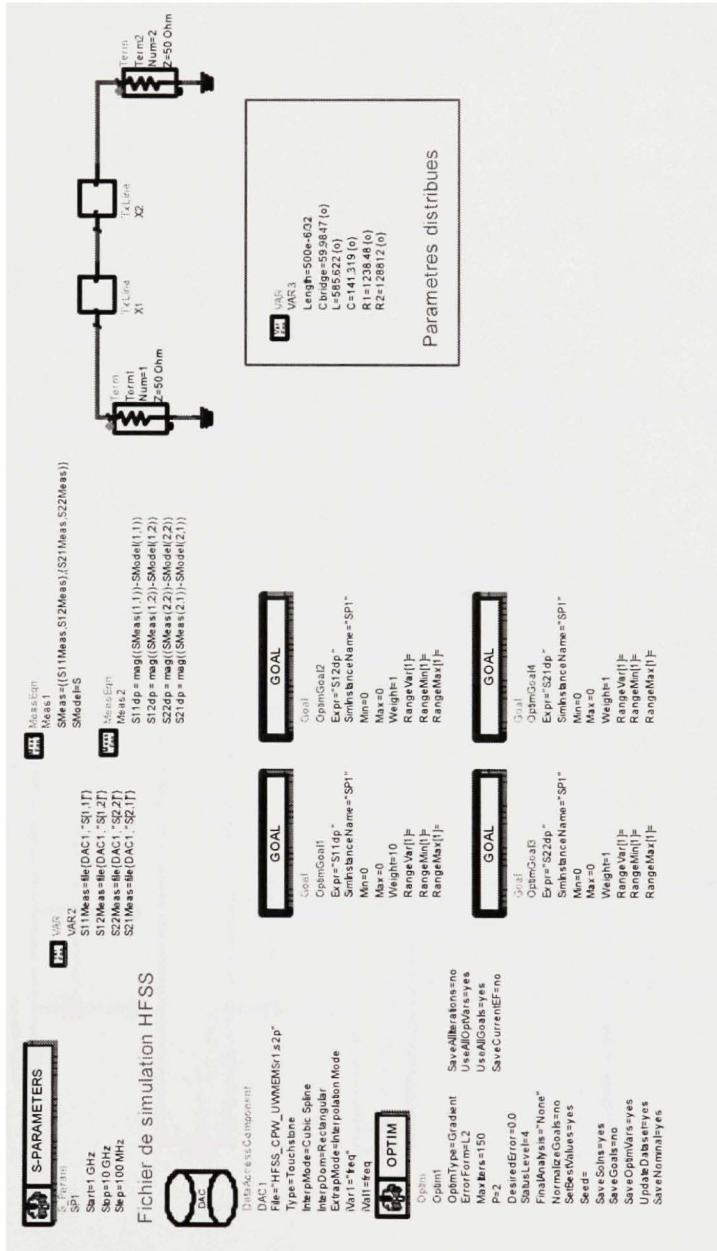
(2) *CM*—physically based compact models i.e. simplified versions of IRFM

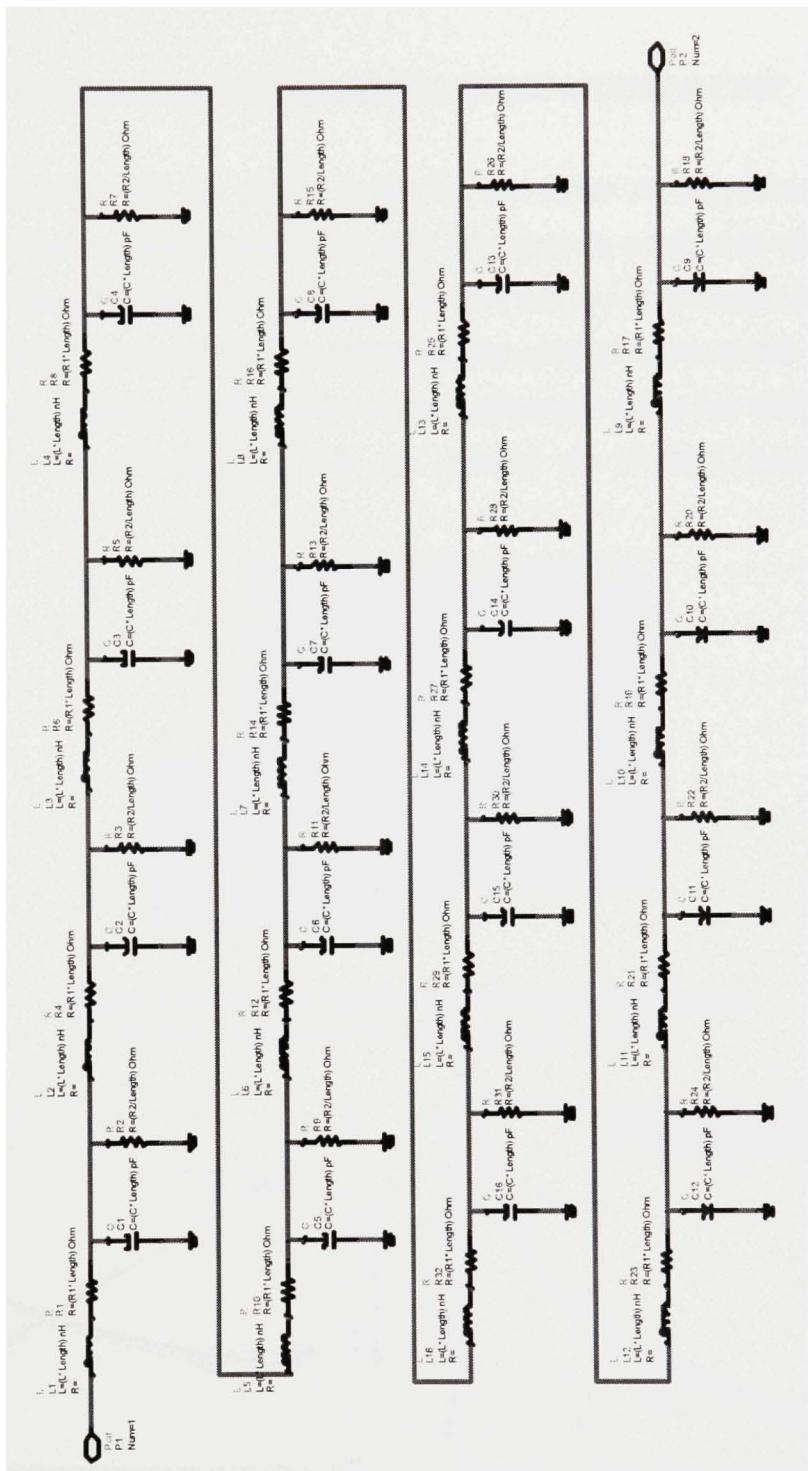
(3) *DF*—Design flow e.g. circuit level simulation, that includes IRFM

(4) *MEMS TCAD*—3D process sequence simulation tool to simulate deposition, roughness, thermal, undercut, etc ...

ANNEXE II

MODÈLE ADS UTILISÉ POUR EXTRAIRE LES PARAMÈTRES DISTRIBUÉS





ANNEXE III

VALIDATION EXPÉRIMENTALE DU MODÈLE CPW

L'expérience effectuée afin de valider la théorie des lignes de transmission consiste à fabriquer de nombreuses lignes coplanaires dont la largeur du conducteur central varie. La Figure 3.1 de l'annexe III montre une photographie d'une des lignes ayant été caractérisée ainsi que la tranche fabriquée. La caractérisation est effectuée sous pointe à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent. La calibration est très importante et doit être vérifiée. Les lignes de transmission ont été fabriqués sur un substrat de silicium hautement résistif (10000 ohm.cm).

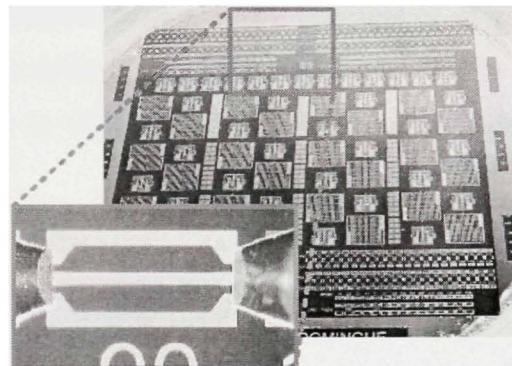


Figure 3.1 Tranche fabriquée contenant différentes lignes CPW pour la validation du modèle.

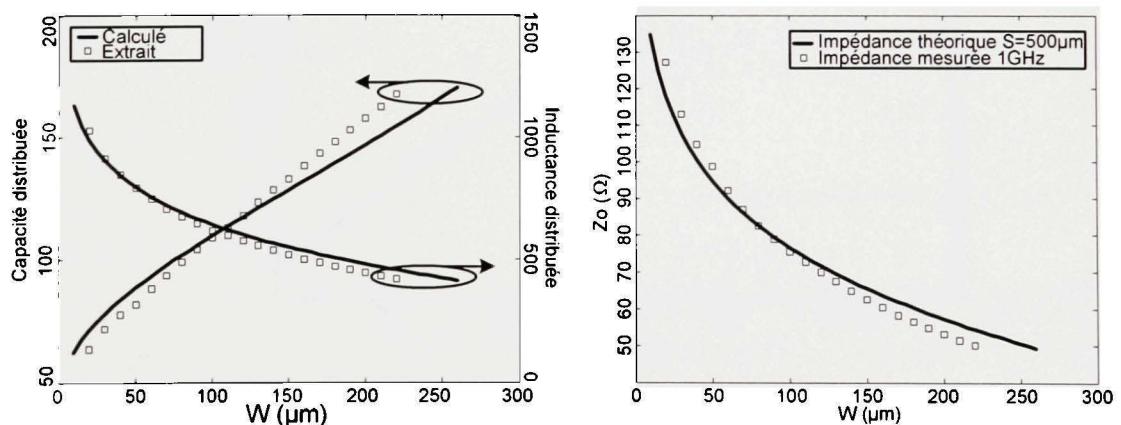


Figure 3.2 Concordance des paramètres estimés en théorie et des résultats expérimentaux.

ANNEXE IV

ANALYSE EXPÉRIMENTALE DES EFFETS DE BORD

Le principal inconnu dans le dimensionnement d'un interrupteur capacitif est la valeur de l'effet de bord. L'effet de bord s'ajoute à la valeur de la capacité associée aux plaques parallèles. Afin d'avoir un ordre de grandeur de cette effet, l'étude de l'effet de bord des interrupteur capacitifs a été effectuée. Les mesures prélevées permettent d'évaluer les effets de bord à **13.46 fF**. Pour extraire la capacité de l'interrupteur la ligne CPW uniquement doit être modélisée dans un premier temps. Ensuite la même ligne incluant un interrupteur doit être caractérisée. En utilisant un optimisateur il est possible d'extraire la valeur de la capacité associée à l'interrupteur uniquement. En traçant une courbe de la capacité en fonction de la largeur de l'interrupteur, on constate une valeur non nulle au croisement de l'ordonnée. Cette valeur correspond alors à la valeur approximative de l'effet de bord pour cette hauteur d'interrupteur.

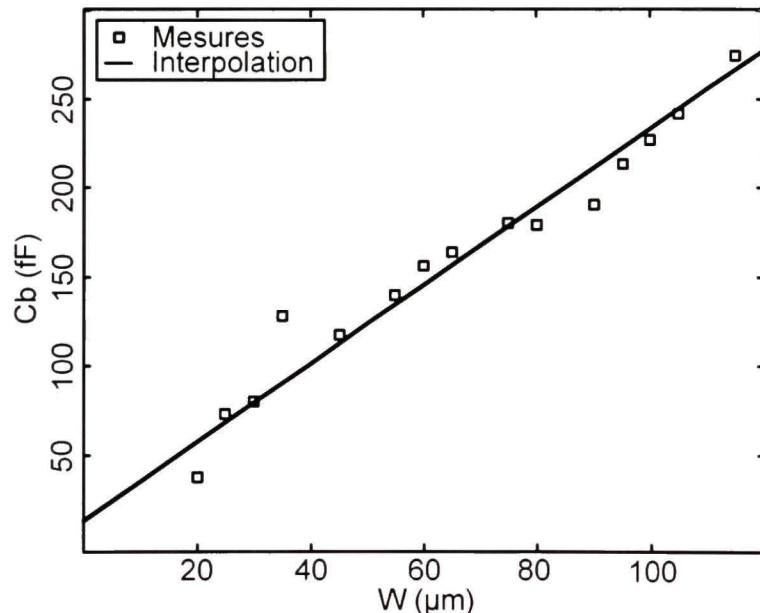


Figure 4.1 Capacitance associée à un interrupteur capacitif en fonction de la largeur.

ANNEXE V

PROCÉDÉ DE FABRICATION ADAPTÉ POUR LA SECONDE GÉNÉRATION

1) Nettoyage à base de solvant

Spécifications

Matériel	Acétone et IPA bécher pyrex
Équipement	Bain ultrasonique
Paramètres	
Puissance	7
Température	22
Temps	5 min (acétone)
Temps	5 min (IPA)
Rinçage	DI

2) Nettoyage RCA-1

Spécifications

Matériel	Eau DI Ammonium Hydroxide Hydrogen Peroxide
Équipement	Plaque chauffante Bécher pyrex Thermomètre
Paramètres	
Température	80 C
Proportion	5 : (DI) 1 : (NH ₄ OH) 1 (H ₂ O ₂)
Temps	15 min
Rinçage	DI 5 min

3) Cuisson et déshydratation

Spécifications

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	150 C
Temps	5 min

4) Dépôt chrome par évaporation

Spécifications

Matériel	Chrome (grain)
Équipement	IntelVac E-Beam
Paramètres	
Taux	3 Å/sec
Temps	2 min 13 sec
Épaisseur	40 nm

5) Dépôt résine AZ3312

Spécifications

Matériel	AZ3312
Équipement	Spin processor
Paramètres	
Rotation	2000 rpm
Accélération	15 sec
Temps	45

6) Cuisson

Spécifications

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	90 C
Temps	1 min

7) Exposition du Masque I

Spécifications

Matériel	Masque chrome I
Équipement	Aligneur de masque
Paramètres	
Puissance	41 mW/cm ²
Temps	12

8) Cuisson post-exposition

Spécifications

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	90 C
Temps	1 min

9) Développement de la résine

Spécifications

Matériel	300 MIF
Équipement	Bécher
Paramètres	
Temps	50 sec

10) Cuisson post-développement

Spécifications

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	1 min

11) Gravure humide du chrome

Spécifications

Matériel	CR1020
Équipement	Bécher
Paramètres	
Concentration	100%
Temps	45 sec

12) Nettoyage photorésine

Spécifications

Matériel	AZ Kwik Strip
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Température	65°C
Temps	15 min
Rinçage	DI

13) Nettoyage à base de solvant

Spécifications

Matériel	Acétone et IPA
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Temps	5 min (acétone)
Temps	5 min (IPA)
Rinçage	DI

14) Nettoyage sèche (« Descum »)

Spécifications

Matériel	Oxygène
Équipement	RIE
Paramètres	
Temps	100 sec
Pression	350 mTorr
Oxygène	50 sccm
Puissance ICP	50 W

15) Cuisson et déshydratation

Spécifications

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	5 min

16) Dépôt Nitre PECVD

Spécifications

Équipement	PECVD Trion
Paramètres	
Température	250°C
Temps	800 sec

17) Dépôt résine AZ3330

Spécifications

Matériel	AZ3330
Équipement	Laurell Spin processor
Paramètres	
Rotation	2000 rpm
Accélération	15 sec
Temps	45

18) Cuisson

Spécifications

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	90 C
Temps	1 min

19) Exposition du Masque II

Spécifications

Matériel	Masque chrome I
Équipement	Aligneur de masque
Paramètres	
Puissance	41 mW/cm ²
Temps	15

20) Cuisson post-exposition

Spécifications

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	3 min

21) Développement de la résine

Spécifications

Matériel	300 MIF
Équipement	Bécher
Paramètres	
Temps	60 sec

22) Cuisson post-développement

Spécifications

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	1 min

23) Gravure sèche de la Nitrure

Spécifications

Matériel	CF ₄
Équipement	RIE Trion
Paramètres	
Flot CF ₄	30 sccm
Pression	250 mTorr
Puissance ICP	250 W
Puissance RIE	100 W
Temps	200 sec

24) Nettoyage photorésine

Spécifications

Matériel	AZ Kwik Strip
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Température	65°C
Temps	15 min
Rinçage	DI

25) Nettoyage à base de solvant

Spécifications

Matériel	Acétone et IPA
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Temps	5 min (acétone)
Temps	5 min (IPA)
Rinçage	DI

26) Nettoyage sèche (« Descum »)**Spécifications**

Matériel	Oxygène
Équipement	RIE
Paramètres	
Temps	100 sec
Pression	350 mTorr
Oxygène	50 sccm
Puissance ICP	50 W

27) Cuisson et déshydratation**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	5 min

28) Dépôt TiW par pulvérisation**Spécifications**

Matériel	TiW (cible 6in)
Équipement	IntelVac Sputtering System
Paramètres	
Épaisseur	30 nm
Temps	13 min
Taux	23 Å/min

29) Dépôt Or par évaporation**Spécifications**

Matériel	Or (grain)
Équipement	IntelVac E-Beam
Paramètres	
Taux	10 Å/sec
Temps	50 sec
Épaisseur	50 nm

30) Dépôt résine AZnLOF2035**Spécifications**

Matériel	AZnLOF2035
Équipement	Laurell Spin processor
Paramètres	
Rotation	3000 rpm
Accélération	15 sec
Temps	45 sec

31) Cuisson**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	1 min

32) Exposition du Masque III**Spécifications**

Matériel	Masque chrome III
Équipement	Aligneur de masque
Paramètres	
Puissance	41 mW/cm ²
Temps	15

33) Cuisson post-exposition**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	1 min

34) Développement de la résine**Spécifications**

Matériel	300 MIF
Équipement	Bécher
Paramètres	
Temps	3 min

35) Cuisson post-développement**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	120 °C
Temps	1 min

36) Électrodéposition Or**Spécifications**

Équipement	Technic plating bath
Paramètres	
Température	140 °F
Densité	2 ASF
Courant	
Temps	
Épaisseur	1,5 µm

37) Nettoyage photorésine**Spécifications**

Matériel	AZ Kwik Strip
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Température	65°C
Temps	15 min
Rinçage	DI

38) Nettoyage à base de solvant**Spécifications**

Matériel	Acétone et IPA
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Temps	5 min (acétone)
Temps	5 min (IPA)
Rinçage	DI

39) Gravure humide de l'Or**Spécifications**

Matériel	Gold Etchant
Équipement	Bécher
Paramètres	
Concentration	100%
Temps	30 sec

40) Gravure humide du TiW**Spécifications**

Matériel	H ₂ O ₂ 30%
Équipement	Bécher
Paramètres	
Concentration	30%
Temps	60 sec
Température	45°C

41) Dépôt TiW par pulvérisation**Spécifications**

Matériel	TiW (cible 6in)
Équipement	IntelVac Sputtering System
Paramètres	
Épaisseur	40 nm
Temps	17 min
Taux	23 Å/min

42) Dépôt Oxyde PECVD**Spécifications**

Matériel	N ₂ O, N ₂ et SiH ₄
Équipement	PECVD Trion
Paramètres	
Température	250°C
Pression	900 mTorr
Puissance	60 W
Temps	800 sec
Débits (sccm)	SiH ₄ : 5 N ₂ O : 140 N ₂ : 118

43) Dépôt résine AZ3330**Spécifications**

Matériel	AZ3330
Équipement	Laurell Spin processor
Paramètres	
Rotation	3000 rpm
Accélération	15 sec
Temps	45

44) Cuisson**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	90 C
Temps	5 min

45) Exposition du Masque IV**Spécifications**

Matériel	Masque chrome IV
Équipement	Aligneur de masque
Paramètres	
Puissance	41 mW/cm ²
Temps	15

46) Cuisson post-exposition**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	3 min

47) Développement de la résine**Spécifications**

Matériel	300 MIF
Équipement	Bécher
Paramètres	
Temps	75 sec

48) Gravure sèche de l'oxyde**Spécifications**

Matériel	CF ₄
Équipement	RIE Trion
Paramètres	
Flot CF ₄	30 sccm
Pression	250 mTorr
Puissance ICP	250 W
Puissance RIE	100 W
Temps	1000 sec

49) Gravure humide Oxyde**Spécifications**

Matériel	BHF 8 :1
Équipement	Bécher
Paramètres	
Concentration	8 :1
Temps	60 sec
Rinçage	DI

50) Gravure humide du TiW**Spécifications**

Matériel	H ₂ O ₂ 30%
Équipement	Bécher
Paramètres	
Concentration	30%
Temps	60 sec
Température	45°C
Rinçage	DI

51) Nettoyage photorésine**Spécifications**

Matériel	AZ Kwik Strip
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Température	65°C
Temps	15 min
Rinçage	DI

52) Nettoyage à base de solvant**Spécifications**

Matériel	Acétone et IPA
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Temps	5 min (acétone)
Temps	5 min (IPA)
Rinçage	DI

53) Cuisson et déshydratation**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 °C
Temps	5 min

54) Dépôt polyimide PI2562**Spécifications**

Matériel	PI2562
Équipement	Laurell Spin processor
Paramètres	
Repos	15 sec
Rotation	500 rpm
Temps	15
Rotation	1500 rpm
Temps	45 sec

55) Cuisson**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	90 °C
Temps	2 min

56) Cuisson**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	150 °C
Temps	2 min

57) Cuisson au four**Spécifications**

Équipement	Four
Paramètres	
Rampe	25°C à 150°C
Rampe	150°C à 350°C
Pente	4 °C/min
Maintient	30 min
Rampe	350°C à 150°C
Pente	4 °C/min
Rampe	150°C à 25°C

58) Dépôt Aluminium par pulvérisation**Spécifications**

Matériel	Al (cible 6in)
Équipement	IntelVac Sputtering System
Paramètres	
Épaisseur	200 nm
Temps	11 min 6 sec
Taux	180 Å/min

59) Dépôt résine AZ3330**Spécifications**

Matériel	AZ3330
Équipement	Laurell Spin processor
Paramètres	
Rotation	3000 rpm
Accélération	15 sec
Temps	45

60) Cuisson**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	90 C
Temps	1 min

61) Exposition du Masque V**Spécifications**

Matériel	Masque chrome V
Équipement	
Paramètres	
Puissance	41 mW/cm ²
Temps	15

62) Cuisson post-exposition**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	1 min

63) Développement de la résine**Spécifications**

Matériel	300 MIF
Équipement	
Paramètres	
Temps	3 min

64) Gravure humide Aluminium**Spécifications**

Matériel	Aluminum Etchant
Équipement	
Paramètres	
Concentration	100%
Temps	60 sec
Rinçage	DI

65) Gravure sèche du polyimide**Spécifications**

Matériel	O ₂
Équipement	
Paramètres	
Flot O ₂	30 sccm
Pression	250 mTorr
Puissance ICP	100 W
Puissance RIE	50 W
Temps	800 sec

66) Nettoyage photorésine**Spécifications**

Matériel	AZ Kwik Strip
Équipement	
Paramètres	
Température	65°C
Temps	15 min
Rinçage	DI

67) Nettoyage à base de solvant**Spécifications**

Matériel	Acétone et IPA
Équipement	
Paramètres	
Temps	5 min (acétone)
Temps	5 min (IPA)
Rinçage	DI

68) Nettoyage sèche (« Descum »)**Spécifications**

Matériel	Oxygène
Équipement	
Paramètres	
Temps	100 sec
Pression	350 mTorr
Oxygène	50 sccm
Puissance ICP	50 W

69) Gravure humide Aluminium**Spécifications**

Matériel	Aluminum Etchant
Équipement	Bécher
Paramètres	
Concentration	100%
Temps	60 sec
Rinçage	DI

70) Dépôt résine AZ3330**Spécifications**

Matériel	AZ3330
Équipement	Laurell Spin processor
Paramètres	
Rotation	3000 rpm
Accélération	15 sec
Temps	45

71) Cuisson**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	90 C
Temps	5 min

72) Exposition du Masque VI**Spécifications**

Matériel	Masque chrome V
Équipement	Aligneur de masque
Paramètres	
Puissance	41 mW/cm ²
Temps	15

73) Cuisson post-exposition**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	2 min

74) Développement de la résine**Spécifications**

Matériel	300 MIF
Équipement	Bécher
Paramètres	
Temps	3 min

75) Cuisson post-développement**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	1 min

76) Gravure sèche du polyimide**Spécifications**

Matériel	O ₂
Équipement	RIE Trion
Paramètres	
Flot O ₂	30 sccm
Pression	250 mTorr
Puissance ICP	100 W
Puissance RIE	50 W
Temps	240 sec

77) Nettoyage photorésine**Spécifications**

Matériel	AZ Kwik Strip
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Température	65°C
Temps	15 min
Rinçage	DI

78) Nettoyage à base de solvant**Spécifications**

Matériel	Acétone et IPA
Équipement	bécher pyrex
Paramètres	
Temps	5 min (acétone)
Temps	5 min (IPA)
Rinçage	DI

79) Nettoyage sèche (« Descum »)**Spécifications**

Matériel	Oxygène
Équipement	RIE
Paramètres	
Temps	100 sec
Pression	350 mTorr
Oxygène	50 sccm
Puissance ICP	50 W

80) Dépôt Or par évaporation**Spécifications**

Matériel	Or (grain)
Équipement	IntelVac E-Beam
Paramètres	
Taux	10 Å/sec
Temps	50 sec
Épaisseur	50 nm

81) Dépôt résine AZnLOF2035**Spécifications**

Matériel	AZnLOF2035
Équipement	Laurell Spin processor
Paramètres	
Rotation	3000 rpm
Accélération	15 sec
Temps	45 sec

82) Cuisson**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	1 min

83) Exposition du Masque VII**Spécifications**

Matériel	Masque chrome VII
Équipement	Alineur de masque
Paramètres	
Puissance	41 mW/cm ²
Temps	15

84) Cuisson post-exposition**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	110 C
Temps	1 min

85) Développement de la résine**Spécifications**

Matériel	300 MIF
Équipement	Bécher
Paramètres	
Temps	3 min

86) Cuisson post-développement**Spécifications**

Équipement	Plaque chauffante
Paramètres	
Température	120 C
Temps	1 min

87) Électrodéposition Or**Spécifications**

Équipement	Technic plating bath
Paramètres	
Température	140 F
Densité	2 ASF
Courant	
Temps	
Épaisseur	1,25 µm

88) Nettoyage photorésine**Spécifications**

Matériel	AZ Kwik Strip
Équipement	
Paramètres	bécher pyrex
Température	65°C
Temps	15 min
Rinçage	DI

89) Nettoyage à base de solvant**Spécifications**

Matériel	Acétone et IPA
Équipement	
Paramètres	bécher pyrex
Temps	5 min (acétone)
Temps	5 min (IPA)
Rinçage	DI

90) Gravure humide de l'Or**Spécifications**

Matériel	Gold Etchant
Équipement	
Paramètres	Bécher
Concentration	100%
Temps	30 sec

91) Retrait couche sacrificielle**Spécifications**

Matériel	Oxygène
Équipement	
Paramètres	RIE
Temps	Variable
Pression	Faible
Oxygène	Faible débit
Puissance ICP	Progressive

LISTE DE RÉFÉRENCES

- Bell, Patrick J., Zoya Popovic et Christopher W. Dyck. 2006. « MEMS-switched class-A-to-E reconfigurable power amplifier ». vol. 2006, p. 243-246.
- Chandrahalim, H., et S. A. Bhave. 2008. « Digitally-tunable mems filter using mechanically-coupled resonator array ». Micro Electro Mechanical Systems, 2008. MEMS 2008. IEEE 21st International Conference on, p. 1020-1023.
- Chu, Chia-Hua, Wen-Pin Shih, Sheng-Yuan Chung, Hsin-Chang Tsai, Tai-Kang Shing et Pei-Zen Chang. 2007. « A low actuation voltage electrostatic actuator for RF MEMS switch applications ». Journal of Micromechanics and Microengineering, vol. 17, n° 8, p. 1649-1656.
- CIRFE. 2007. « UW-MEMS DESIGN HANDBOOK ». Waterloo, Ontario (Canada): Craninckx, J., et S. Donnay. 2003. « 4G terminals: how are we going to design them? ». Design Automation Conference 2003, Proceedings, p. 79-84.
- Daneshmand, M., et R. R. Mansour. 2007. « Redundancy RF MEMS Multiport Switches and Switch Matrices ». Microelectromechanical Systems, Journal of, vol. 16, n° 2, p. 296-303.
- F. Domingue, A. B. Kouki, and R. R. Mansour, « Improved Distributed MEMS Matching Network for Low Frequency Applications Using a Slow-Wave Structure, » 2008 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2008, pp. 1279-1282, June 2008.
- F. Domingue, A. B. Kouki, and R. R. Mansour, « Tunable Microwave Amplifier Using a Compact MEMS Impedance Matching Network » 2009 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. (soumis en 2008).
- F. Domingue, Arash A. Fomani, A. B. Kouki, and R. R. Mansour, « Distributed Phase Shifter with Enhanced Variability and Impedance Matching » 2008 IEEE EuMW European Microwave Week, Octobre 2008.
- F. Domingue, Fouladi, S., A. B. Kouki, and R. R. Mansour. « Design Methodology and Optimization of DMTL Impedance Matching Networks for Low Frequency Applications ». IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, (soumission #6904).

- Fouladi, S., M. Bakri-Kassem et R. R. Mansour. 2007. « An Integrated Tunable Band-Pass Filter Using MEMS Parallel-Plate Variable Capacitors Implemented with 0.35 μ m CMOS Technology ». Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, p. 505-508.
- Fukuda, Atsushi, Hiroshi Okazaki, Tetsuo Hirota et Yasushi Yamao. 2005. « Novel Band-Reconfigurable High Efficiency Power Amplifier Employing RF-MEMS Switches ». IEICE Trans Electron, vol. E88-C, n° 11 (November 1, 2005), p. 2141-2149.
- Fukuda, Atsushi, Hiroshi Okazaki et Shoichi Narahashi. 2006. « A Novel Compact Reconfigurable Quad-band Power Amplifier Employing RF-MEMS Switches ». Microwave Conference, 2006. 36th European, p. 344-347.
- Fukuda, Atsushi, Hiroshi Okazaki, Shoichi Narahashi, Tetsuo Hirota et Yasushi Yamao. 2005. « A 900/1500/2000-MHz triple-band reconfigurable power amplifier employing RF-MEMS switches ». vol. 2005, p. 657-660.
- Gonzalez, Guillermo. 1997. *Microwave transistor amplifiers : analysis and design*, 2nd. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice-Hall, x, 506 p. p.
- Grant, P. D., R. R. Mansour et M. W. Denhoff. 2002. « A comparison between RF MEMS switches and semiconductor switches ». Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 27, n° 1, p. 33-39.
- Hong-Teuk, Kim, Jung Sanghwa, Kang Kyungteh, A. Jae-Hyoung Park, Jae-Hyoung Park, A. Yong-Kweon Kim, Yong-Kweon Kim et A. Youngwoo Kwon, Youngwoo Kwon. 2001. « Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, n° 12, p. 2394-2400.
- ITRS. 2005. « ASSEMBLY AND PACKAGING ».
- Kal, Subhadeep, A. Bagolini, B. Margesin et M. Zen. 2006. « Stress and resistivity analysis of electrodeposited gold films for MEMS application ». *Microelectronics Journal*, vol. 37, n° 11, p. 1329-1334.
- Kim, Hong-Teuk, Sanghwa Jung, Kyungteh Kang, Jae-Hyoung Park, Yong-Kweon Kim et Youngwoo Kwon. 2001. « Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the K a-band ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, n° 12, p. 2394-2400.
- Min, Miao, Bu Jingpeng et Zhao Liwei. 2008. « A bulk micromachined tunable microwave lowpass filter for 10-15GHz wireless/satellite communication ». *Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, 2008. NEMS 2008. 3rd IEEE International Conference on, p. 524-528.

- Naylor, J., T. Weller, J. Culver et M. Smith. 2002. « Miniaturized slow-wave coplanar waveguide circuits on high-resistivity silicon ». *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, vol. 2, p. 669-672.
- Okazaki, H., A. Fukuda, K. Kawai, T. A. Furuta T. Furuta et S. A. Narahashi S. Narahashi. 2007. « Reconfigurable RF Circuits for Future Band-Free Mobile Terminals ». *Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE '07. International Symposium on*, p. 99-102.
- Papapolymerou, J., K. L. Lange, C. L. Goldsmith, A. A. Malczewski A. Malczewski et J. A. Kleber J. Kleber. 2003. « Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, n° 1, p. 271-278.
- Pozar, David M. 1998. *Microwave engineering*, 2nd. New York ; Toronto: Wiley, xvi, 716 p.
- Qiao, Dongjiang, Robert Molfino, Steven M. Lardizabal, Brandon Pillans, Peter M. Asbeck et George Jerinic. 2005. « An intelligently controlled RF power amplifier with a reconfigurable MEMS-varactor tuner ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n° 3 II, p. 1089-1094.
- Rebeiz, Gabriel M. 2003. *RF MEMS : theory, design, and technology*. Hoboken, N.J.: Wiley-Interscience, xx, 483 p. p.
- Rebeiz, Gabriel M. 2003. *RF MEMS : theory, design, and technology*. Hoboken, NJ: J. Wiley, xx, 483 p.
- Schollhorn, C., Zhao Weiwei, M. Morschbach et E. A. Kasper E. Kasper. 2003. « Attenuation mechanisms of aluminum millimeter-wave coplanar waveguides on silicon ». *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 50, n° 3, p. 740-746.
- Thornton, John A., Jack Tabock et D. W. Hoffman. 1979. « Internal stresses in metallic films deposited by cylindrical magnetron sputtering ». *Thin Solid Films*, vol. 64, n° 1, p. 111-119.
- Topalli, K., O. A. Civi, S. Demir, S. A. Koc S. Koc et T. A. Akin T. Akin. 2008. « A Monolithic Phased Array Using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, n° 2, p. 270-277.
- Vaha-Heikkila, T., J. Varis, J. Tuovinen et G. M. Rebeiz. 2005. « A 20-50 GHz RF MEMS single-stub impedance tuner ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, n° 4, p. 205-207.

- Vaha-Heikkila, T., J. Varis, J. Tuovinen et G. M. A. Rebeiz G. M. Rebeiz. 2005. « W-band RF MEMS double and triple-stub impedance tuners ». *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, p. 4 pp.
- Vaha-Heikkila, Tauno, et Gabriel M. Rebeiz. 2004. « A 4-18-GHz reconfigurable RF MEMS matching network for power amplifier applications ». *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 14, n° 4, p. 356-372.
- Vaha-Heikkila, Tauno, Koen Van Caekenberghe, Jussi Varis, Jussi Tuovinen et Gabriel M. Rebeiz. 2007. « RF MEMS impedance tuners for 6-24 GHz applications ». *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 17, n° 3, p. 265-278.
- Yan, W. D., et R. R. Mansour. 2007. « Tunable Dielectric Resonator Bandpass Filter With Embedded MEMS Tuning Elements ». *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 55, n° 1, p. 154-160.
- Yao, J. Jason. 2000. « RF MEMS from a device perspective ». *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 10, n° 4, p. 9-38.
- Yumin, Lu, L. P. B. Katehi et D. Peroulis. 2005. « A novel MEMS impedance tuner simultaneously optimized for maximum impedance range and power handling ». *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, p. 4 pp.
- Zhou, Chengzhi , et H. Y. David Yang. 2008. « Design Considerations of Miniaturized Least Dispersive Periodic Slow-Wave Structures ». *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 56, n° 2, p. 467-474.