



**HAL**  
open science

# Conception, simulation et mesures de différents circuits reconfigurables utilisant des commutateurs MEMS RF et des commutateurs à matériaux à changement de phase (PCM)

Mariem Laouini

► **To cite this version:**

Mariem Laouini. Conception, simulation et mesures de différents circuits reconfigurables utilisant des commutateurs MEMS RF et des commutateurs à matériaux à changement de phase (PCM). Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Limoges, 2023. Français. NNT : 2023LIMO0020 . tel-04187777

**HAL Id: tel-04187777**

**<https://theses.hal.science/tel-04187777v1>**

Submitted on 25 Aug 2023

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

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

**Université de Limoges**

**ED 653 - Sciences et Ingénierie (SI)**

**Laboratoire XLIM – UMR CNRS n°7252**

Thèse pour obtenir le grade de

**Docteur de l'Université de Limoges**

Discipline : Sciences de l'Ingénierie pour l'Information – Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Système.

Présentée et soutenue par

**LAOUINI Mariem**

Le 2 mai 2023

**Conception, Simulation et Mesures de Différents Circuits  
Reconfigurables utilisant des Commutateurs MEMS RF et des  
Commutateurs à Matériaux à Changement de Phase ( PCM )**

Thèse dirigée par Pierre BLONDY

**JURY :**

Président du jury

M. Stéphane Bila, Directeur de Recherches CNRS, XLIM, Limoges

Rapporteurs

M. Anthony Ghiotto, Maître de Conférences, ENSEIRB- Matmeca, Bordeaux

M. Benjamin Potelon, Maître de Conférences, Université de Bretagne Occidentale, Brest

Examineurs

M. Pierre Blondy, Professeur, Université de Limoges

M. Matthieu Chatras, Professeur, Université de Limoges

M. Romain Stefanini, Président Airmems S.A., Limoges

M. Jean-Christophe ORLIANGES, Maître de Conférences, Université de Limoges



*To my parents ... To my  
brothers who left but will  
forever remain in my heart.*

## Remerciements

---

Je tiens à remercier Monsieur Pierre Blondy, Professeur à l'université de Limoges, qui m'a encadré tout au long de ces travaux de thèse. Qu'il soit aussi remercié pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués, surtout durant la dernière année.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur Anthony Ghiotto, Maître de Conférences, ENSEIRB-Matmeca, Bordeaux, et Monsieur Benjamin Potelon, Maître de Conférences à l'Université de Bretagne Occidentale, Brest, de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteurs de cette thèse.

J'exprime ma gratitude à Monsieur Stéphane Bila d'avoir accepté d'être le président du jury et je remercie également les examinateurs Monsieur Romain Stefanini, Monsieur Jean-Christophe Orlianges et Monsieur Matthieu Chatras.

Il m'est impossible d'oublier Cyril Guines qui nous a transmis sa passion à travers différentes formations dans la salle blanche. Il est une personne formidable qui a été toujours patients avec nous et toujours à l'écoute quand on en a besoin.

Je pense également à mes collègues Rami Daher, Oumaima El Jouini, Nicolas LE GALL, Elisa Lambert et Thomas Provent pour tous les moments partagés ensemble durant ces années.

Je tiens à remercier spécialement mes amis proches Ines Bettoumi et Naira Jguirim qui sont une très belle découverte pour moi et que je considère aujourd'hui comme ma famille, en espérant garder ce lien unique qu'on partage pour la vie.

Mes derniers remerciements vont à mes chers parents qui ont toujours été là durant les moments très durs que j'ai dû affronter ces dernières années. Je remercie surtout ma maman qui a partagé avec moi chaque seconde de mes journées pendant toutes ces années et qui continue toujours à le faire avec plaisir. C'est grâce à mes parents que je suis là aujourd'hui et d'être qui je suis. Je les remercie d'avoir cru en moi.

## Table des Matières

Introduction Générale.....	1
Chapitre I. Etat de l'Art des Commutateurs MEMS RF .....	5
I.1. Introduction.....	6
I.2. Présentation des Commutateurs MEMS RF.....	6
I.3. Les Domaines des Applications .....	7
I.3.1. Cavendish Kinetics.....	7
I.3.2. AIRMEMS .....	8
I.3.3. MenloMicro.....	8
I.4. Comparaison avec les autres Switchs.....	9
I.5. Les Types de Configuration des Switchs MEMS RF .....	11
I.5.1. Configuration en Série.....	11
I.5.2. Configuration en Parallèle .....	11
I.6. Les Types de Contact des Switchs MEMS RF .....	12
I.6.1. Contact Ohmique (Métal-Métal).....	12
I.6.2. Contact Capacitif (Métal-Diélectrique) .....	12
I.7. Principe de Fonctionnement de l'Actionnement Electrostatique des MEMS RF .....	12
I.7.1. L'Actionnement Electrostatique .....	13
I.7.2. Le Bilan des Forces du Fonctionnement du Commutateur .....	14
I.7.3. La Caractéristique $C = f(V)$ du Switch MEMS RF.....	16
I.8. Les Mécanismes des Défaillances des MEMS RF .....	17
I.8.1. Les Mécanismes des Défaillances Electriques .....	17
I.8.1.1. Le Phénomène de Collage.....	17
I.8.1.2. La Rupture du Diélectrique.....	17
I.8.1.3. Le Phénomène du Chargement du Diélectrique.....	18
I.8.2. Les Mécanismes de Défaillances Mécaniques .....	18
I.8.2.1. Le Fluage.....	18
I.8.2.2. La Rugosité de la Surface de Contact Métal/Diélectrique.....	19
I.9. Les Performances étudiées des Commutateurs MEMS RF .....	20
I.9.1. Commutateurs MEMS en Configuration Série .....	20
I.9.1.1. Le Coefficient de Transmission $S_{21}$ .....	20
I.9.1.2. Le Coefficient de Réflexion $S_{11}$ .....	20
I.9.1.3. La Réponse Typique du Commutateur MEMS .....	21
I.9.2. Commutateurs MEMS en Configuration Parallèle.....	22
I.9.2.1. Le Coefficient de Transmission $S_{21}$ .....	22
I.9.2.2. Le Coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	22
I.9.2.3. La Réponse Typique du Commutateur MEMS .....	22
I.9.3. Le Temps de Commutation $t_s$ .....	23
I.9.4. La Tenue en Puissance.....	24
I.9.5. La Linéarité.....	24
I.10. Les Commutateurs MEMS à Trois Plaques.....	27
I.10.1. Le Principe de Fonctionnement et le Bilan des Forces du Commutateur .....	27
I.11. Conclusion .....	28
Chapitre II. Conception, Simulation et Mesures de Différents Commutateurs MEMS RF	
Miniatures.....	30
II.1. Introduction .....	31

II.2. Conception et Simulation d'un Switch MEMS RF Capacitif à Trois Plaques .....	31
II.3. Développement des Commutateurs MEMS Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> .....	34
II.3.1. Capacités Commutées Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> Montées en Série.....	35
II.3.2. Le Procédé de Fabrication du Commutateur .....	38
II.3.3. Mesures des Capacités Commutées .....	42
II.3.3.1. Les Caractéristiques Micro-ondes .....	42
II.3.3.2. Evaluation de la Fiabilité .....	43
II.4. Conclusion .....	46
Chapitre III. Conception et Simulation d'un Déphaseur à Réflexion Reconfigurable en utilisant un Coupleur Hybride et des Commutateurs MEMS ou des Commutateurs à Matériaux à Changement de Phase (PCM) .....	48
III.1. Introduction .....	49
III.1.1. Présentation et Utilité des Déphaseurs.....	49
III.2. Topologie et Exemples de Déphaseurs Reconfigurables .....	50
III.2.1. Les Déphaseurs à Lignes Commutées .....	50
III.2.2. Les Déphaseurs à Lignes Chargées.....	51
III.2.3. Les Déphaseurs en Réflexion.....	52
III.2.4. Le Coupleur Hybride en Quadrature (3dB, 90°) .....	53
III.2.5. Le Coupleur Hybride en Mode Réflexion .....	54
III.3. Etude de la Topologie du Déphaseur avec un Coupleur de Lange.....	55
III.3.1. Principe de Fonctionnement du Coupleur de Lange .....	55
III.3.2. Conception et Simulation du Coupleur de Lange sur ADS Momentum .....	56
III.3.3. Etude de la charge LC en réflexion.....	59
III.3.3.1. Coupleur Chargé par des CO et CC Idéaux .....	59
III.3.3.2. Optimisation de la Charge Résonante pour un Déphasage 180°.....	61
III.3.3.3. Simulation Test du Coupleur de Lange avec la Charge LC Idéale Optimisée .....	62
III.3.4. Conception et Simulation d'un Déphaseur avec des MEMS en Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> .....	64
III.3.4.1. Simulation Test du Déphaseur en Réflexion avec les MEMS en Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> ...64	
III.3.4.2. Conception du Layout du Déphaseur avec les Capacités MEMS en Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> .....	67
III.3.5. Conception d'un Déphaseur 2 bits avec des MEMS en Au/SiN .....	68
III.3.5.1. Simulation du Coupleur de Lange .....	69
III.3.5.2. Simulation Test de la Charge Résonante LC.....	70
III.3.5.3. Conception du Layout de la Charge LC.....	71
III.3.5.4. Simulation du Déphaseur en Réflexion .....	73
III.3.5.5. Conception et Simulation du Layout du Déphaseur en Réflexion .....	75
III.3.6. Conception d'un Déphaseur 3 bits avec des MEMS en Au/SiN .....	77
III.3.6.1. Simulation de la Charge résonante LC à 3 bits .....	77
III.3.6.2. Conception de la Charge LC .....	78
III.3.6.3. Conception et Simulation du Layout du Déphaseur en Réflexion 3 bits.....	80
III.3.7. Conception et Simulation d'un Déphaseur avec des Switchs PCM.....	83
III.3.7.1. Les Switchs PCM .....	83
III.3.7.1.1. Le Principe de Fonctionnement des Switchs PCM.....	83
III.3.7.1.2. Propriétés des Switch PCM .....	84
III.3.7.1.3. Le Switch PCM Utilisé dans ces Travaux.....	84
III.3.7.2. Simulation du Coupleur de Lange .....	85
III.3.7.3. Simulation du Coupleur de Lange avec les Switchs PCM à la Charge .....	88

III.3.7.3.1. Simulation du Déphaseur avec les Ponts à Air en Or.....	88
III.3.7.3.2. Simulation du Déphaseur avec les Ponts de Couplage en Molybdène ..	91
III.4. Conclusion .....	93
Chapitre IV. Conception d'un Tuner 3 Bits Reconfigurable en Utilisant des Commutateurs	
MEMS Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> .....	96
IV.1. Introduction.....	97
IV.2. Le Principe de Fonctionnement d'un Adaptateur d'impédance LC .....	97
IV.3. Analyse du Transistor HEMT GaN CGH40010F de WolfSpeed.....	99
IV.3.1. Analyse DC .....	99
IV.3.2. Etude Simplifiée .....	99
.....	101
IV.3.3. Etude fort Signal.....	102
IV.4. Conception du Tuner 3 Bits sur Momentum.....	102
IV.4.1. La Création d'une Inductance à partir d'une Fente Coplanaire .....	105
IV.4.2. Layout de l'Inductance en Fente de Longueur Commutée sur Momentum .....	106
IV.4.3. Test du Layout dans le Tuner avec des Capacités Idéales.....	109
IV.4.4. Commutation du Tuner avec les MEMS Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> .....	110
IV.5. Test du Tuner pour l'Adaptation du Transistor .....	116
IV.6. Conclusion.....	117
Conclusion générale.....	119
Article Publié .....	123
Références Bibliographiques.....	124

## Table des illustrations

---

Figure 1 : Le premier transistor MOS créée avec la technologie MEMS par Harvey Nathanson et son équipe de Westinghouse en 1967.....	1
Figure I-1 : Système de fonctionnement du tuner de Cavendish Kinetics utilisant une matrice de commutation avec des switchs MEMS RF pour une application mobile (a) et une photographie microscopique (vue de dessus) du SmarTuner fabriqué. ....	7
Figure I-2 : Photographie microscopique du commutateur encapsulé (a) et une vue d'une coupe transversale de son substrat (b).....	8
Figure I-3 : Photographie du circuit complet du filtre MM6005 (a) et les résultats de mesures de ses pertes d'insertion $S_{21}$ (b).....	9
Figure I-4 : Modélisation du commutateur en un système plaques-ressort et représentation de ses paramètres mécaniques, à l'état non actionné (a) ensuite à l'état actionné (b). ....	14
Figure I-5 : Caractéristique de la position $z$ de la membrane mobile en fonction de la tension appliquée $V$ . ....	15
Figure I-6 : La caractéristique de la capacité en fonction de la tension appliquée du commutateur. ....	16
Figure I-7 : Le comportement de transmission en fonction de la tension appliquée quand l'auto-actionnement est présent.....	17
Figure I-8 : Le phénomène de piégeage dans le diélectrique (a) et ses conséquences sur les tensions de polarisation (b) visualisées sur la courbe $T(V)$ . ....	18
Figure I-9 : Conséquences du phénomène de fluage sur la courbe de transmission en fonction des tensions de polarisation.....	19
Figure I-10 : Visualisation de la rugosité de la surface de contact Métal/Diélectrique (a) et photographie microscopique montrant l'absence de contact Métal/Diélectrique (b). ....	19
Figure I-11 : Réponse typique d'un commutateur MEMS capacitif en série à l'état non actionné (a) ensuite à l'état actionné (b).....	21
Figure I-12 : Réponse typique d'un commutateur MEMS capacitif en parallèle à l'état non actionné (a) ensuite à l'état actionné (b).....	23
Figure I-13 : Schéma d'équivalence d'un switch capacitif à un système à deux plaques parallèles.....	25
Figure I-14 : La réponse de la capacité en fonction de la tension DC dans son état d'équilibre électromécanique. ....	26
Figure I-15 : la réponse mécanique du commutateur en fonction de la fréquence. ....	26
Figure I-16 : Représentation du fonctionnement d'un commutateur à 3 plaques, à l'état OFF (a), à l'état actionné vers l'électrode du bas (b) et à l'état actionné vers l'électrode du haut (c).....	27
Figure II-1 : Layout de la structure coplanaire du MEMS à trois plaques sur Momentum (a), ses dimensions géométriques détaillées (b) et une coupe transversale du substrat (c). ....	31



Figure II-2 : Les résultats de simulations du commutateur MEMS sur un substrat en verre et leur schéma électrique équivalent à l'état OFF (a), à l'état OFF-OFF (b) et à l'état ON (c) ;	32
Figure II-3 : Photo microscopique du MEMS capacitif dans une structure coplanaire (a) et une photo zoomée sur sa partie centrale (b).	33
Figure II-4 : Les résultats de mesures des paramètres S du commutateur MEMS à l'état OFF (a) ensuite à l'état ON (b).	34
Figure II-5 : Le phénomène du piégeage des charges dans le diélectrique.	35
Figure II-6 : Le layout du MEMS monté en série (a), ses paramètres géométriques détaillés (b) et une coupe transversale de son substrat (c).	36
Figure II-7 : Les résultats de simulation du commutateur MEMS à l'état haut (a) ensuite à l'état bas (b).	36
Figure II-8 : Schéma électrique du MEMS à l'état non actionné.	37
Figure II-9 : Simulations pour l'extraction de la valeur de $C_{off}$ .	37
Figure II-10 : Schéma électrique du MEMS à l'état actionné.	38
Figure II-11 : Simulations pour l'extraction de la valeur de $C_{on}$ .	38
Figure II-12 : Diagramme de diffraction Rayons X de la couche Ta (200 nm) / Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> (500 nm) déposée sur un substrat en verre.	39
Figure II-13 : Vue en coupe transversale du processus du packaging. Après le remplissage en cuivre (a), pendant le dépôt PECVD final (b) et après le dépôt PECVD final (c).	40
Figure II-14 : Le layout et les paramètres géométriques de la partie centrale du switch.	41
Figure II-15 : Photo microscopique d'un seul switch capacitif MEMS en série (a) et une photo zoomée de la membrane métallique mobile (b).	41
Figure II-16 : Les résultats de mesures du MEMS, sans polarisation, à l'état haut (a) ensuite à l'état bas en appliquant une tension de polarisation de 15 V (b).	42
Figure II-17 : Zoom sur la surface de contact entre l'électrode Ta et la ligne RF en métal.	43
Figure II-18 : Les effets du fluage mécanique (courbe jaune) et ceux du piégeage de charges dans le diélectrique (courbe verte) sur les caractéristiques C(V) initiales (courbe noire) du switch. $V_{min}$ est la tension de polarisation correspondant à la capacité minimale $C_{off}$ et change avec le temps avec le phénomène de piégeage des charges.	44
Figure II-19 : Les mesures de $C_{on}$ et $C_{off}$ quand le switch est fixé à l'état bas pendant 8 heures.	45
Figure II-20 : Les mesures de la Capacité $C_{off}$ , montrant clairement une augmentation de la capacité due au fluage mécanique. La tension $V_{min}$ mesurée est dans les limites des erreurs de mesures, montrant l'absence de piégeage des charges.	45
Figure III-1 : Schéma d'un déphaseur TTD reconfigurable 3 bits constitué de commutateurs SP3T et de lignes à retard montés en cascade en deux étages.	50
Figure III-2 : Photo d'un déphaseur à ligne chargée 3-bits fonctionnant en bande W [37].	51
Figure III-3 : Photographie d'un déphaseur RTPS en puce.	52
Figure III-4 : Géométrie d'un coupleur hybride en quadrature.	53

Figure III-5 : Le coupleur hybride en lignes distribuées et ses résultats de simulation. ....	54
Figure III-6 : Schéma explicatif d'un coupleur hybride à réflexion. ....	54
Figure III-7 : Géométrie d'un coupleur de Lange en lignes microruban.....	55
Figure III-8 : Layout du coupleur de Lange dessiné avec ADS MOMENTUM .....	57
Figure III-9 : Résultats de simulation des paramètres S du coupleur de Lange .....	59
Figure III-10 : Coupleur de Lange avec un CO idéal (a) et un CC idéal (b). ....	60
Figure III-11 : Les paramètres S simulés du Lange avec des CO (a) et CC (b) idéaux. ....	60
Figure III-12 : Extraction de la réactance d'une capacité idéale. ....	61
Figure III-13 : Augmentation du déphasage avec une self résonante. ....	62
Figure III-14 : Schéma électrique du coupleur de Lange avec un circuit LC résonant à la charge. ....	63
Figure III-15 : Les résultats de simulations des paramètres S du déphaseur (a) et la courbe du déphasage Delta_Phi en fonction de la fréquence (b). ....	63
Figure III-16 : Layout de la charge résonante LC.....	64
Figure III-17 : Simulation et extraction des valeurs des réactances de la charge LC avec la capacité MEMS à l'état OFF (a) ensuite à l'état ON (b). ....	65
Figure III-18 : Schéma électrique de simulation du déphaseur. ....	65
Figure III-19 : Résultats de simulation des pertes d'insertion $S_{21}$ (a) ; de l'isolation $S_{11}$ (b) et du déphasage (c) dans les deux états des capacités variables MEMS.....	66
Figure III-20 : Layout du déphaseur en réflexion utilisant les capacités MEMS Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> .....	67
Figure III-21 : Les paramètres S simulés du déphaseur avec les MEMS à l'état OFF (a) et à l'état ON (b). ....	68
Figure III-22 : Le layout du coupleur de Lange adapté au substrat des MEMS trois plaques. ....	69
Figure III-23 : Les résultats de simulation des paramètres S du coupleur de Lange. ....	70
Figure III-24 : Schéma test de la charge LC (a) et l'abaque de Smith du coefficient de réflexion $S_{11}$ de la charge (b). ....	71
Figure III-25 : Layout de la charge LC. ....	72
Figure III-26 : $S_{11}$ de la charge avec les capacités à l'état OFF-OFF (a) ; $S_{11}$ de la charge avec les capacités à l'état ON (b). ....	73
Figure III-27 : Schéma électrique du déphaseur. ....	74
Figure III-28 : Les résultats de simulation des paramètres S du déphaseur avec les capacités à l'état OFF-OFF (a) ensuite avec les capacités à l'état ON (b). ....	74
Figure III-29 : Layout du déphaseur en réflexion avec la charge LC 2 bits.....	75
Figure III-30 : Les résultats de simulation des paramètres S du déphaseur avec les 3 MEMS à l'état OFF-OFF (a) ensuite à l'état ON (b). ....	75

Figure III-31 : Schéma test de la charge LC (a) et l'abaque de Smith du coefficient de réflexion $S_{11}$ de la charge (b). .....	78
Figure III-32 : Layout de la charge LC 3 bit.....	78
Figure III-33 : Le coefficient de réflexion $S_{11}$ de la charge avec les capacités à l'état OFF-OFF (a) ensuite avec les capacités à l'état ON (b). .....	79
Figure III-34 : Layout du déphaseur en réflexion avec la charge LC 3 bits.....	80
Figure III-35 : Le résultat de simulation de l'isolation $S_{11}$ (a) , des pertes d'insertion $S_{21}$ (b) et du des différentes phases des différents états du déphaseur (c). .....	81
Figure III-36 : Commutation réversible des PCM en appliquant un pulse électrique. ....	83
Figure III-37 : Photographie microscopique du switch PCM entier (a) et zoom sur la zone active ; .....	85
Figure III-38 : Layout du coupleur de Lange avec des ponts adaptés pour l'insertion des switchs PCM avec une capture zoomée sur les ponts en Molybdène.....	86
Figure III-39 : Les résultats de simulation des paramètres S du coupleur de Lange adapté au substrat des switchs PCM. ....	87
Figure III-40 : Le Layout du déphaseur avec les PCM à la charge (a) ; Une capture du layout du pont à air en Or zoomée (b) et la coupe transversale du pont (c). ....	89
Figure III-41 : Les résultats de simulation du déphaseur avec les PCM à l'état Amorphe (a) et à l'état Cristallin (b), avec les ponts en Or. ....	90
Figure III-42 : Le Layout du déphaseur chargé par des switch PCM (a) ; Une capture du layout du pont à air en Molybdène zoomé (b) et la coupe transversale du pont en Molybdène (c).....	91
Figure III-43 : : Les résultats de simulation du déphaseur avec les PCM à l'état Amorphe (a) et à l'état Cristallin (b), avec les ponts en Molybdène. ....	92
Figure IV-1 : Réseau d'adaptation d'impédance en L, utilisant une inductance variable et une capacité variable. ....	98
Figure IV-2 : Réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable à 3 bits. ....	99
Figure IV-3 : Schéma électrique d'une analyse DC du transistor CGH40010F (a) et ses caractéristiques $I_{ds}/V_{ds}$ et $I_{ds}/V_{gs}$ (b).....	100
Figure IV-4 : Schéma électrique du transistor polarisé et stabilisé (a) et les résultats de simulation montrant l'impédance d'entrée, l'impédance de de sortie, ainsi que leurs conjugués complexes (b).....	101
Figure IV-5 : Etude fort signal du transistor CGH40010F en utilisant la simulation Harmonic Balance sur ADS.....	103
Figure IV-6 : Réseau LC 4 bits en éléments localisés avec les résultats des simulations de ses 16 combinaisons possibles montrés sur l'abaque de Smith. ....	104
FigureIV-7 : Schéma simplifié expliquant la création d'un champ magnétique qui forme une inductance en utilisant le retard de propagation du courant.....	105
Figure IV-8 : Layout d'une inductance 2 bits coplanaire en fentes. ....	107

Figure IV-9 : Extraction de la valeur de l'inductance de la ligne coplanaire avec les deux fentes inductives court-circuitées.....	107
Figure IV-10 : schéma électrique pour l'extraction des valeurs des fentes inductives $L_1$ (a) et $L_2$ (b), ainsi que leurs réponses des paramètres S. ....	108
Figure IV-11 : Intégration du Layout des inductances dans le Tuner et les résultats des simulations des 16 combinaisons possibles, avant l'optimisation de $L_0$ (a) et après (b). ....	109
Figure IV-12 : Layout de l'inductance en spirale carrée sur MOMENTUM. ....	110
Figure IV-13 : Schéma électrique de simulation des paramètres S de l'inductance (a) et la courbe d'extraction de la valeur de l'inductance (b). ....	111
Figure IV-14 : Layout de la ligne coplanaire avec les fentes inductives court-circuitées (a) et la courbe d'extraction de la valeur de l'inductance de la ligne coplanaire (b). ....	112
Figure IV-15 : Layout de l'inductance reconfigurable à 2 bits intégrant l'inductance fixe (a) et la courbe d'extraction de sa valeur (b). ....	112
Figure IV-16 : Layout de l'inductance reconfigurable utilisant les commutateurs MEMS RF en Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> (a) et le résultat de simulation des paramètres S (b) ....	113
Figure IV-17 : Schéma électrique d'extraction de la valeur de l'inductance $L_0$ et la courbe d'adaptation de la phase des deux circuits de comparaison. ....	114
Figure IV-18 : Schéma électrique du Tuner complet avec ses résultats des simulations représentés sur l'abaque de Smith. ....	115
Figure IV-19 : Les résultats de simulations de l'adaptation du transistor avec le Tuner (a) et sa réponse en paramètres S (b). ....	116
Figure C-20 : Amplificateur de puissance du fabricant WolfSpeed utilisant le transistor GaN HEMT CGH40010F. ....	121

## Table des tableaux

---

Tableau 1 : Tableau comparatif des différentes technologies utilisées pour les commutateurs dans les applications radiofréquences. ....	10
Tableau 2 : Fonctionnement d'un switch MEMS dans une configuration en série. ....	11
Tableau 3 : Fonctionnement d'un switch MEMS dans une configuration en parallèle. ....	11
Tableau 4 : Switchs capacitifs et ohmiques à l'état ON et OFF avec leurs circuits électriques équivalents. ....	13
Tableau 5 : Les propriétés physiques du substrat du coupleur de Lange. ....	57
Tableau 6 : Les dimensions géométriques de la charge résonante LC. ....	72
Tableau 7 : La phase des différents états du déphaseur à 2 bits. ....	76
Tableau 8 : Tableau des résultats de simulation du déphaseur. ....	82
Tableau 9 : Tableau comparatif entre le coupleur de Lange sur substrat MEMS et le coupleur de Lange sur substrat PCM. ....	88
Tableau 10 : Tableau comparatif entre les résultats de simulations des deux déphaseurs. ...	90
Tableau 11 : Tableau comparatif entre les résultats de simulations des deux déphaseurs ...	93
Tableau 12 : les paramètres géométriques de l'inductance fixe. ....	110
Tableau 13 : Résumé des résultats des différents déphaseurs à réflexion reconfigurables conçus. ....	120



## Introduction Générale

Aujourd'hui, la miniaturisation des circuits électroniques intégrés est devenue fortement demandée dans presque tous les domaines. Les technologies de fabrication les plus réputées de ces composants sont la technologie CMOS et la technologie MEMS.

Les circuits utilisant la technologie MEMS (Micro Electro Mechanical System) sont des composants qui intègrent à la fois l'électronique et la mécanique. Ce sont des systèmes électriques micrométriques intégrant une partie déformable mécaniquement. Cette technologie a été créée par une équipe de Westinghouse, dirigée par Harvey Nathanson en 1967 quand ils ont présenté le premier transistor (RGT, Resonant Gate Transistor) MOS à grille résonante mobile, représenté sur la Figure 1. La grille est en effet une électrode suspendue dont le mouvement mécanique est engendré par des forces d'attraction électrostatiques. Cette déformation mécanique permet de contrôler la distance entre la grille et le substrat du transistor. Ce dernier est utilisé comme un filtre dans les circuits intégrés. Le RGT représente la première démonstration des commutateurs MEMS à actionnement électrostatique ainsi que des techniques de micro-usinage de surface.

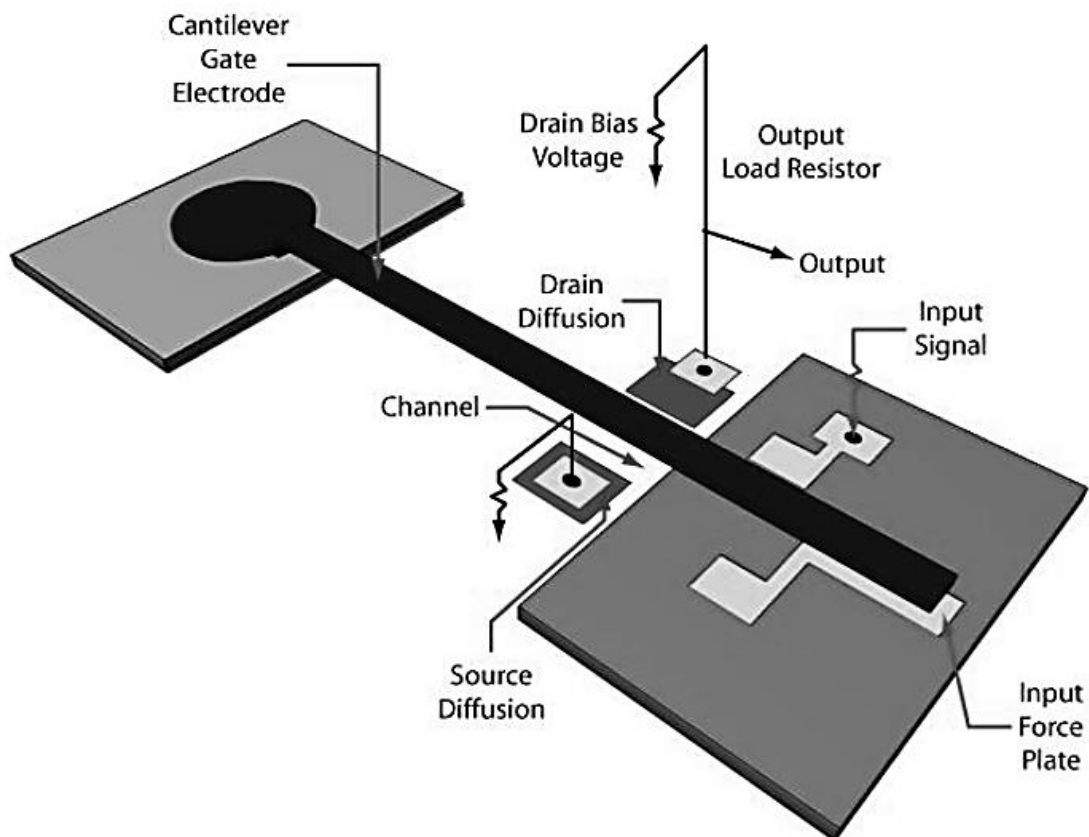


Figure 1 : Le premier transistor MOS créée avec la technologie MEMS par Harvey Nathanson et son équipe de Westinghouse en 1967.

Quelques années plus tard, en 1971, l'entreprise Intel a introduit le premier microprocesseur en puce, nommé l'Intel 4004. Cette invention a ouvert la voie à l'ordinateur personnel et a permis à la technologie MEMS de capitaliser sur les technologies de fabrication des semi-conducteurs.

L'émergence de la technologie MEMS dans le domaine des radiofréquences est la conséquence d'un article, intitulé « Silicon as a Mechanical Material », rédigé par Kurt Peterson en 1982. Le document fournissait des informations sur les propriétés des matériaux et des données sur la gravure du silicium. Ces informations ont, par conséquent, contribué à inciter la communauté scientifique à explorer ces domaines.

Suite à cela et jusqu'à aujourd'hui, plusieurs travaux utilisant la technologie des MEMS pour différentes applications ont été publiés. Cette technologie réussit encore à montrer de grands potentiels dans les circuits de commutation pour la radiofréquence grâce à leurs hautes performances. En effet, les commutateurs MEMS RF offrent une taille réduite qui facilite leur intégration dans les circuits électroniques, une linéarité IP3 qui atteint les 95 dBm aujourd'hui ainsi qu'une faible consommation en puissance.

Dans le domaine des télécommunications, les infrastructures de communication sont soumises à des exigences croissantes. Les antennes sont équipées de relais mécaniques encombrants et des commutateurs à pertes élevées et doivent prendre, simultanément, en charge, les nouvelles bandes 5G aux côtés des technologies cellulaires existantes. Par conséquent, l'addition de ces nouvelles bandes de fréquences rendent les chaînes de réception des antennes de plus en plus complexes. Pour faire face à ce problème, il est primordial d'ajouter encore plus de commutateurs, de filtres et d'amplificateurs dans le Front-End de l'antenne. Cependant, un plus grand nombre de circuits RF se traduit par plus de pertes du signal. Outre cela, le marché des Smartphones d'aujourd'hui exige une réduction conséquente de leur taille ce qui force la réduction de la taille des antennes internes des Smartphones. Partant de ce fait, il devient très difficile de couvrir les larges bandes de fréquences requises. Les commutateurs MEMS RF sont une solution prometteuse pour remédier à ces problèmes. Ces circuits vont pouvoir remplacer les composants encombrants du Front-End grâce à leur taille miniaturisée, prendre en charge plus d'utilisateurs et plus de données et utiliser moins d'énergie tout en gardant l'amplitude du signal RF transmis à l'antenne. Ils facilitent également la conception des circuits reconfigurables tels que des déphaseurs, des amplificateurs et les adaptateurs d'impédance, qui permettent à l'antenne de gagner en autonomie en fréquences.

Le manuscrit se présente en quatre chapitres. Le premier chapitre concerne principalement l'état de l'art des commutateurs MEMS RF. Le principe de fonctionnement d'un système à deux plaques et un système à trois plaques, utilisant un actionnement électrostatique, est détaillé par des bilans de forces. Ensuite, la physique des mécanismes des défaillances électriques et mécaniques les plus courants, auxquels font face ces composants, est détaillée. Enfin, les différents paramètres importants, qui permettent d'analyser la réponse des commutateurs



MEMS, sont définis.

Le deuxième chapitre évoque la conception des capacités commutées MEMS utilisant du tantale (Ta) et l'oxyde de tantale ( $Ta_2O_5$ ). Leur conception et leurs résultats de simulations sur le logiciel Keysight ADS Momentum est détaillée. Ensuite, nous montrons leurs procédés de fabrication ainsi que leurs caractéristiques micro-ondes obtenues avec les mesures réalisées à XLIM.

Le troisième chapitre traite la conception d'un déphaseur à réflexion reconfigurable. Nous allons donner une présentation et une explication du principe de fonctionnement d'un coupleur hybride en quadrature qui est nécessaire dans la conception du déphaseur. Ensuite les différentes étapes, indispensables à la conception du déphaseur, intégrant les commutateurs MEMS Ta/ $Ta_2O_5$ , sont détaillés. Par la suite, nous présentons un déphaseur 2 bits et un déphaseur 3 bits qui utilisent des commutateurs MEMS Au/SiN. Après ça, nous allons présenter et expliquer le fonctionnement des commutateurs à matériaux à changement de phase PCM. Enfin, un prototype utilisant ces commutateurs PCM est détaillé.

Le quatrième et dernier chapitre porte sur la conception d'un Tuner 3 bits reconfigurables qui intègre les commutateurs MEMS Ta/ $Ta_2O_5$ . Les objectifs de l'adaptation d'impédance avec ce Tuner sont fixés en se basant sur les réponses d'un transistor GaN HEMT, le CGH40010F. Ensuite, des résultats du test du Tuner sur le transistor, sont montrés.

Enfin, le manuscrit sera clôturé par une conclusion générale sur les travaux réalisés ainsi que des perspectives sur un prototype intégrant le transistor CGH40010F et le Tuner dans la réalisation d'une carte PCB sur un substrat FR4.



# **Chapitre I. Etat de l'Art des Commutateurs MEMS RF**

---

### I.1. Introduction

Au cours des dernières années, l'industrie des télécommunications a évolué à un rythme rapide et les nouveaux systèmes sans fil remplacent les composants RF passifs encombrants et coûteux par des composants miniaturisés qui garantissent une faible consommation d'énergie et une linéarité élevée [1]. Par exemple, les antennes, les filtres et les déphaseurs sont des composants essentiels dans les systèmes de communications et peuvent être reconfigurés en intégrant des commutateurs utilisant la technologie MEMS. Cette technologie permet de réaliser des composants avec un facteur de qualité élevé pour les applications RF dans les bandes de fréquences de quelques MHz et au-delà 40 GHz [2]. Les commutateurs à semi-conducteurs tels que les diodes PIN, les MOSFET et les FET GaAs, sont traditionnellement utilisés dans les circuits RF et montrent des performances RF qui peuvent ne pas être suffisantes pour une utilisation au-dessus de 10 GHz. Les commutateurs MEMS RF apparaissent comme une alternative offrant une isolation élevée, de faibles pertes d'insertion, une faible consommation d'énergie tout en étant faciles à intégrer dans les guides d'ondes coplanaires et dans les lignes de transmission micro ruban [1].

### I.2. Présentation des Commutateurs MEMS RF

Les commutateurs MEMS sont des dispositifs dont les dimensions varient entre 1  $\mu\text{m}$  et 1 mm. Ils sont conçus pour fonctionner sur de larges bandes de fréquences qui varient de 0,1 GHz à 120 GHz. Par exemple, ils présentent un grand intérêt pour les applications cellulaires dans la bande de fréquence entre 900 MHz à 2,4 GHz [3] ainsi que dans les applications automobiles, telles que les radars et les antennes de communications point à point, dont les fréquences standards sont de 24, 60 et 77 GHz [4].

Un commutateur MEMS RF présente deux états, et passent de l'un à l'autre par un mouvement mécanique. Le premier état du commutateur permet la propagation du signal RF dans la ligne de transmission et le deuxième état bloque le passage du signal RF. Le switch est actionné par une force électrostatique en appliquant une tension sur un plot de polarisation DC. Deux types de commutations sont utilisées : une première à contact ohmique (métal-métal) et une seconde à contact capacitif (métal-isolant ou diélectrique-métal). Il peut être classé par catégorie selon plusieurs caractéristiques telles que sa forme de contact, sa structure mécanique et électrique, son caractère monostable ou bistable, ou encore le mode d'actionnement physique utilisé. Les configurations les plus utilisées pour la réalisation de ces commutateurs sont la poutre mono-encastree (Cantilever) et le pont qui peuvent être montées en série ou en parallèle.

### I.3. Les Domaines des Applications

Les circuits MEMS RF sont utilisés dans plusieurs domaines d'applications, tels que, les systèmes de défense, les réseaux des télécommunications par satellite ainsi que dans les applications pour les réseaux sans fil [4]. Leur utilisation est possible dans les circuits de commutation qui fonctionnent dans la bande X (8-12 GHz) et la bande à ondes millimétriques (30-120 GHz), tels que dans les déphaseurs, les filtres accordables, les antennes accordables et les réseaux d'adaptation reconfigurables [5].

Dans la suite de ce chapitre, nous présenterons les composants de plusieurs compagnies.

#### I.3.1. Cavendish Kinetics

Aujourd'hui, les grands écrans des Smartphones, leur épaisseur fine et les normes avancées font réduire la taille des antennes et, par conséquent, réduire leur efficacité. Cavendish Kinetics utilise la technologie MEMS pour pallier à ce problème avec son système intitulé « SmarTuners » qui utilise des matrices de capacités commutées MEMS RF, comme cela est montré sur la Figure I-1.

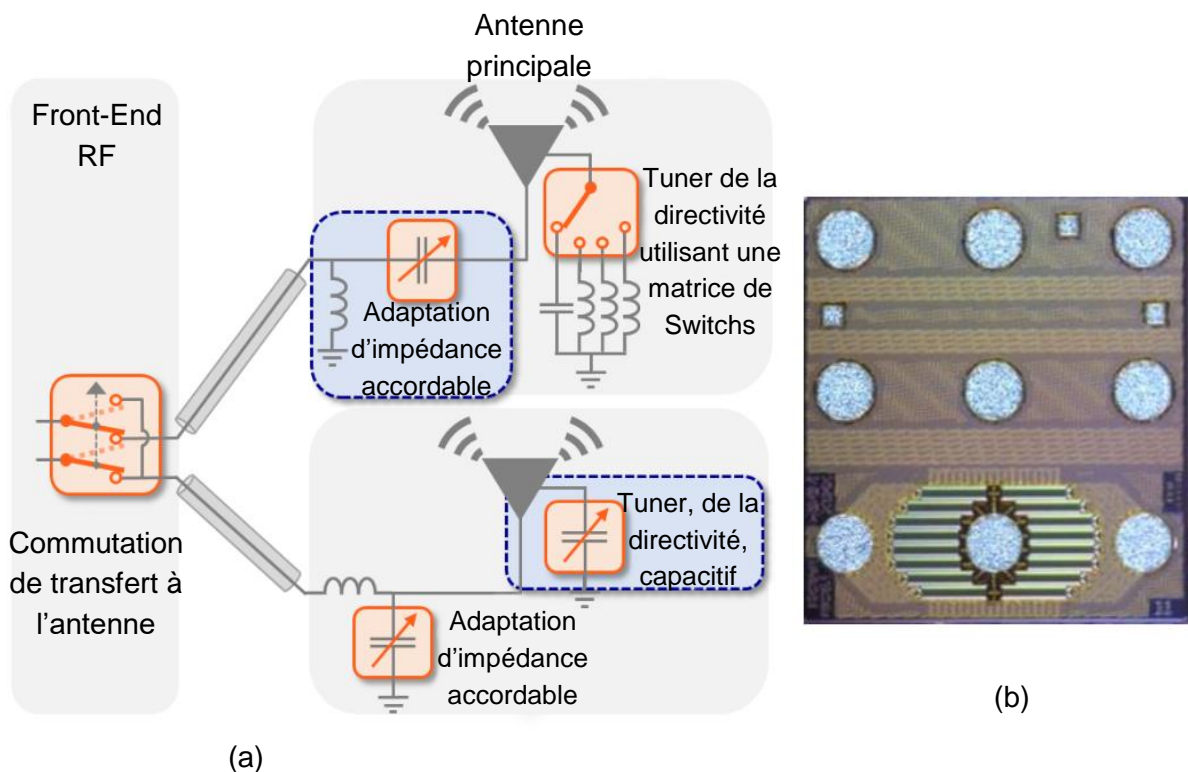


Figure I-1 : Système de fonctionnement du tuner de Cavendish Kinetics utilisant une matrice de commutation avec des switches MEMS RF pour une application mobile (a) et une photographie microscopique (vue de dessus) du SmarTuner fabriqué.

C'est un système lié directement aux caractéristiques de l'antenne qui permet de modifier dynamiquement sa longueur électrique afin que le téléphone s'accorde précisément sur n'importe quelle bande de fréquence. Les SmarTuners peuvent également être utilisés pour l'adaptation d'impédance afin de maximiser le transfert de puissance vers l'antenne. En plus, l'adaptation de la directivité de l'antenne et l'adaptation d'impédance peuvent être combinés pour optimiser davantage les performances RF [6].

### I.3.2. AIRMEMS

La société AIRMEMS a conçu un micro-relai en utilisant un commutateur MEMS RF ohmique pour une application dans le domaine spatial. Le switch, représenté sur la Figure I-2, est fabriqué avec un matériau caractérisé par une bonne résistance aux contraintes mécaniques. De plus, ce matériau permet de réduire la capacité parasite et un fonctionnement dans une bande de fréquence allant du continu jusqu'à 67 GHz [7].

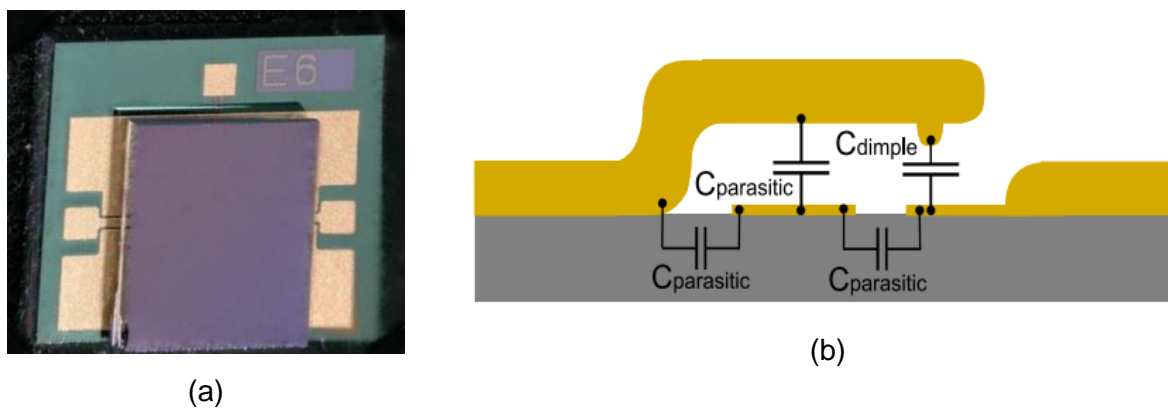


Figure I-2 : Photographie microscopique du commutateur encapsulé (a) et une vue d'une coupe transversale de son substrat (b)

Le commutateur cité au-dessus, offre une très petite taille de  $2,2 \text{ mm}^2$  et montre d'excellentes performances RF avec des pertes d'insertion inférieure à 1dB et une isolation meilleure que 43 dB jusqu'à 50 GHz. Un test d'endurance à température ambiante et à haute température a été réalisé sur le commutateur et montre que le composant peut soutenir 1 milliard de cycles sans défaillances.

### I.3.3. MenloMicro

La société MenloMicro s'est investie dans le domaine des commutateurs MEMS pour les applications médicales. En développant par la suite une version RF de leur composant, ils ont intégré leurs commutateurs MEMS RF dans un filtre (le MM6005) miniaturisé ultra hautes fréquences qui fournit 7 bandes de fréquences reconfigurables dans entre 225 MHz à 512 MHz. Le MM6005 montré sur la Figure I-3 est idéal dans

les applications militaires car il offre une taille 95% plus petite que les filtres traditionnels (de 1047 cm<sup>3</sup> à 51,5 cm<sup>3</sup>) et 90% de réduction en poids (de 1000 g à 106 g).

Ce filtre montre de faibles pertes d'insertion de l'ordre de 1,5 dB à la fréquence 512 MHz. Sa vitesse de commutation maximale est de 10  $\mu$ s et il montre une fiabilité élevée avec un cycle qui dépasse les 3 milliards de commutations [8].

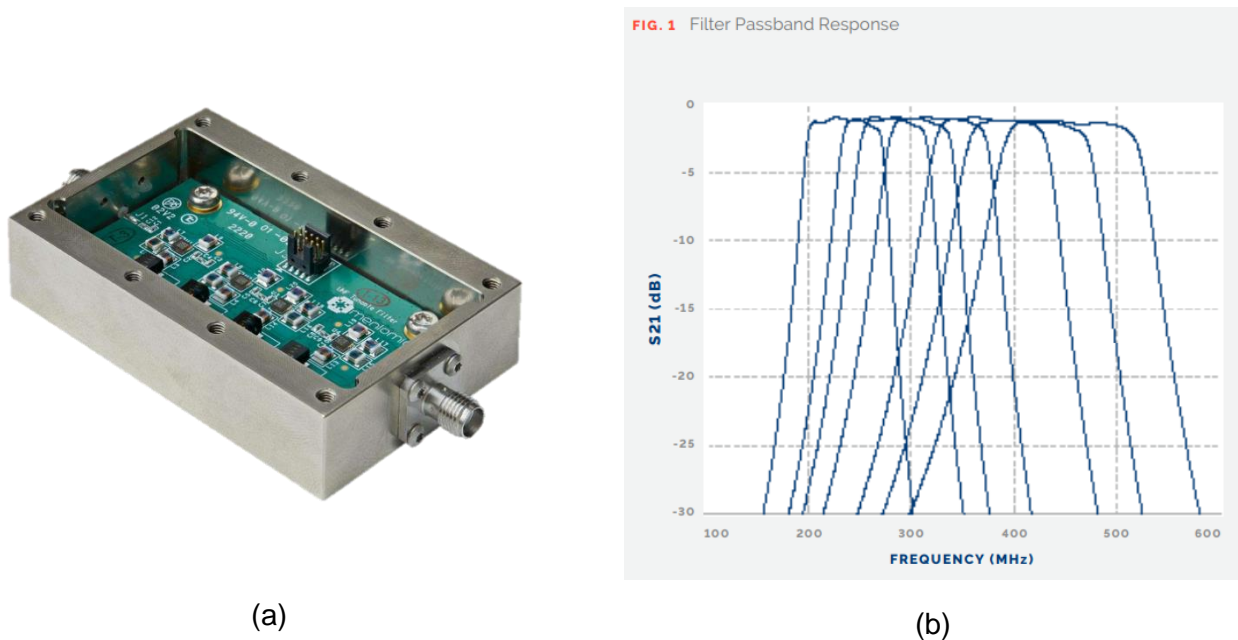


Figure I-3 : Photographie du circuit complet du filtre MM6005 (a) et les résultats de mesures de ses pertes d'insertion  $S_{21}$  (b).

### I.4. Comparaison avec les autres Switchs

Une comparaison des technologies concurrentes aux commutateurs MEMS RF est détaillée dans le Tableau 1.

La technologie des semi-conducteurs (diodes PIN, CMOS-SOI/SOS) est la plus répandue. Comme le montre le tableau (QUEL TABLEAU, REF), ces composants présentent des temps de commutation qui varient de 1 ns à 0,1  $\mu$ s. Ils ont également une petite taille qui facilite leur intégration, de faibles pertes d'insertions, une bonne isolation et une bonne fiabilité. Les inconvénients de ces technologies sont leur consommation (diodes PIN), leur bande de fréquence limitée (CMOS).

La technologie des commutateurs MEMS RF est une bonne alternative qui est utilisée de plus en plus dans plusieurs circuits RF tels que les déphaseurs, les tuners, les filtres, les atténuateurs...etc. Comme les deux technologies précédentes, les MEMS offrent de faibles pertes d'insertion, inférieures à 1 dB, et une bonne isolation qui dépasse 40 dB dans une bande de fréquence allant du continu jusqu'à 120 GHz. Ils

## Chapitre I. Etat de l'Art des Commutateurs MEMS RF

sont de plus en plus utilisés car ils ont montré une meilleure tenue linéarité et de plus faible pertes que les composants semi-conducteurs.

En ce qui concerne la technologie qui utilise les matériaux à changement de phase (PCM), elle représente l'avantage d'être bi-stable. Aujourd'hui, cette technologie est en cours de développement et offre déjà des performances RF qui concurrencent les autres technologies tout en miniaturisant la taille. L'endurance de ces composants dépasse les  $10^9$  cycle, ce qui leur permettrait ainsi d'être intégrés dans plusieurs applications radiofréquences.

Technologies	Diodes PIN	CMOS SOI/SOS	MEMS RF	PCM
<b>FOM ( <math>R_{on} \times C_{OFF}</math> ) (fs)</b>	-	200 - 400	5 – 8	25 - 30
<b>Temps de commutation (µs)</b>	0,01	0,01 – 0,1	< 5 µs	0,1 – 10
<b>Pertes d'insertion ( dB)</b>	< 2	< 2	< 1	< 2
<b>Isolation (dB)</b>	> 25	30 – 50	> 40	20 – 30
<b>Bande de fréquence</b>	100 MHz – 100 GHz	DC – 40 GHz	DC – 120 GHz	DC – 67 GHz
<b>Linéarité IP3 (dBm)</b>	> 45	30 – 60	95	40– 80
<b>Tenue en puissance (W)</b>	≥ 10	< 1	> 25	100 e <sup>-3</sup>
<b>L'ordre de Consommation en Puissance</b>	mW	mW	nW	-
<b>Taille (mm<sup>2</sup>)</b>	< 5	< 5	< 3	< 0,25
<b>Nombre de cycles</b>	Infini	> 10 <sup>9</sup>	> 3 x 10 <sup>9</sup>	> 10 <sup>9</sup>
<b>Coût (euros)</b>	Faible	Faible	Moyen	-

Tableau 1 : Tableau comparatif des différentes technologies utilisées pour les commutateurs dans les applications radiofréquences.





## I.5. Les Types de Configuration des Switchs MEMS RF

### I.5.1. Configuration en Série

Dans un montage série, avec aucune tension de polarisation n'est appliquée, le commutateur est dans son état initial, appelé ici l'état OFF. Dans ce cas, il bloque la transmission du signal RF et est représenté par un commutateur ouvert comme montré dans le Tableau 2 (a). Ensuite, en appliquant une tension de polarisation, la commutation se produit et il passe à un état actionné, appelé l'état ON. Dans ce cas, il permet la propagation du signal RF dans une ligne de transmission et il est représenté par un commutateur fermé comme montré dans le Tableau 2 (b).





Tableau 2 : Fonctionnement d'un switch MEMS dans une configuration en série.

Switch à l'état bloqué OFF	Switch à l'état passant ON
Pas de tension DC appliquée (a) : Entrée —  — Sortie	La tension DC est appliquée (b) : Entrée —  — Sortie

### I.5.2. Configuration en Parallèle

Dans cette configuration, le commutateur fonctionne à l'inverse du précédent. En effet, quand aucune tension DC n'est appliquée, le commutateur est passant (état ON). Il permet alors au signal RF de se propager dans une ligne de transmission et il est représenté par un interrupteur ouvert, placé en parallèle, tel que montré dans Tableau 3 (a). Ensuite, en appliquant une tension de polarisation, cette fois le commutateur passe à l'état OFF. Il bloque ainsi la propagation du signal RF en le déviant vers la masse et il est représenté par un interrupteur fermé, tel que montré dans le Tableau 3 (b).

Tableau 3 : Fonctionnement d'un switch MEMS dans une configuration en parallèle.

Switch à l'état bloquant ON	Switch à l'état passant OFF
Pas de tension DC appliquée (a) : Entrée  Sortie 	Une tension DC est appliquée (b) : Entrée  Sortie 

### I.6. Les Types de Contact des Switchs MEMS RF

Deux types de contact de commutation sont détaillés par la suite, ohmiques et capacitifs, en considérant le commutateur MEMS en configuration en série. Ensuite, les différents types de commutateurs sont représentés dans le Tableau 4 avec leurs circuits électriques équivalents.

#### I.6.1. Contact Ohmique (Métal-Métal)

Ce type de switch est souvent utilisé en configuration en série. Il représente un contact métal sur métal. A l'état bloqué, la ligne d'entrée et la ligne de sortie sont séparées par un gap qui bloque le passage du signal. A l'état passant, la poutre mobile est actionnée et un contact métallique entre la ligne d'entrée et la ligne de sortie est généré ce qui fait alors passer le signal RF. Les caractéristiques du contact ohmique rendent le switch adapté aux applications avec une large bande de fréquences allant du continu jusqu'à 40 GHz [9]. Les propriétés RF, c'est-à-dire les pertes d'insertion et l'isolation du commutateur, dépendent de la qualité du contact ohmique (équivalent à une faible résistance). De plus, la durée de vie du commutateur dépend fortement de la fiabilité du contact ohmique.

#### I.6.2. Contact Capacitif (Métal-Diélectrique)

Les commutateurs avec un contact capacitif sont souvent utilisés en configuration parallèle. Ils utilisent un contact métal-diélectrique pour bloquer et faire passer le signal RF. A l'état bloqué, une valeur de capacité  $C_{OFF}$  est formée par un gap d'air, séparant une membrane mobile et l'électrode RF d'actionnement. Dans ce cas, cette faible valeur de capacité empêche la propagation du signal RF. Ensuite, quand une polarisation continue est appliquée, la membrane mobile s'actionne et entre en contact avec l'électrode fixe. Une deuxième capacité plus grande que la précédente est alors formée par le nouveau gap les séparant et permet la transmission du signal RF. En raison du couplage capacitif utilisé pour bloquer le signal, les commutateurs de type capacitif ne sont pas adaptés aux applications basses fréquences, contrairement aux commutateurs de type ohmique. La bande de fréquence typique de ce type de switchs est typiquement de 10 à 120 GHz [9]. Dans cette configuration, ils ont une bonne tenue en puissance RF, cependant, un phénomène de collage qui provient entre la membrane mobile et la couche de diélectrique est leur inconvénient courant. Ce problème de collage de la membrane peut être observé lors son relâchement et il est souvent lié au chargement de la couche diélectrique sur laquelle se bloque la membrane.

### I.7. Principe de Fonctionnement de l'Actionnement Electrostatique des MEMS RF

Le mouvement mécanique qui permet au commutateur de passer de l'état bloquant à l'état passant et inversement, peut être réalisé de plusieurs manières. Le choix de la

## Chapitre I. Etat de l'Art des Commutateurs MEMS RF

méthode d'actionnement dépend, en général, de l'application et des exigences des performances. Les modes d'actionnement possibles sont : l'actionnement piézoélectrique, l'actionnement magnétique, l'actionnement thermique et l'actionnement électrostatique. Dans ce manuscrit, seul l'actionnement électrostatique est utilisé pour les différents commutateurs MEMS RF qui seront étudiés par la suite.

Tableau 4 : Switchs capacitifs et ohmiques à l'état ON et OFF avec leurs circuits électriques équivalents.

		L'état du switch	
		Etat OFF	Etat ON
<b>Switchs ohmiques (a)</b>			
		Circuit équivalent :	Circuit équivalent :
<b>Switchs capacitifs (b)</b>			
		Circuit équivalent :	Circuit équivalent :

### I.7.1. L'Actionnement Electrostatique

Ce mode d'actionnement nécessite l'application d'une tension relativement élevée, de l'ordre de 10 à 80 V et ceci représente son inconvénient principal. Malgré la grande valeur de la tension, peu de courant est consommé conduisant à une très faible dissipation de puissance, qui va de 10 à 100 nJ par cycle de commutation. Sa vitesse de commutation est relativement élevée et elle varie de 1 à 200  $\mu$ s. Il a été démontré qu'avec cette méthode d'actionnement, qui est la plus utilisée, les commutateurs MEMS RF peuvent fonctionner de 100 millions à 100 milliards de cycles de commutation [4].

### I.7.2. Le Bilan des Forces du Fonctionnement du Commutateur

L'actionnement électrostatique d'un commutateur MEMS RF peut être assimilé à un simple système plaque-ressort du premier ordre. La Figure I-4 montre la modélisation du composant par deux électrodes parallèles ayant une même surface  $S$  ainsi que les différentes forces générées. L'électrode du bas est fixe, quant à l'électrode du haut, elle est mobile et liée à un ressort de raideur  $K$ .

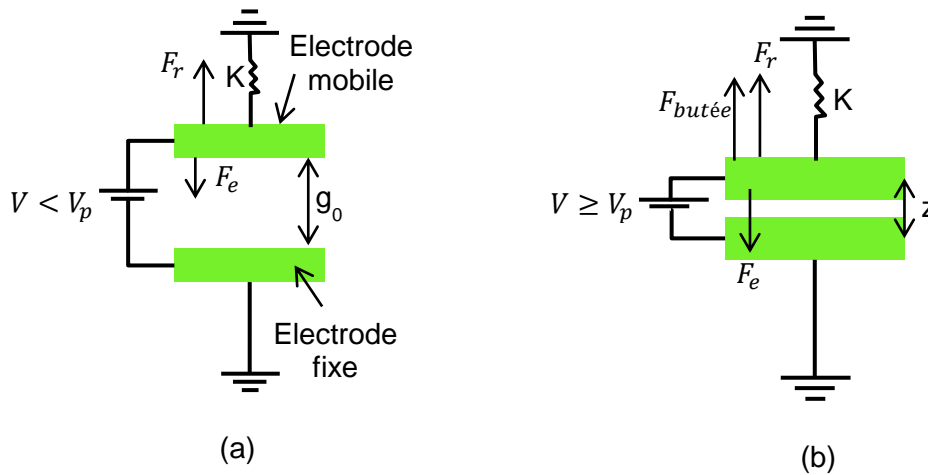


Figure I-4 : Modélisation du commutateur en un système plaques-ressort et représentation de ses paramètres mécaniques, à l'état non actionné (a) ensuite à l'état actionné (b).

Dans un état initial, un gap d'air  $g_0$  sépare les deux électrodes. La tension  $V$ , appliquée entre les deux électrodes métalliques, contrôle la commutation du composant. En effet, la différence de potentiel appliquée génère un champ électrique qui fait naître une force électrostatique  $F_e$ . Cette force, donnée par l'équation (1), permet à la membrane mobile de s'actionner et entrer en contact avec l'électrode du bas.

$$F_e = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S V^2}{(g_0 - z)^2} \quad (1)$$

Avec,

$S$  : la surface des deux électrodes (en  $\mu\text{m}^2$ )

$V$  : la tension appliquée aux bornes de la plaque mobile (en  $V$ )

$\epsilon_0$  : la permittivité du vide ( $8,85 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$ )

$g_0$  : le gap d'air initial qui sépare les deux électrodes (en  $\mu\text{m}$ )

$z$  : le gap d'air après déflexion (en  $\mu\text{m}$ )

Suite au déplacement créée par la force électrostatique  $F_e$ , la raideur  $k$  du ressort crée une deuxième force de rappel  $F_r$  donnée par l'équation (2).

$$F_r = k(g_0 - z) \quad (2)$$

$$F_e + F_r = 0 \quad (3)$$

Dans ce cas, l'électrode mobile garde sa position initiale et le système reste dans un équilibre mécanique représenté par l'équation (3).

Si on trace la position  $z$  de la membrane mobile en fonction de la tension appliquée à partir des équations précédentes, on obtient la caractéristique représentée sur la Figure I-5, où  $z$  représente la hauteur du gap  $g$ , et  $V$  la tension appliquée.

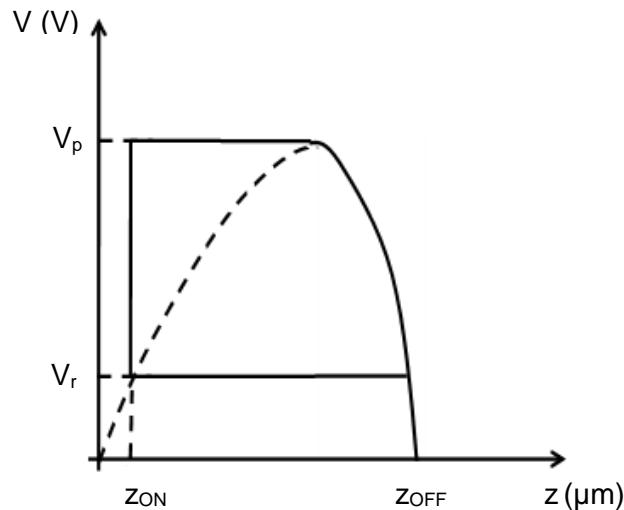


Figure I-5 : Caractéristique de la position  $z$  de la membrane mobile en fonction de la tension appliquée  $V$ .

Lorsque la tension appliquée atteint la tension de commutation  $V_p$ , définie par l'équation (4), la force de rappel  $F_r$  n'est plus suffisante pour compenser la force électrostatique  $F_e$  et ceci engendre la rupture de l'équilibre mécanique.

$$V_p = \sqrt{\frac{8 * k * g_0^3}{27 * \epsilon_0 * s}} \quad (4)$$

En augmentant la tension jusqu'à la tension de commutation  $V_p$ , la membrane mobile atteint la position ayant le 2/3 du gap initial, ceci génère une instabilité dans le système à deux plaques et la membrane se défléchit et entre en contact avec l'électrode fixe.

Ensuite, pour que la membrane mobile retourne à sa position initiale, il faut que la tension appliquée atteigne la tension de relâchement  $V_r$  définie dans l'équation (5). La courbe de la caractéristique  $V = f(z)$  précédente, montre un comportement linéaire de la membrane mobile jusqu'à  $1/3$  du gap initial. Ensuite, au-delà de cette position, le comportement devient très non linéaire.

$$V_r = \sqrt{\frac{2 * k * g_0 * z_{off}^2}{\epsilon_0 * S}} \quad (5)$$

### I.7.3. La Caractéristique $C = f(V)$ du Switch MEMS RF

La caractéristique  $C(V)$  du commutateur MEMS RF, représenté sur la Figure I-6, montre deux états et deux valeurs de capacité. D'une façon générale, la valeur de la capacité est équivalente à l'équation (6).

$$C = \frac{\epsilon S}{g} \quad (6)$$

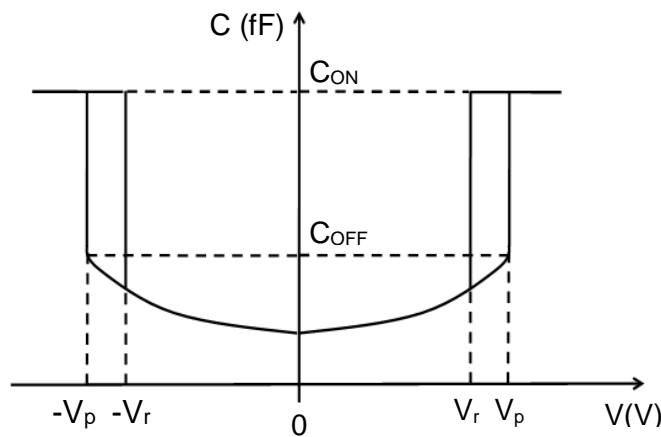


Figure I-6 : La caractéristique de la capacité en fonction de la tension appliquée du commutateur.

Lorsque aucune tension DC n'est appliquée, le commutateur est à l'état OFF et représente une valeur de capacité  $C_{OFF}$ . Ensuite, en augmentant la tension jusqu'à atteindre  $V_p$ , le gap  $g$  entre la membrane mobile et l'électrode fixe diminue. Comme le montre l'équation (6), la valeur de la capacité est inversement proportionnelle au gap  $g$  qui sépare la membrane de l'électrode RF, d'où son augmentation jusqu'à une valeur  $C_{ON}$ . Quand la tension diminue à la valeur  $V_r$ , la capacité reprend alors sa valeur initiale  $C_{OFF}$ .

### I.8. Les Mécanismes des Défaillances des MEMS RF

Les mécanismes des défaillances des MEMS RF qui impactent considérablement leur fiabilité sont de plusieurs types. Un aperçu des phénomènes impliqués dans les défaillances de type électrique et de type mécanique, ainsi que leur origine sont discutés ci-dessous.

#### I.8.1. Les Mécanismes des Défaillances Electriques

##### I.8.1.1. Le Phénomène de Collage

Le phénomène de collage de la membrane mobile est connu comme étant un mécanisme de défaillance majeur dans les commutateurs MEMS RF, en particulier les MEMS ohmiques. En raison d'un rapport élevé entre la surface et l'épaisseur de la membrane, les commutateurs MEMS sont essentiellement actionnés par des forces de surface, telles que les forces électrostatiques. Dans ce cas, et malgré une tension de commande nulle, la membrane reste collée dans un état actionné maintenu par les forces d'adhérence et ne revient pas à un état non actionné lorsque la tension est nulle. Cette défaillance est observée dans la courbe de transmission en fonction de la tension appliquée ( $T = f(V)$ ), où la tension de relâchement  $V_r$  tend vers 0 et la tension d'actionnement  $V_p$  reste stable comme le montre la Figure I-7.

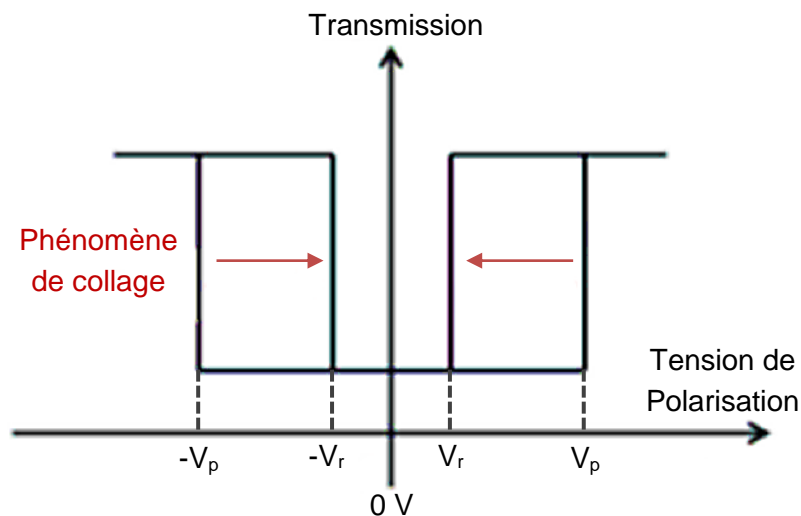


Figure I-7 : Le comportement de transmission en fonction de la tension appliquée quand l'auto-actionnement est présent.

##### I.8.1.2. La Rupture du Diélectrique

Les couches de diélectrique minces sont un élément de construction important pour les commutateurs MEMS et leur qualité dépend des conditions de dépôt ainsi que du type de matériau utilisé. Elles sont placées sur les électrodes d'actionnement et permettent d'éviter les courts-circuits qui peuvent être créés entre le signal de polarisation et le signal RF. La rupture du diélectrique est une défaillance courante dans les commutateurs MEMS RF et est classée dans deux grandes catégories : la

décharge électrostatique ESD et la surcharge électrique EOD. En effet, les couches de diélectrique utilisées sont minces et sensibles aux hautes tensions que nécessitent les commutateurs MEMS pour leur polarisation. Si la tension de polarisation dépasse la tension de claquage de la couche de diélectrique, le commutateur sera fortement détérioré ou même détruit.

### I.8.1.3. Le Phénomène du Chargement du Diélectrique

Ce type de défaillance est très étudié surtout dans les commutateurs MEMS capacitifs et est causé par des défauts et des impuretés qui peuvent être observés dans leur structure. En effet, suite à l'application d'un champ électrique élevé ( $> 100\text{MV/m}$ ), des pièges dans le diélectrique attrapent un électron ou un trou à proximité de l'électrode de polarisation et créent un champ électrique parasite qui cause un décalage de tension dans le fonctionnement du commutateur. Dans ce cas, ce dernier peut subir le phénomène de collage et rester alors actionné même si la tension de polarisation est nulle comme le montre la Figure I-8.

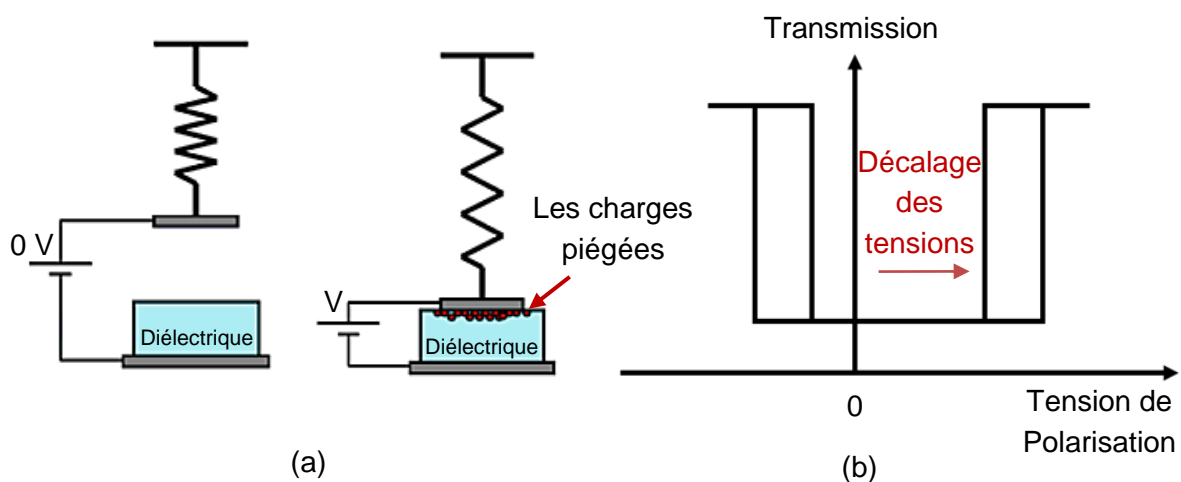


Figure I-8 : Le phénomène de piégeage dans le diélectrique (a) et ses conséquences sur les tensions de polarisation (b) visualisées sur la courbe

## I.8.2. Les Mécanismes de Défaillances Mécaniques

### I.8.2.1. Le Fluage

Le fluage est la déformation mécanique qui subsiste après une déformation élastique. En effet, sous une contrainte et une température constante, à court terme la membrane du commutateur se déforme vers le bas, ce qui l'empêche de reprendre sa position initiale, même après la suppression de la contrainte. La déformation mécanique de la structure engendre un décalage des tensions ainsi qu'un changement de ses caractéristiques. Le fluage peut être observé sur la courbe de transmission en fonction



des tensions de polarisation ( $T = f(V)$ ), où la courbe se rétrécit vers le centre des caractéristiques tel que le montre la Figure I-9.

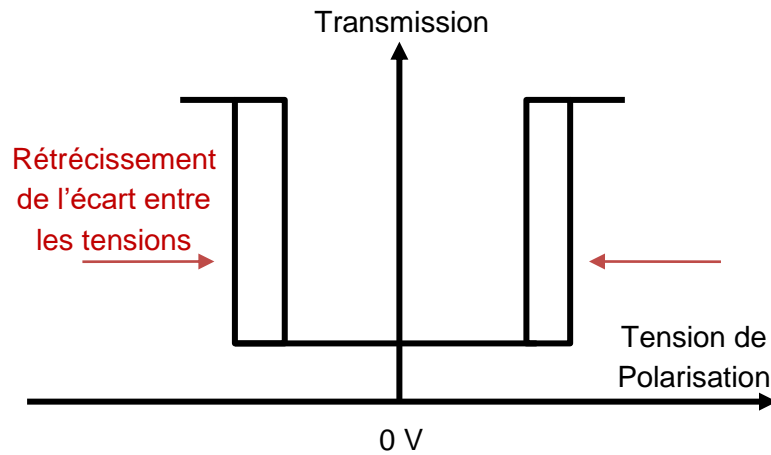


Figure I-9 : Conséquences du phénomène de fluage sur la courbe de transmission en fonction des tensions de polarisation.

### I.8.2.2. La Rugosité de la Surface de Contact Métal/Diélectrique

Le contact entre la couche métallique et le diélectrique n'est jamais parfait. En effet, la surface de contact réelle est inférieure à celle calculée à cause de la rugosité du matériau qui apparaît durant la fabrication du composant. Cette rugosité est due aux aspérités du matériau supérieur en contact avec les aspérités du matériau inférieur. Lors des contacts répétés, suite aux actionnements du commutateur, les aspérités peuvent devenir plus petites. Des particules résiduelles quittent le matériau et s'installent sur la surface de contact, diminuant ainsi la transmission du signal entre la membrane mobile et l'électrode RF du bas. Cela peut diminuer les forces de collage

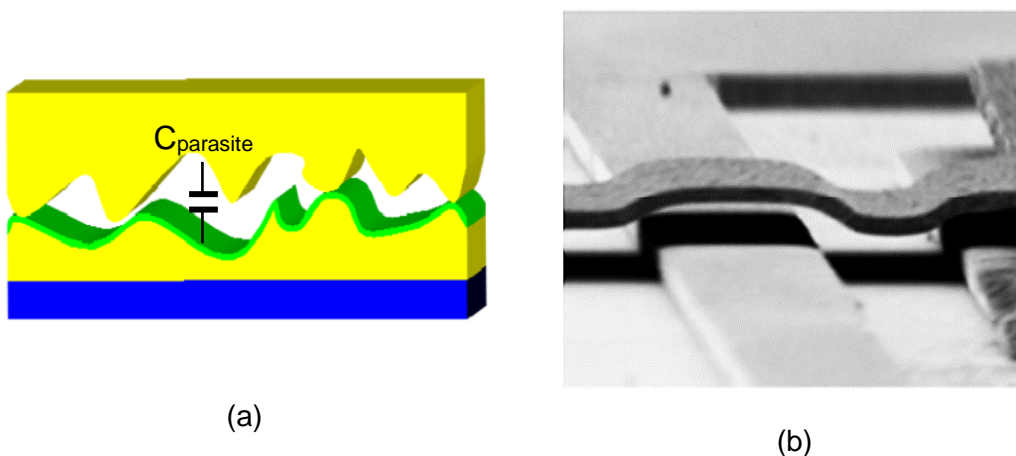


Figure I-10 : Visualisation de la rugosité de la surface de contact Métal/Diélectrique (a) et photographie microscopique montrant l'absence de

et créer des résistances locales qui peuvent impacter le fonctionnement global du commutateur. En plus, les MEMS capacitifs nécessitent une grande valeur de capacité à l'état actionné pour assurer un bon court-circuit capacitif. Ce problème de contact non maîtrisé, montré sur la Figure I-10, réduit considérablement la valeur de la capacité à l'état bas [10].

### I.9. Les Performances étudiées des Commutateurs MEMS RF

#### I.9.1. Commutateurs MEMS en Configuration Série

##### I.9.1.1. Le Coefficient de Transmission $S_{21}$

Le paramètre  $S_{21}$  est le rapport entre l'onde transmise et l'onde réfléchie dans la ligne de transmission RF d'un composant et est défini par l'équation (7) :

$$S_{21} = 10 \log \left( \frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad (7)$$

Un commutateur MEMS en série et à l'état haut bloque le passage du signal dans la ligne de transmission puisqu'il a une grande impédance. Dans cet état, le coefficient  $S_{21}$  donne l'isolation du MEMS qui est définie par l'équation (8). Cette équation n'est valide que si  $S_{21}$  est inférieur à  $10^{-1}$ .

$$S_{21} = 2\omega C_{OFF} Z_0 \quad (8)$$

Avec,

$$\omega = 2\pi f$$

$Z_0$  : l'impédance caractéristique de la ligne RF

$C_{OFF}$  : la capacité du commutateur MEMS à l'état non actionné

##### I.9.1.2. Le Coefficient de Réflexion $S_{11}$

Le paramètre  $S_{11}$  est le rapport entre l'onde insérée à l'entrée de la ligne de transmission et l'onde réfléchie au niveau de cette entrée. Pour un commutateur MEMS en série, ce paramètre est lié à sa capacité à l'état actionné avec l'équation (9) :

$$S_{11} = \frac{1}{2Z_0 C_{ON} \omega} \quad (9)$$

Avec,

$$\omega = 2\pi f$$

$Z_0$  : l'impédance caractéristique de la ligne RF

$C_{ON}$  : la capacité du switch actionné à l'état bas

### I.9.1.3. La Réponse Typique du Commutateur MEMS

Un commutateur MEMS en série est équivalent à un simple circuit RLC en série avec l'inductance  $L$  d'une valeur très faible de l'ordre de nH. Sa réponse typique à l'état non actionné ensuite à l'état actionné est montrée sur la Figure I-11.

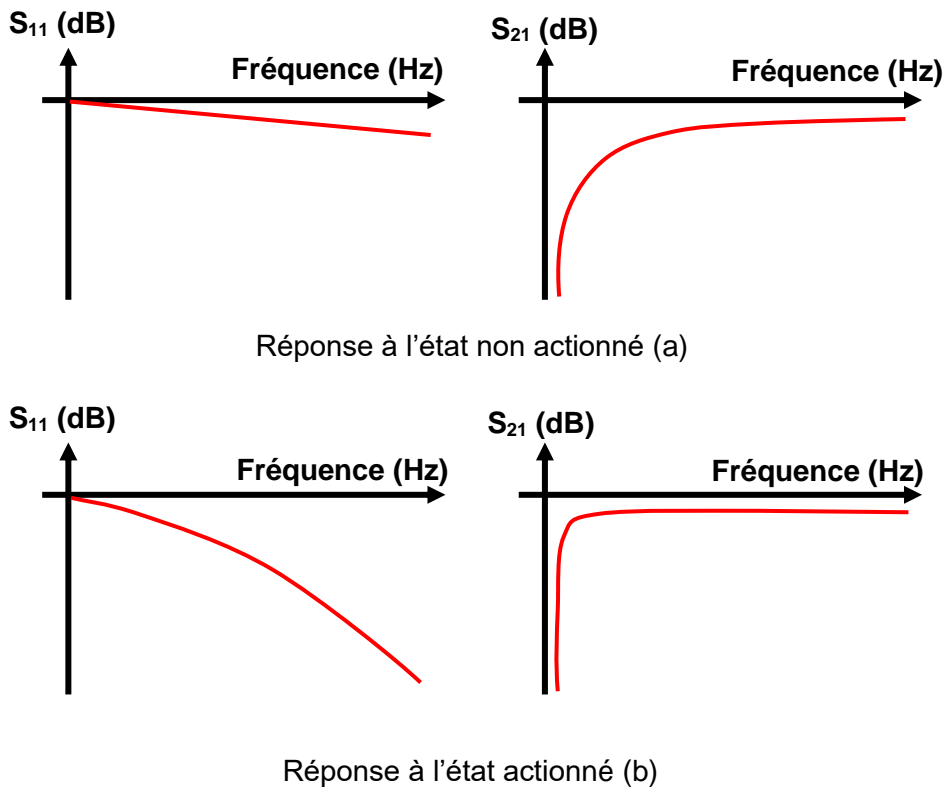


Figure I-11 : Réponse typique d'un commutateur MEMS capacitif en série à l'état non actionné (a) ensuite à l'état actionné (b).

Quand le commutateur MEMS en série est à l'état non actionné, la transmission du signal est bloquée. Dans ce cas, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est alors proche de 0 dB et  $S_{21}$  montre une bonne isolation, comme ceci est montré sur la Figure I-11 (a).

En passant le commutateur à un état actionné, le signal RF est transmis. Par conséquent, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  diminue et les pertes  $S_{21}$  se rapprochent de 0 dB, comme ceci est montré sur la Figure I-11 (b).

### I.9.2. Commutateurs MEMS en Configuration Parallèle

#### I.9.2.1. Le Coefficient de Transmission $S_{21}$

Quand le commutateur MEMS est monté en parallèle, son isolation maximum est donnée par l'équation (10) :

$$S_{21min} = \frac{2R_s}{Z_0} \quad (10)$$

Avec,

$Z_0$  : l'impédance caractéristique de la ligne RF

$R_s$  : la résistance en série créée entre l'électrode du switch et son substrat

#### I.9.2.2. Le Coefficient de réflexion $S_{11}$

Dans le cas d'un switch monté en parallèle, le paramètre  $S_{11}$  est lié à sa capacité à l'état non actionné comme défini dans l'équation (11) :

$$S_{11} = \frac{Z_0 C_{OFF} \omega}{2} \quad (11)$$

Avec,

$$\omega = 2\pi f$$

$Z_0$  : l'impédance caractéristique de la ligne RF

$C_{OFF}$  : la capacité du switch à l'état haut non actionné

#### I.9.2.3. La Réponse Typique du Commutateur MEMS

Un commutateur MEMS en parallèle est équivalent à un circuit RLC en parallèle avec l'inductance  $L$  d'une valeur très faible de l'ordre de nH. Sa réponse typique à l'état non actionné ensuite à l'état actionné est montrée sur la Figure I-12.

La réponse d'un commutateur MEMS en parallèle est l'inverse de celle du MEMS en série. A l'état non actionné, le signal est transmis. Dans ce cas, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est faible et les pertes  $S_{21}$  sont proche des 0 dB, comme ceci est montré sur la Figure I-12 (a).

Quand le commutateur passe à un état actionné, le signal RF est bloqué. Par conséquent, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  diminue et les pertes  $S_{21}$  se rapprochent de 0 dB, comme ceci est montré sur la Figure I-12 (b).

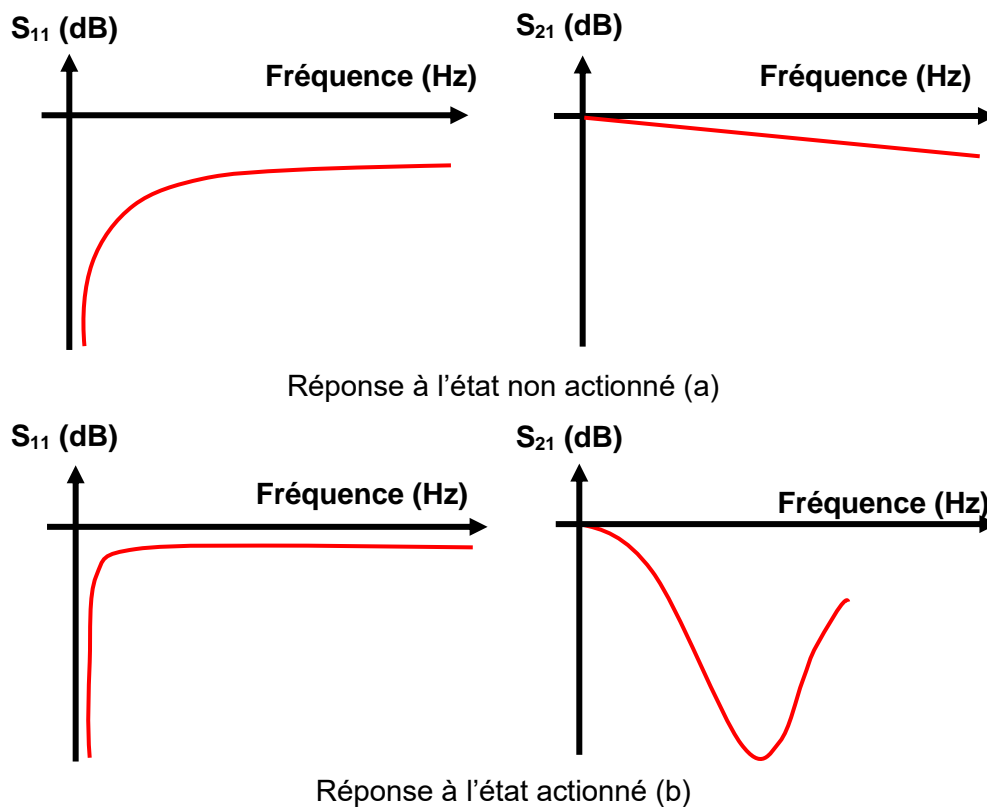


Figure I-12 : Réponse typique d'un commutateur MEMS capacitif en parallèle à l'état non actionné (a) ensuite à l'état actionné (b).

### I.9.3. Le Temps de Commutation $t_s$

Un switch MEMS capacitif est défini par la commutation mécanique de sa membrane mobile entre un état haut et un état bas. La vitesse de commutation du MEMS entre

$$t_s = \frac{3,67V_p}{V_s\omega} \quad (12)$$

ces deux états est directement liée aux cycles de charge et de décharge des capacités du composant. Puisqu'un élément de commutation mécanique est présent dans la structure du commutateur, la vitesse de commutation dépend de la tension de commutation  $V_p$  et la tension de la source DC  $V_s$ . Le temps de commutation,  $t_s$ , dépend également de la fréquence de résonance mécanique du premier mode de résonance qui est défini par l'équation (12) :

Avec,

$V_p$  : la tension de commutation du switch

$V_s$  : la tension de la source DC  $> V_p$

$\omega = 2\pi f$  : la fréquence de résonance mécanique de la membrane mobile

Si les deux tensions  $V_p$  et  $V_s$  sont considérées comme constantes et prédéterminées, le temps de commutation et la fréquence de la membrane sont inversement proportionnels. Dans la plupart des switchs MEMS, il y'a un facteur de 1,4 entre les deux tensions et ceci modifie l'équation de  $t_s$  comme le montre l'équation (13) :

$$t_s = \frac{2,62}{\omega} \quad (13)$$

En remplaçant la fréquence de la membrane  $\omega$  par sa raideur effective  $K$  et sa masse effective  $m$ , nous obtenons l'équation (14).

$$t_s = 2,62 * \sqrt{m/k} \quad (14)$$

Cette équation implique que le temps de commutation dépend de la longueur, de la largeur et de l'épaisseur de la membrane du switch et que toute modification de ces paramètres changera la tension de commutation  $V_p$  car elle en est interdépendante. Ainsi, tous ces paramètres doivent faire l'objet d'un compromis [11].

### I.9.4. La Tenue en Puissance

La tenue en puissance d'un switch MEMS RF est définie par la puissance à laquelle le composant ne fonctionne plus correctement. Le phénomène de collage, défini précédemment, est une défaillance électrique liée à la tenue en puissance. L'amélioration de la tenue en puissance de ces composants est, aujourd'hui, encore une étape importante dans leurs applications. Récemment, plusieurs solutions pour améliorer ce problème ont été proposées telles que : l'utilisation de plusieurs commutateurs en parallèle [12][13] ou encore la conception de nouvelles structures telles que le cantilever push-pull [14].

### I.9.5. La Linéarité

D'une façon générale, la linéarité d'un circuit RF fait référence à l'indépendance de son impédance par rapport à la puissance du signal RF d'entrée. Elle est caractérisée par le point d'interception de troisième ordre, ou IP3, dans une mesure d'intermodulation RF utilisant deux sources [15].

Théoriquement, la variation de la capacité et la linéarité, sous une contrainte en tension, des commutateurs capacitifs MEMS RF, sont définis par la modulation de la capacité sous l'effet d'une variation d'amplitude de la capacité MEMS. En considérant

$$C = \frac{\epsilon A}{g + d - \Delta x} \quad (15)$$

le commutateur comme un système idéal à deux plaques parallèles, comme le montre la Figure I-13, sa capacité totale peut être définie par l'équation (15) :

Avec,

$\varepsilon$  : la permittivité du diélectrique

$A$  : La surface de la capacité

$g$  : le gap d'air entre la membrane mobile et l'électrode d'actionnement

$d$  : l'épaisseur du diélectrique

$x$  : le déplacement de la membrane en petits signaux

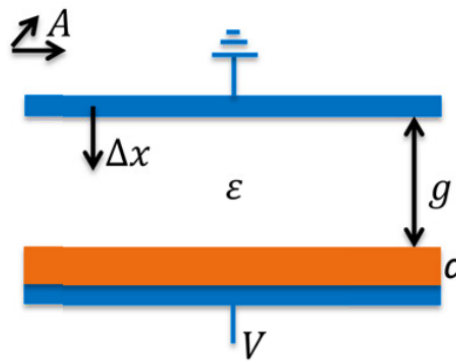


Figure I-13 : Schéma d'équivalence d'un switch capacitif à un système à deux plaques parallèles.

La variable  $\Delta x$  est liée à l'équilibre entre les forces électrostatiques et mécaniques comme le montre l'équation (16) :

$$\Delta x \cong \frac{\varepsilon A V_M^2}{2K(d + g)^2} \quad (16)$$

Avec,

$K$  : la raideur de la membrane mobile

$V_M$  : La tension qui traverse la capacité MEMS

Quand le déplacement de la membrane mobile est très petit par rapport au gap d'air  $g$ , la capacité totale peut être définie par l'équation (17) :

$$C \cong C_0 \left(1 - \frac{b_0}{c_0} V_M^2\right) \quad (17)$$

Avec,

$C_0$  : la valeur nominale de la capacité ;  $C_0 = \frac{\varepsilon A}{g+d}$

$\frac{b_0}{c_0}$  : La petite variation de la capacité définie par  $\frac{\epsilon A}{2K(g+d)^3}$

L'équation de la capacité C précédente décrit une courbe parabolique théoriquement centrée et symétrique, comme le montre la Figure I-14, à moins que des charges ou une tension DC soient présent dans le commutateur MEMS [16].

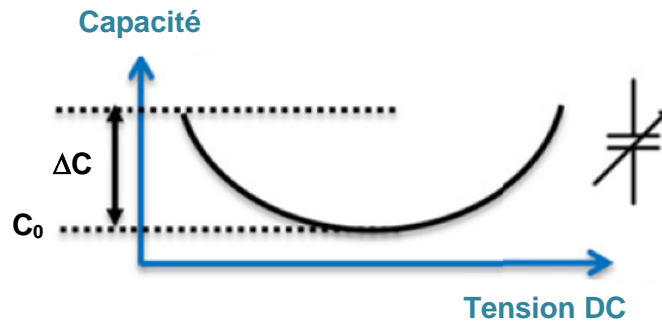


Figure I-14 : La réponse de la capacité en fonction de la tension DC dans son état d'équilibre électromécanique.

Le comportement parabolique de la capacité en fonction de la tension DC est valide que lorsque le déplacement  $\Delta x$  es beaucoup plus petit que le gap  $g$  entre les deux électrodes. Quand  $\Delta x$  augmente jusqu'à la limite où l'actionnement se produit, un modèle avec une équation d'ordre supérieur est nécessaire [17]. La faible variation de la capacité  $\Delta C$ , est valable pour une tension DC appliquée inférieure à la tension d'actionnement  $V_p$  ou à des fréquences très inférieures à la fréquence de résonance mécanique de la membrane mobile. Cependant, lorsque la fréquence appliquée est supérieure à la fréquence de résonance mécanique, la membrane ne fonctionne plus correctement face au signal appliqué. Dans ce cas, la valeur de la constante parabolique diminue de 40 dB/décade en suivant le comportement d'un filtre idéal du

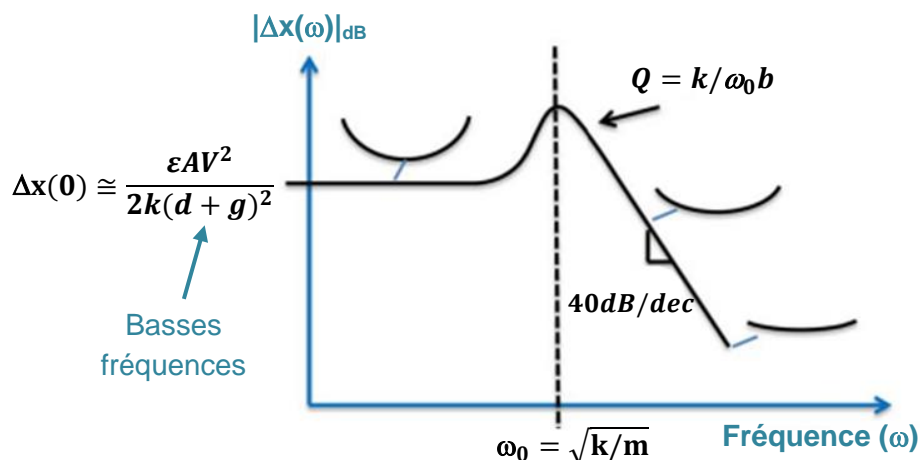


Figure I-15 : la réponse mécanique du commutateur en fonction de la fréquence.



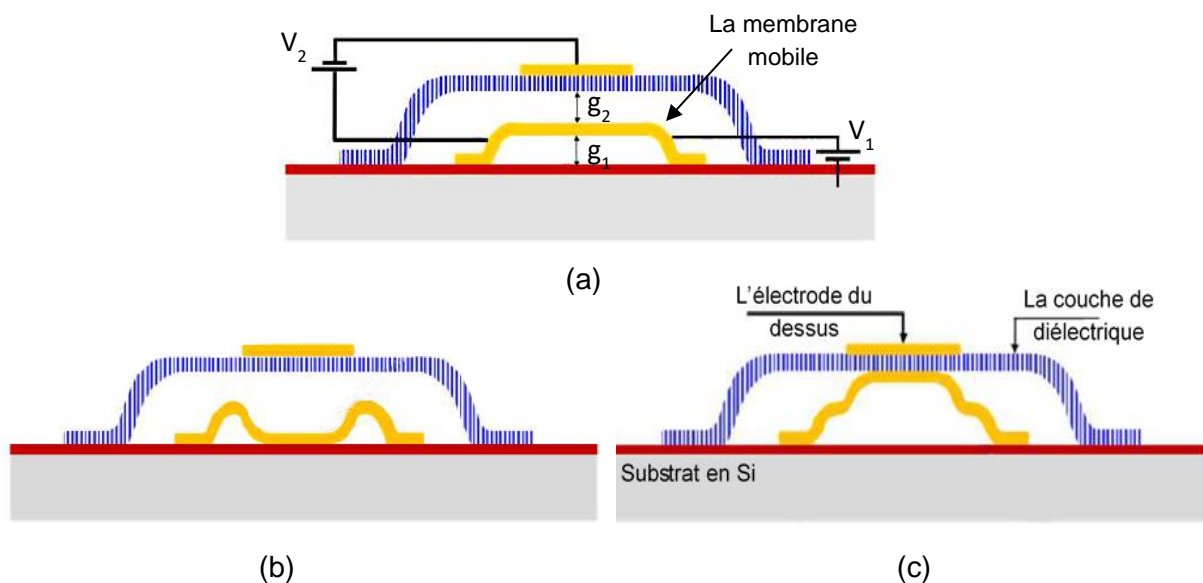
second ordre comme montré sur la Figure I-15. C'est donc exactement ce phénomène qui permet à un dispositif non linéaire, comme le switch MEMS étudié, d'avoir une performance très linéaire pour les fréquences RF généralement de 4 à 5 ordres de grandeur au-dessus de la fréquence de résonance mécanique [18]. Cependant, la modulation en amplitude du signal RF peut se retrouver dans la bande passante mécanique du MEMS, et générer des non linéarités.

### I.10. Les Commutateurs MEMS à Trois Plaques

Les commutateurs MEMS peuvent être limités par l'auto-actionnement et le phénomène de collage qui sont causés par les hautes valeurs de puissances RF. Le fait d'ajouter une deuxième électrode d'actionnement supérieure permet d'améliorer le rapport de capacités du commutateur, augmenter sa tenue en puissance et sa tension d'auto-actionnement en collant la membrane mobile à l'électrode ajoutée [19]. Ce type de structure permet également de fabriquer des capacités variables RF linéaires grâce à l'utilisation du substrat en silicium comme une électrode d'actionnement inférieure [20]. Dans cette partie, la conception et l'étude des paramètres S d'un switch MEMS capacitif à 3 plaques, en utilisant le logiciel ADS, seront détaillés. La fabrication et les mesures du circuit, faite à XLIM, seront également détaillés.

#### I.10.1. Le Principe de Fonctionnement et le Bilan des Forces du Commutateur

Le commutateur est composé d'une première électrode fixe qui est le substrat, une membrane mobile et une deuxième électrode fixe au-dessus de la membrane, comme le montre la Figure I-16 [20].



Sur la Figure I-16 (a), le switch est à l'état OFF et une capacité  $C_{off}$  est créée par la séparation entre l'électrode mobile et le substrat silicium par un gap d'air initial  $g_1$ . Figure I-16 (b) montre l'application d'une tension  $V_1$  entre la membrane mobile et le substrat qui engendre une force électrostatique  $F_{e-bas}$  définie par l'équation (18). Cette force permet à la membrane de rentrer en contact avec l'électrode du bas. Le gap

$$F_{e-bas} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{(g_1 - z)^2} \quad (18)$$

initial va alors diminuer et créer une nouvelle valeur de capacité  $C_{OFF-OFF}$  qui est plus petite.

Ensuite, quand une différence de potentiel entre la membrane mobile et l'électrode du haut est appliquée, comme montré sur la Figure I-16 (c), une nouvelle force électrostatique  $F_{e-haut}$ , définie par l'équation (19), apparaît. Cette force engendre un contact entre la membrane et l'électrode du haut formant ainsi une troisième valeur de capacité  $C_{ON}$  plus grande que les deux autres valeurs.

$$F_{e-haut} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{(g_2 + z)^2} \quad (19)$$

La force de rappel de cette nouvelle structure, qui permet de stabiliser le système après son actionnement, est différente par rapport à celle du modèle à deux plaques parallèles précédent. Deux termes qui dépendent des deux positions de la membrane ont été ajoutés comme le montre l'équation (20).

$$F_r = -kz - z \left( \frac{g_0}{g_1 - z} \right)^3 - z \left( \frac{g_0}{g_2 + z} \right)^3 \quad (20)$$

### I.11. Conclusion

Dans ce chapitre, le fonctionnement mécanique des commutateurs MEMS a été défini en détaillant les différentes forces mécaniques qui contribuent à leur actionnement et leur relâchement. Par la suite, la physique des mécanismes de défaillances les plus courants que subissent les commutateurs MEMS a été expliqué. De plus, nous avons détaillé les différentes performances étudiées de ces composants. Dans une dernière partie, nous avons invoqué les commutateurs MEMS utilisant deux électrodes d'actionnement RF qui permettent d'améliorer le phénomène de collage. Leur bilan de force détaillé a également été représenté.

L'état de l'art de la technologie MEMS dans les commutateurs RF détaillé dans ce chapitre, montre l'augmentation de l'intégration des MEMS dans différents domaines d'application grâce à leurs hautes performances et leur miniaturisation qui facilite leur intégration.



# **Chapitre II. Conception, Simulation et Mesures de Différents Commutateurs MEMS RF Miniatures**

---

## II.1. Introduction

Dans ce deuxième chapitre, deux prototypes de commutateurs MEMS en série seront proposés. Leur conception et leurs résultats de mesures seront détaillés. Les deux commutateurs sont conçus et simulés sur un substrat en verre en utilisant le logiciel ADS Momentum. Les idées proposées sont des solutions pour remédier aux problèmes de collage et de chargement du diélectrique, qui représentent les mécanismes de défaillances électriques détaillés dans le chapitre précédent.

## II.2. Conception et Simulation d'un Switch MEMS RF Capacitif à Trois Plaques

Dans cette partie, nous allons détailler la conception des commutateurs MEMS capacitifs à trois plaques dans une structure coplanaire. Le modèle de conception de ces composants est inspiré par les travaux réalisés précédemment à XLIM par la post-doctorante Nesrine Belkadi. Une deuxième électrode RF est ajoutée au-dessus de la membrane mobile dans le but d'améliorer le contraste des capacités et le phénomène de collage de la membrane. Le layout du circuit conçu sur ADS Momentum ainsi qu'une coupe transversale de son substrat sont représentées sur la Figure II-1.

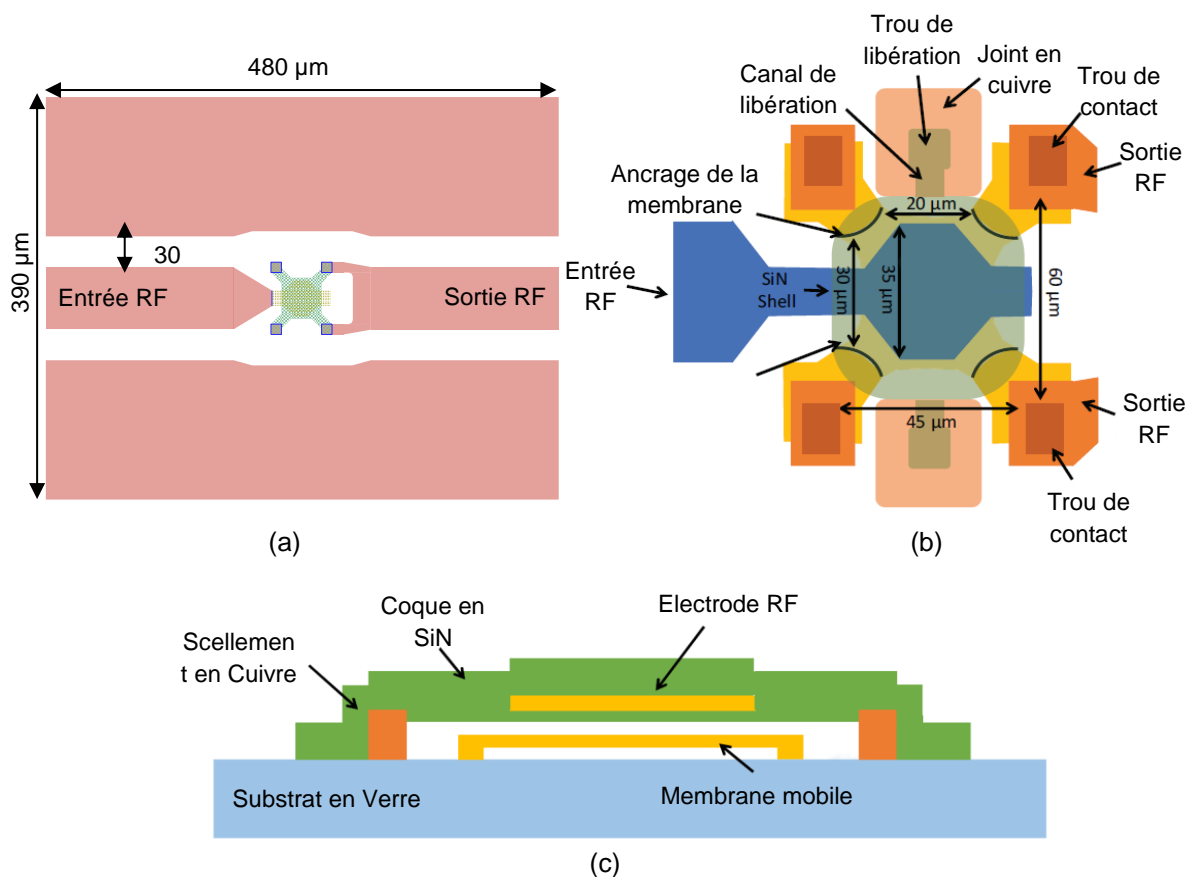


Figure II-1 : Layout de la structure coplanaire du MEMS à trois plaques sur Momentum (a), ses dimensions géométriques détaillées (b) et une coupe transversale du substrat (c).

## Chapitre II. Conception, Simulation et Mesures de Différents Commutateurs MEMS RF Miniatures

Les résultats de simulations des paramètres S du circuit, avec le schéma électrique équivalent dans les différents états d'actionnement, sont montrés sur la Figure II-2. Afin d'extraire les valeurs des différentes capacités du MEMS, nous allons utiliser la formule de la capacité d'un MEMS en série montrée dans l'équation suivante,

$$C_s = \frac{|S_{21}|}{2\omega Z_0 \sqrt{1 - |S_{21}|^2}}$$

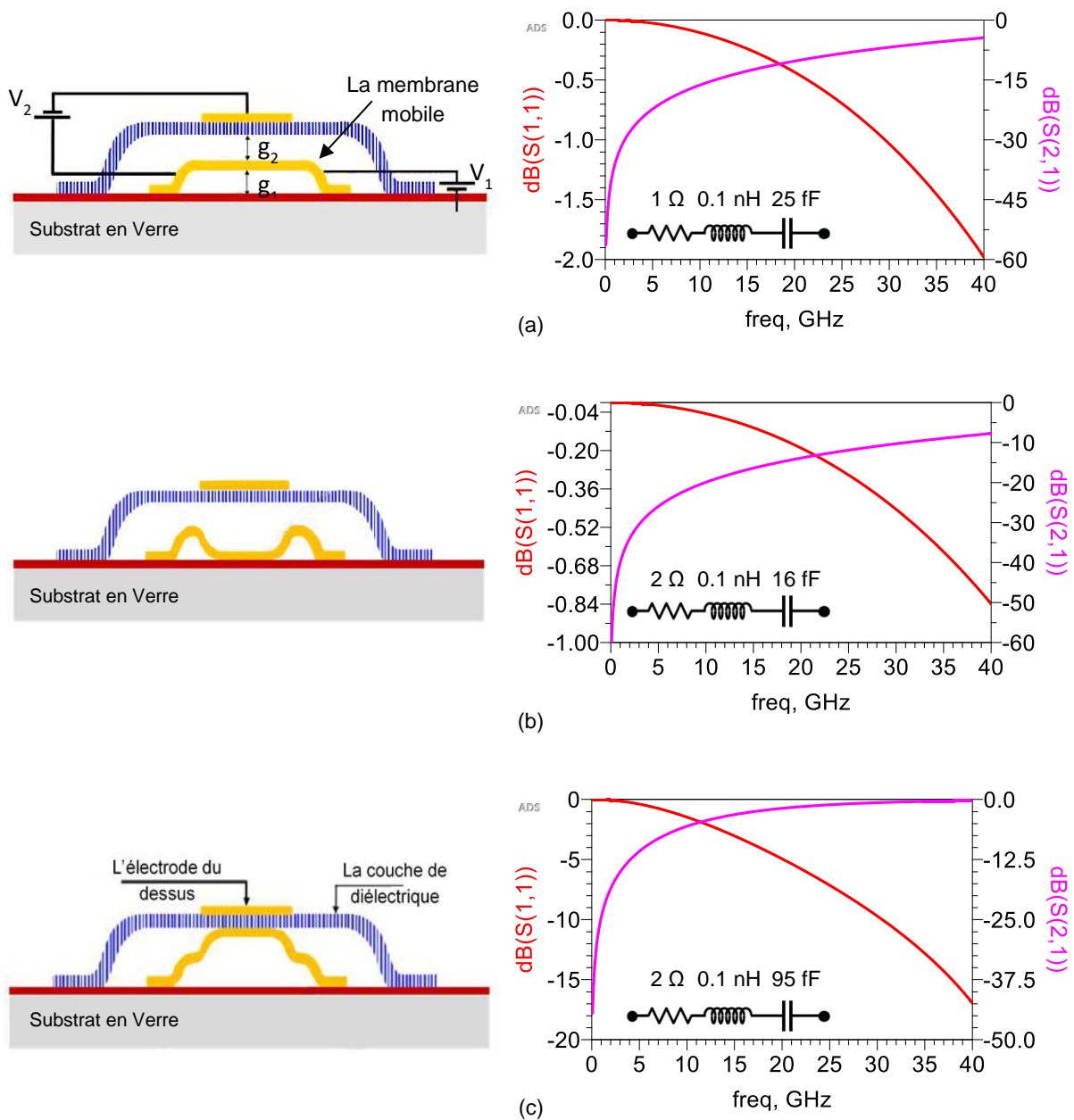


Figure II-2 : Les résultats de simulations du commutateur MEMS sur un substrat en verre et leur schéma électrique équivalent à l'état OFF (a), à l'état OFF-OFF (b) et à l'état ON (c) ;

## Chapitre II. Conception, Simulation et Mesures de Différents Commutateurs MEMS RF Miniatures

La capacité  $C_{OFF}$  à l'état non actionné est de 25 fF, la capacité  $C_{OFF-OFF}$  actionnée à l'état bas est de 16 fF et la capacité  $C_{ON}$  actionnée à l'état haut est de 95 fF. Le rapport  $C_{ON}/C_{OFF-OFF}$  simulée est de 5,9. En le comparant avec des MEMS à une seule électrode d'actionnement RF, conçus à XLIM et qui ont donné un rapport de 2,3, nous constatons que l'ajout d'une deuxième électrode RF a bien amélioré le contraste capacitif.

Le circuit a été fabriqué et mesuré par Nesrine Belkadi à XLIM [21] et est montré sur la Figure II-3.

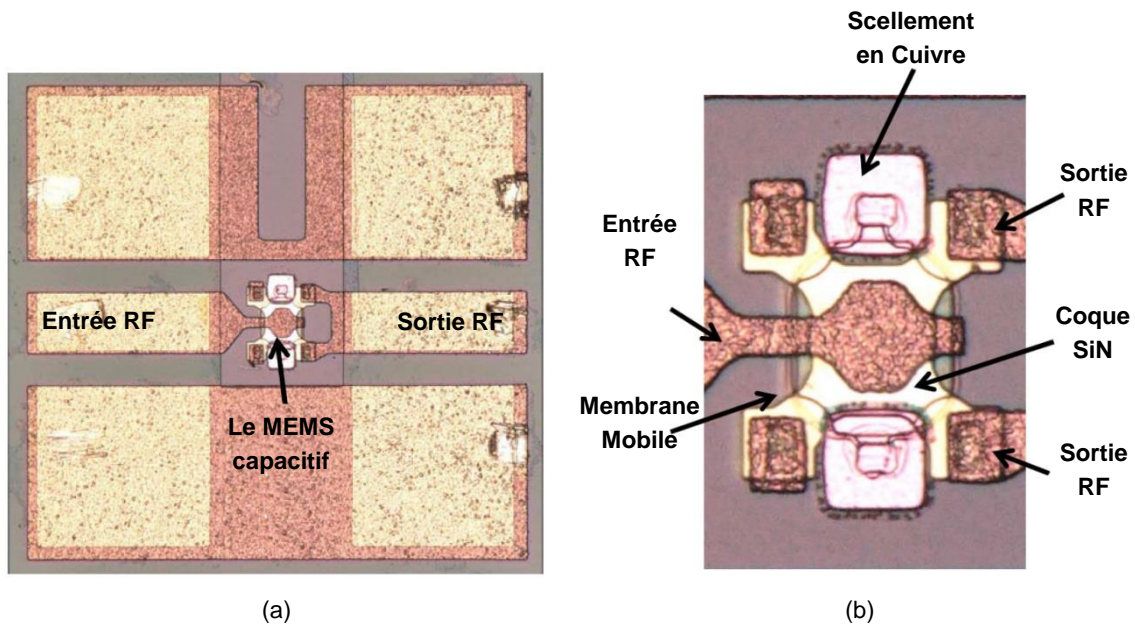


Figure II-3 : Photo microscopique du MEMS capacitif dans une structure coplanaire (a) et une photo zoomée sur sa partie centrale (b).

Les mesures des paramètres S du circuit ont été réalisées en utilisant un analyseur vectoriel (Rhode and Schwarz ZVA 40) dans la bande de fréquence de 10 MHz à 40 GHz. Les capacités ont été polarisées à 35 V en utilisant un signal bipolaire périodique avec une tension carrée de 1 KHz. Les résultats de mesures à l'état actionné et à l'état OFF sont montrés sur la Figure II-4.

La capacité est commutée entre 25 fF et 75 fF à l'état OFF et à l'état ON, respectivement. La Figure II-4 montre également que les pertes d'insertion sont très faibles. Un schéma électrique RLC équivalent a été utilisé pour extraire les valeurs des capacités mesurées. Le facteur de qualité Q de la capacité est supérieur à 600 jusqu'à 10 GHz et supérieur à 150 jusqu'à 40 GHz.

Sur la Figure II-4, la capacité mesurée n'a montré aucune résonance jusqu'à 40 GHz. Ce circuit peut alors être utilisé dans les bandes de fréquence d'ondes millimétriques.

Les fréquences de résonance correspondantes sont de 58,11 GHz à l'état actionné et 100,66 GHz à l'état OFF.

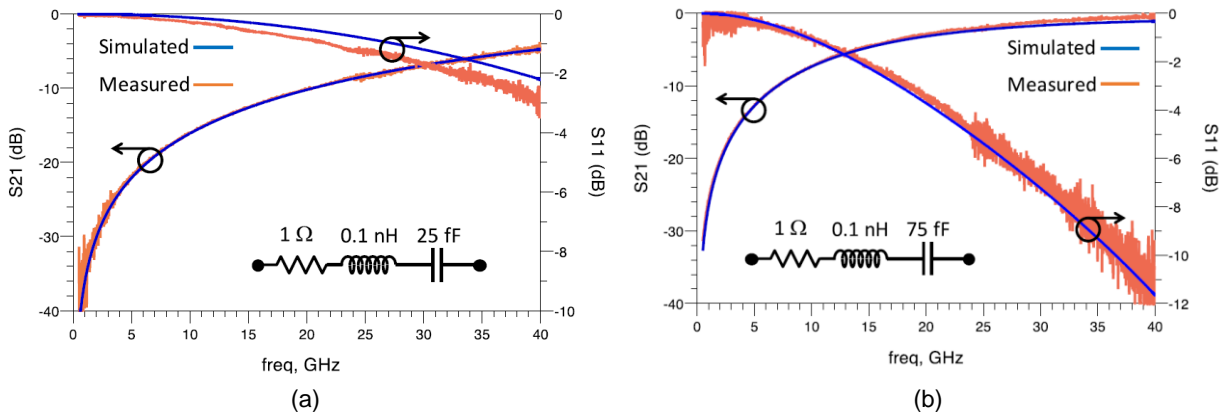


Figure II-4 : Les résultats de mesures des paramètres S du commutateur MEMS à l'état OFF (a) ensuite à l'état ON (b).

Le circuit proposé a été bloqué à l'état actionné pendant 12 heures dans un environnement à l'air libre afin de tester sa fiabilité. Les résultats de ce test ont montré que le comportement de la tension d'actionnement est resté stable. Cependant, le comportement de la capacité en fonction du temps a montré un changement mesurable de la valeur de la capacité à l'état non actionné. Ce dispositif peut être monté en matrice afin d'obtenir plus de valeurs de capacités, ce qui permet un fonctionnement jusqu'aux très hautes fréquences grâce à la faible permittivité du substrat utilisé.

### II.3. Développement des Commutateurs MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

Les commutateurs capacitifs MEMS souffrent d'une sensibilité importante sur la rétention de charges de la couche diélectrique déposée à la surface métallique de l'électrode d'activation. Le nitrure de silicium est souvent utilisé comme diélectrique dans ces composants, cependant, il limite le contraste capacitif  $C_{on}/C_{off}$  à des valeurs relativement faibles, comme dans notre exemple des MEMS SiN précédents. De plus, ce matériau est particulièrement sensible au piégeage de charges, et dégrade généralement le comportement du MEMS très rapidement.

Le phénomène du chargement du diélectrique provient principalement de la surface de contact entre l'électrode RF et le diélectrique comme le montre la Figure II-5. En effet, le contact entre la membrane mobile du MEMS et la couche du diélectrique n'est pas parfait à cause de la rugosité du matériau et ceci empêche le piégeage des charges dans le diélectrique. Par contre, le contact entre l'électrode RF et le diélectrique est de bonne qualité, favorisant ainsi la migration des charges du métal



vers le diélectrique. Les charges seront alors piégées dans le diélectrique causant la dégradation rapide du commutateur.

Dans cette partie, une solution est proposée afin de remédier au problème du chargement dans le diélectrique. L'idée est d'améliorer le contact entre l'électrode RF et le diélectrique le plus possible. Pour ce faire, nous allons utiliser le tantale (Ta) comme métal et l'oxyde de tantale ( $Ta_2O_5$ ) comme diélectrique pour la conception d'un commutateur MEMS en série. Cette approche devrait conduire à de grandes améliorations de la fiabilité des commutateurs MEMS. La conception, la fabrication, les mesures ainsi que les tests de fiabilité de ces commutateurs seront détaillés par la suite.

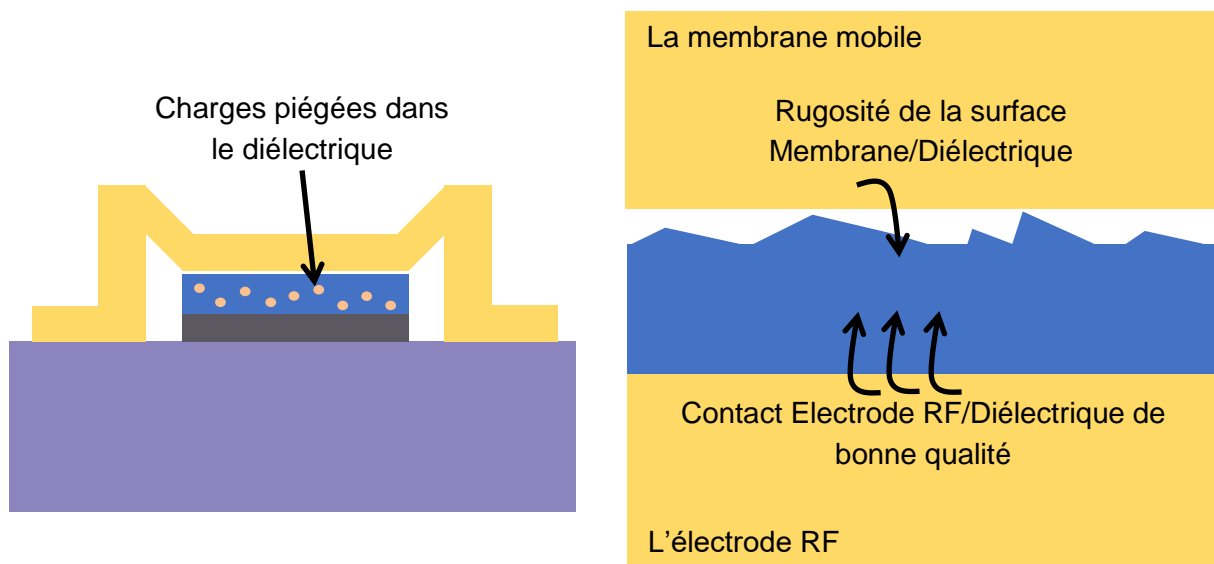


Figure II-5 : Le phénomène du piégeage des charges dans le diélectrique.

### II.3.1. Capacités Commutées Ta/ $Ta_2O_5$ Montées en Série

Le commutateur MEMS monté en série est conçu sur un substrat en verre d'une épaisseur de 525  $\mu\text{m}$  en utilisant le logiciel ADS Momentum. Le diélectrique  $Ta_2O_5$  utilisé a une permittivité relative  $\epsilon_r$  de 25 et les couches métalliques sont de 0,5  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Le layout du circuit, ses paramètres géométriques ainsi qu'une coupe transversale du substrat sont détaillés sur la Figure II-6. Ensuite, les résultats de simulations sont montrés sur la Figure II-7.

Dans un premier état non actionné, le switch bloque la transmission du signal et donne des pertes d'insertion  $S_{21}$  de 9,8 dB et un coefficient de réflexion  $S_{11}$  de -0,5 dB à 20

## Chapitre II. Conception, Simulation et Mesures de Différents Commutateurs MEMS RF Miniatures

GHz. Dans un deuxième état actionné, la capacité transmet le signal et donne un  $S_{21}$  de -0,2 dB et un  $S_{11}$  de -21 dB à la même fréquence.

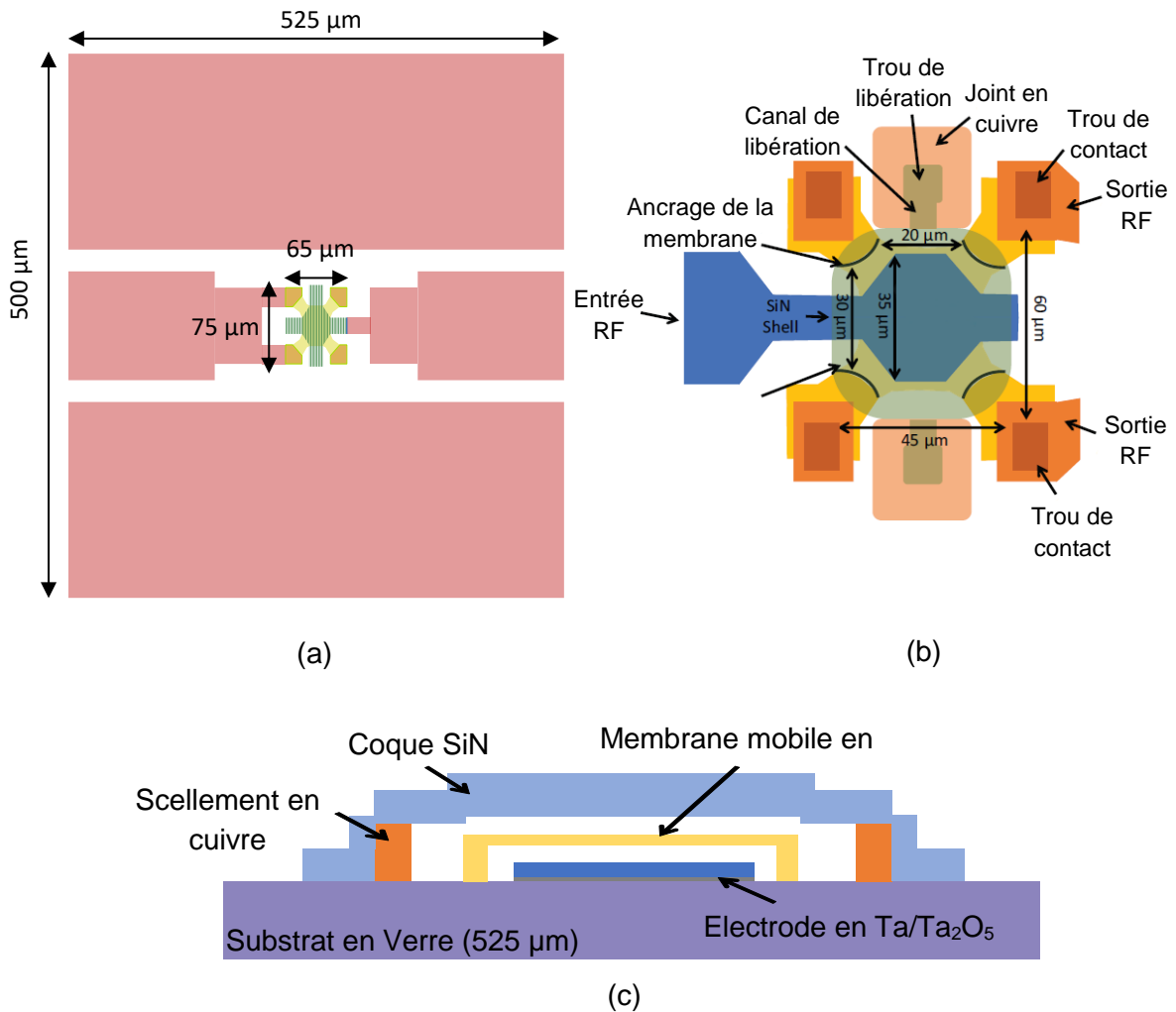


Figure II-6 : Le layout du MEMS monté en série (a), ses paramètres géométriques détaillés (b) et une coupe transversale de son substrat (c).

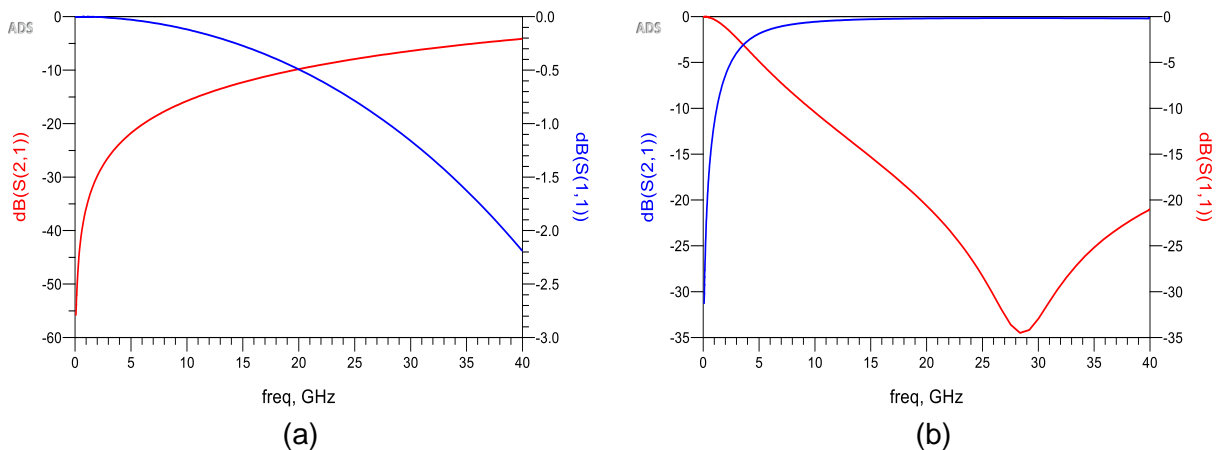


Figure II-7 : Les résultats de simulation du commutateur MEMS à l'état haut (a) ensuite à l'état bas (b).

## Chapitre II. Conception, Simulation et Mesures de Différents Commutateurs MEMS RF Miniatures

Afin d'extraire la valeur de la capacité  $C_{OFF}$  du commutateur à l'état non actionné et celle de sa capacité  $C_{ON}$  à l'état actionné, la réponse simulée par Momentum de la capacité commutée est comparée à un schéma électrique équivalent composé d'une capacité en série avec une résistance et une inductance. Une superposition entre les résultats de simulation du layout de la capacité et ceux du circuit équivalent électrique est réalisée en faisant varier les différentes valeurs du circuit RLC pour trouver les valeurs qui correspondent aux résultats des simulations électromagnétiques.

Quand le MEMS est à l'état haut, d'après la Figure II-8 et Figure II-9, la valeur de la capacité  $C_{off}$  est de 26 fF en série avec une inductance  $L$  de 0,1 nH et une résistance  $R$  de 2 ohms. Ensuite en actionnant le commutateur à un état bas, la valeur de la capacité augmente et donne  $C_{ON}$  de 435 fF en série avec les mêmes valeurs de  $L$  et  $R$  comme le montre la Figure II-10 et la Figure II-11. Par conséquent, le switch donne un contraste capacitif  $C_{on}/C_{off}$  de 16,7. Nous remarquons alors que l'utilisation du diélectrique  $Ta_2O_5$ , ayant une permittivité  $\epsilon_r$  de 25, augmente nettement la valeur du rapport capacitif par rapport aux commutateurs MEMS à base de SiN, représentés dans la partie précédente, tout en gardant la même surface.

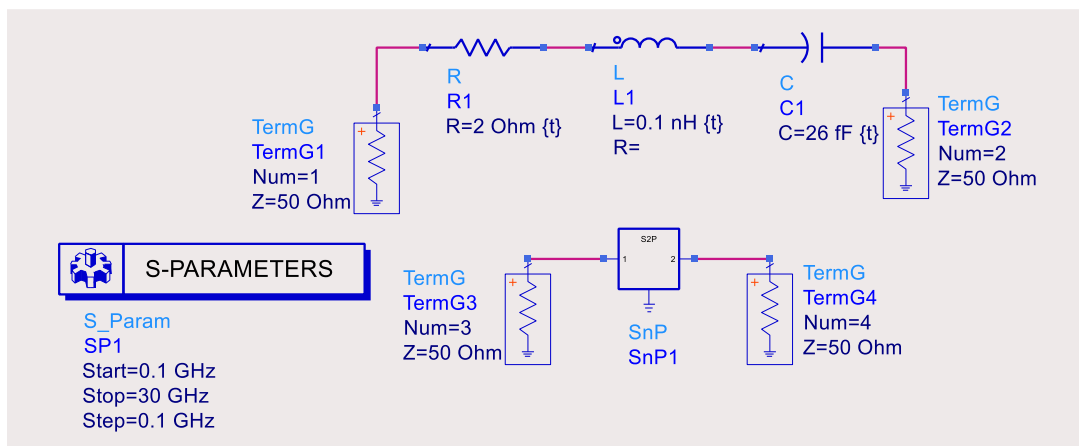


Figure II-8 : Schéma électrique du MEMS à l'état non actionné.

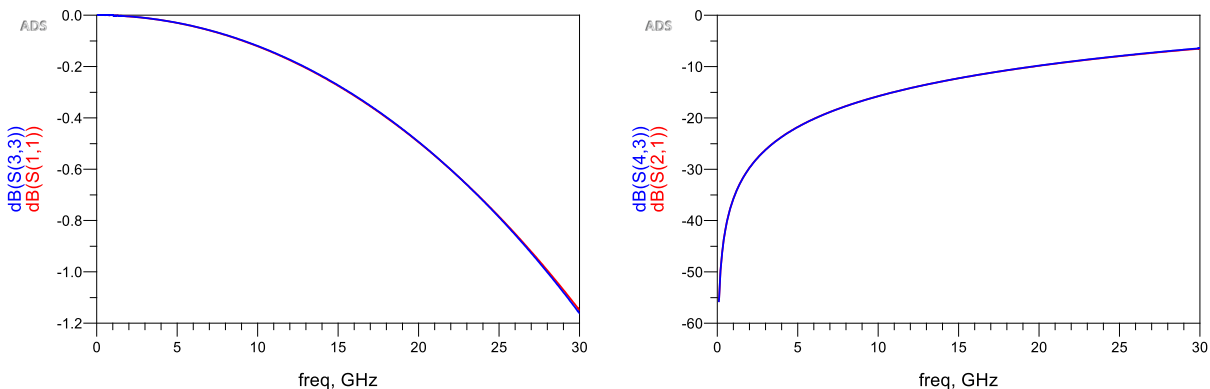


Figure II-9 : Simulations pour l'extraction de la valeur de  $C_{off}$ .

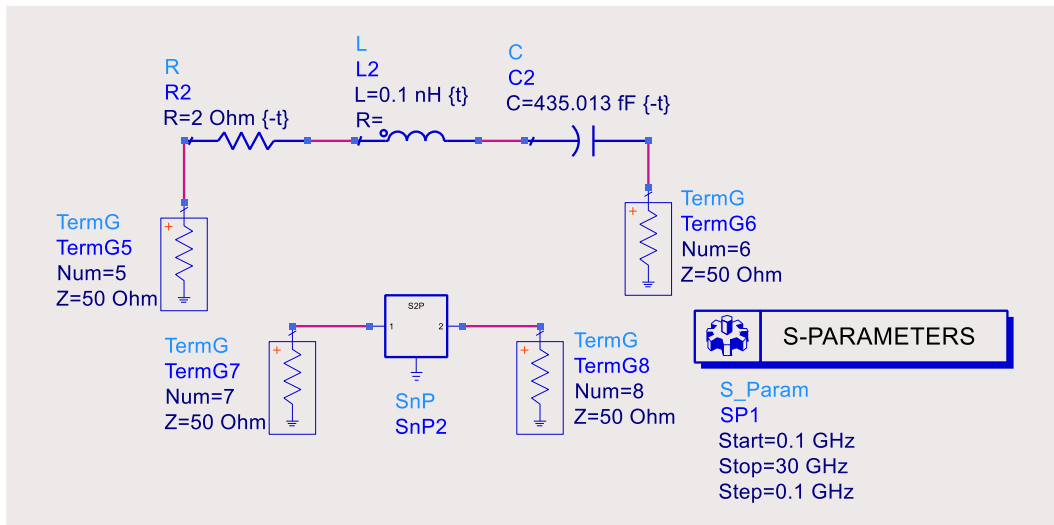


Figure II-10 : Schéma électrique du MEMS à l'état actionné.

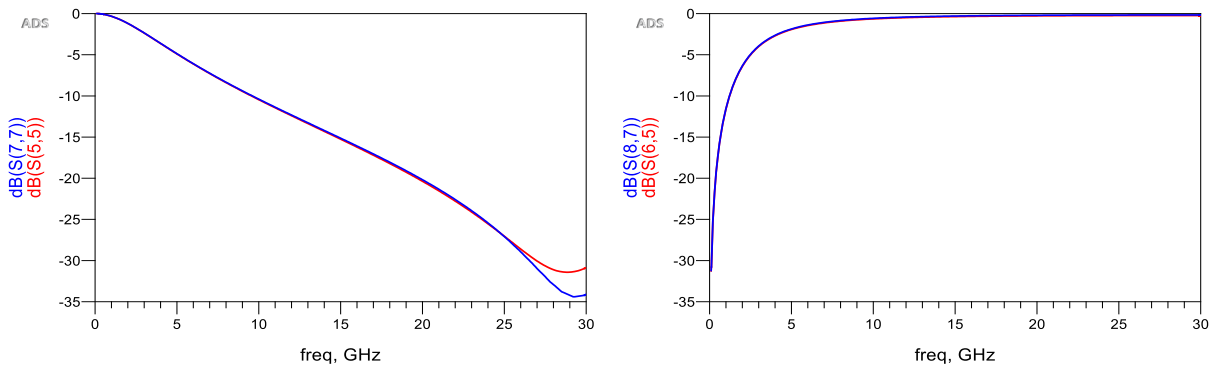


Figure II-11 : Simulations pour l'extraction de la valeur de  $C_{on}$ .

### II.3.2. Le Procédé de Fabrication du Commutateur

Le procédé de fabrication a été réalisé par Jean Christophe Orlianges, enseignant chercheur à XLIM sur un substrat en verre avec une épaisseur de 350  $\mu\text{m}$  et pourrait être résumé comme suit.

La fabrication du composant commence par le dépôt de l'électrode Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> qui est effectué en utilisant un système de dépôt par pulvérisation magnétron RF sur une cible en tantale Ta. Une couche de 200 nm d'épaisseur de Ta est réalisée à une pression de 10<sup>-2</sup> mbar en utilisant de l'argon circulant avec un taux de 60 sccm avec une puissance de pulvérisation de 200 W à une température de 200°C. Ensuite, une couche de 500 nm d'épaisseur de Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> est déposée à une pression de 10<sup>-2</sup> mbar en utilisant de l'oxygène pur circulant avec un taux de 60 sccm avec une puissance de pulvérisation de 400 W à une température de 500°C. Cette étape de dépôt est réalisée

sans réouverture du système de pulvérisation, afin d'obtenir une interface métal/diélectrique Ta/ Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> de haute qualité.

La cristallisation de la couche Ta/ Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> a été mesurée en utilisant une technique de mesure par diffraction aux rayons X et le résultat est montré sur la Figure II-12. Le diagramme détaillant la cristallisation du tantale Ta et le diélectrique Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> montre bien la bonne qualité de l'interface métal-diélectrique.

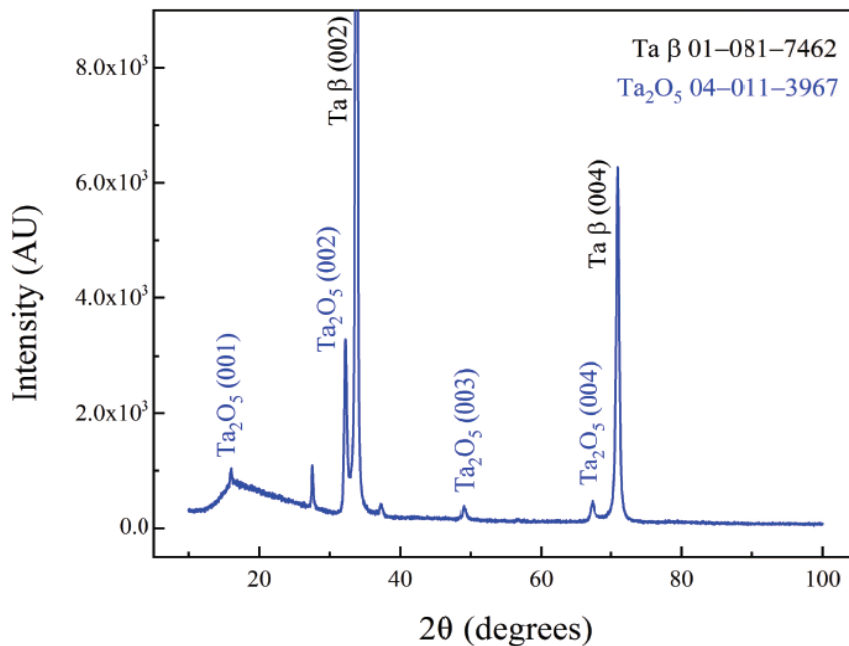


Figure II-12 : Diagramme de diffraction Rayons X de la couche Ta (200 nm) / Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> (500 nm) déposée sur un substrat en verre.

La permittivité relative  $\epsilon_r$  de la couche du diélectrique Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> est de 75 et elle a été extraite des mesures de la capacité métal-isolant-métal. Cette couche est ensuite gravée par photolithographie et un système de gravure sèche RIE.

Par la suite, une première couche sacrificielle de 500 nm d'épaisseur est déposée et structurée. Ensuite, une couche métallique de Ti/Au de 10/500 nm d'épaisseur est évaporée, et gravée en utilisant une technique de lift-off. Cette étape permet la formation des accès au guide d'ondes coplanaire et de la membrane métallique mobile.

Le composant est libéré en éliminant les couches sacrificielles, puis en séchant le composant par point critique.

Une deuxième couche sacrificielle de 500 nm d'épaisseur est ensuite déposée. Cette couche est recouverte par une couche de 500 nm d'épaisseur en SiN, avec des ouvertures gravées pour assurer l'étape de la libération du composant.

## Chapitre II. Conception, Simulation et Mesures de Différents Commutateurs MEMS RF Miniatures

Ensuite, un premier remplissage des trous d'évacuation est effectué, en utilisant une couche de métal évaporé en cuivre de 2  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. A ce niveau, le commutateur est protégé de l'extérieur mais la coque en SiN n'est pas assez rigide pour assurer une protection stable, comme l'illustre Figure II-13 (a). Par conséquent, ce premier scellement est suivi d'une deuxième couche de SiN de 1,5  $\mu\text{m}$  d'épaisseur en utilisant la PECVD, afin que la coque puisse résister à la pression atmosphérique, comme le montre la Figure II-13 (b) et la Figure II-13 (c). Ce processus d'encapsulation en deux étapes a été développé afin de minimiser les problèmes de l'étape de couverture lors du dépôt du remplissage métallique.

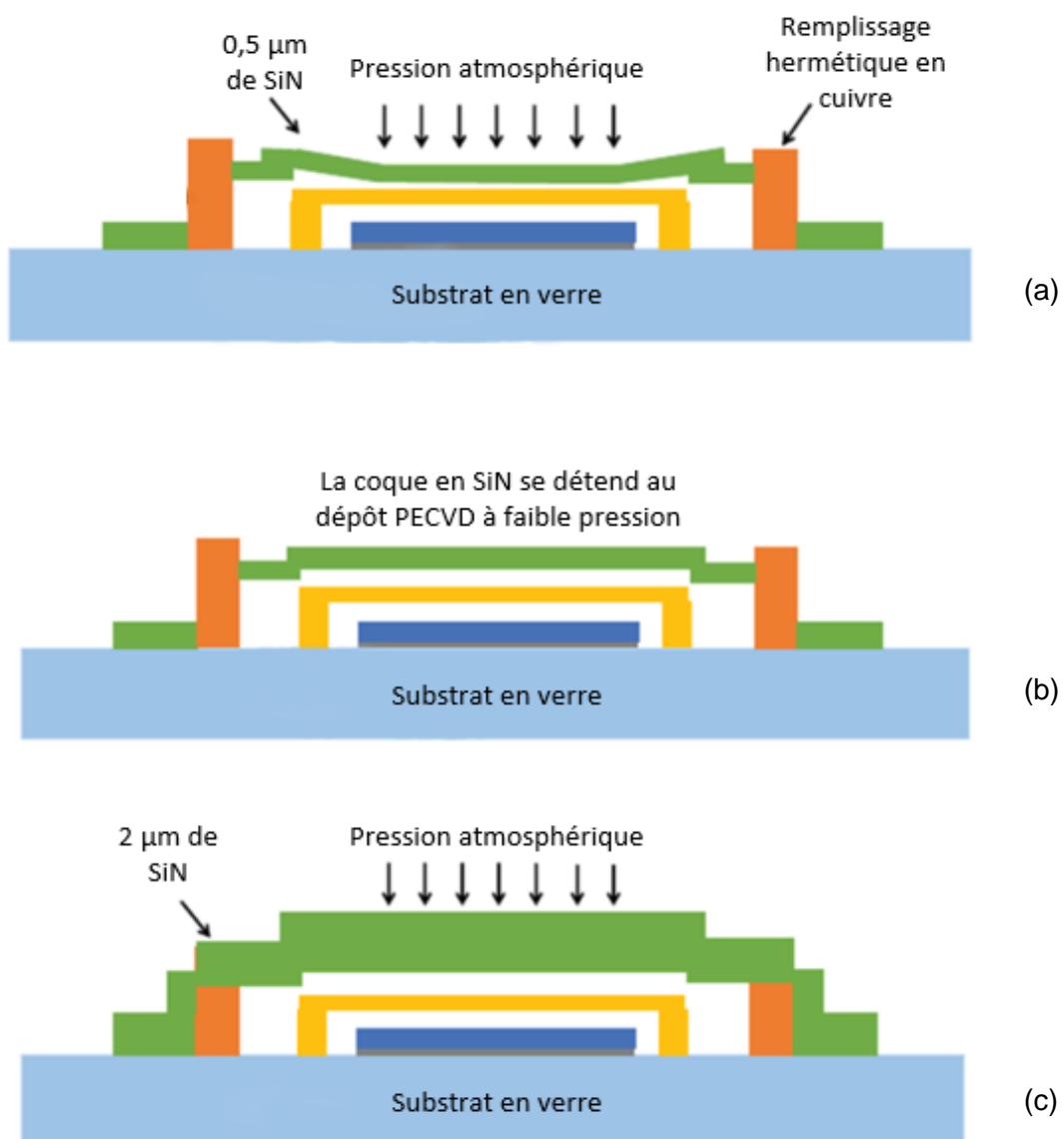


Figure II-13 : Vue en coupe transversale du processus du packaging. Après le remplissage en cuivre (a), pendant le dépôt PECVD final (b) et après le dépôt PECVD final (c).

## Chapitre II. Conception, Simulation et Mesures de Différents Commutateurs MEMS RF Miniatures

Le scellement d'une couche de  $2\ \mu\text{m}$  de SiN serait très compliqué car le cuivre ne formerait pas une couche hermétique continue sur la coque en SiN et le substrat. De même, le dépôt d'une couche de SiN en PECVD provoquerait un re-dépôt à l'intérieur de la cavité [22]. Par conséquent, ce procédé en deux étapes permet de combiner le scellement sous vide par l'évaporation du cuivre et le dépôt de la couche finale de  $1,5\ \mu\text{m}$  de SiN qui sert également d'une couche de passivation. Le premier remplissage en cuivre a donc permis d'éviter le dépôt du SiN dans les cavités.

La Figure II-15 montre une photo optique microscopique du switch conçu et la Figure II-14 détaille le layout ainsi que ses paramètres géométriques.

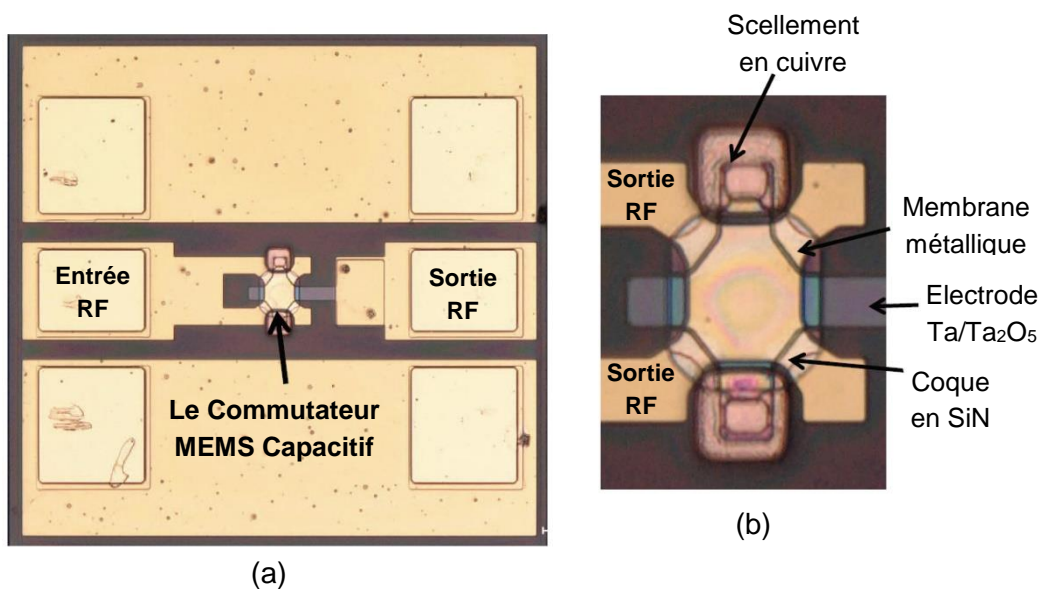


Figure II-15 : Photo microscopique d'un seul switch capacitif MEMS en série (a) et une photo zoomée de la membrane métallique mobile (b).

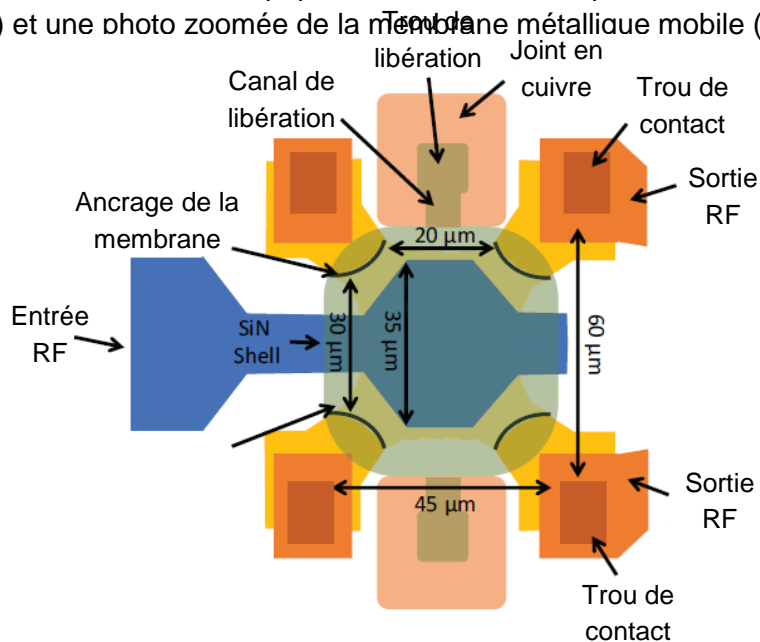


Figure II-14 : Le layout et les paramètres géométriques de la partie centrale du switch.

### II.3.3. Mesures des Capacités Commutées

#### II.3.3.1. Les Caractéristiques Micro-ondes

La capacité commutée en série a été mesurée en utilisant un banc de mesure sous pointes, à l'aide d'un analyseur vectoriel Rhodes et Schwarz. Les résultats de mesures du commutateur dans ses deux états haut et bas sont montrés sur la Figure II-16.

La valeur de la capacité  $C_{off}$  à l'état non actionné est de 50 fF et la résistance en série est de 30 Ohms. Cette valeur de résistance élevée est engendrée par un mauvais contact électrique entre la couche métallique en Ta et la couche Ti/Au qui n'a pas encore été optimisée pendant la thèse. Quand la membrane métallique mobile est actionnée, elle entre en contact avec l'électrode en  $Ta_2O_5$  pour une valeur de tension d'actionnement  $V_p$  de 11,5 V. Ensuite, la tension diminue jusqu'à une tension de relâchement  $V_r$  de 3,9 V qui permet la membrane de retourner à son état initial.

Quand la tension appliquée à la membrane atteint 15 V, la valeur de la capacité à l'état actionné  $C_{on}$  s'élève à 350 fF. La Figure II-16 (a) et la Figure II-16 (b) montrent que la capacité du commutateur est équivalente à un simple circuit RLC dans ses deux états. En comparant ces résultats avec ceux obtenus dans l'article [21], la valeur de la capacité est 5 fois plus grande en gardant la même surface, grâce à la valeur élevée de la permittivité du diélectrique  $Ta_2O_5$ . Ceci représente un avantage remarquable qui pourra permettre l'intégration facile de cette structure MEMS dans des procédés technologiques MEMS.

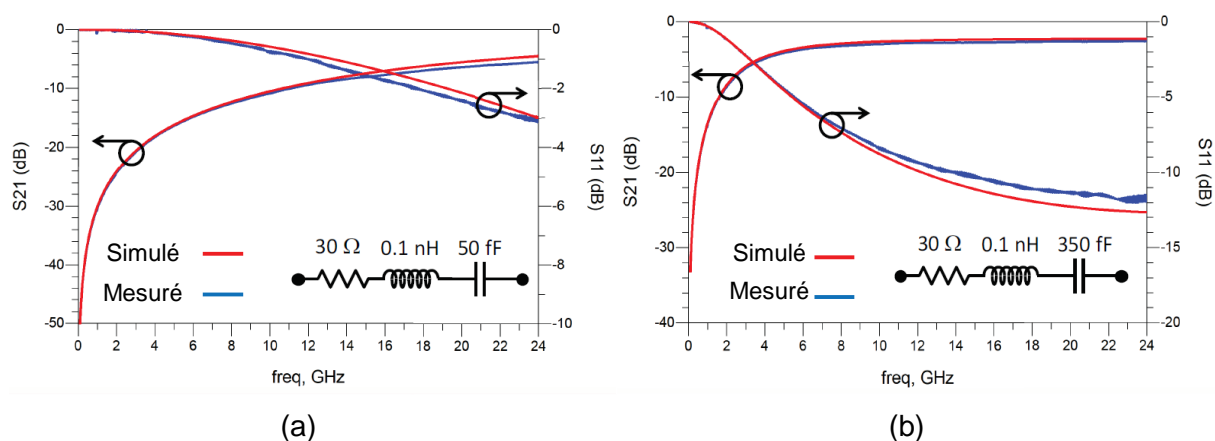


Figure II-16 : Les résultats de mesures du MEMS, sans polarisation, à l'état haut (a) ensuite à l'état bas en appliquant une tension de polarisation de 15 V (b).

La résistance en série mesurée est de 30 ohms et est plus élevée que la valeur simulée qui est de 2 ohms. Ceci est dû à la gravure du Ta/ $Ta_2O_5$  qui a été réalisé en une seule étape, ce qui ne laisse pas d'ouvertures au niveau de la couche du diélectrique  $Ta_2O_5$ . En effet, quand on pose la couche métallique des lignes RF, la surface de contact avec



la couche métallique en Tantale est très petite car elle ne couvre que les côtés du Tantale comme ceci est montré sur la Figure II-17.

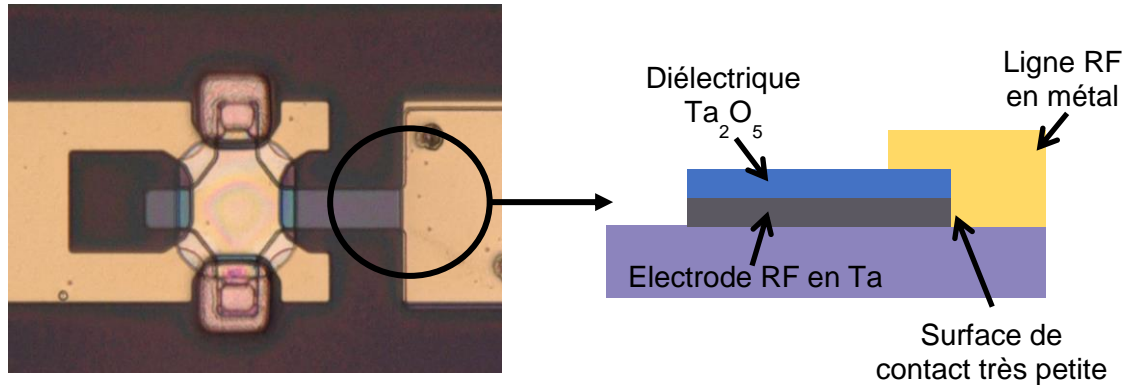


Figure II-17 : Zoom sur la surface de contact entre l'électrode Ta et la ligne RF en métal.

### II.3.3.2. Evaluation de la Fiabilité

Les capacités fabriqués ont été testées dans l'atmosphère ambiante du laboratoire. Les circuits testés pour la fiabilité ont un contraste légèrement plus faible que dans les mesures précédentes, avec une tension de commande de 12 V pour ce premier test.

Le test de fiabilité de la capacité a été réalisé en le plaçant à son état bas puis en enregistrant ses caractéristiques en fonction du temps. Ce type de test est généralement très critique pour les commutateurs MEMS capacitifs car l'application d'une tension continue accélère le phénomène de chargement du diélectrique. De plus, la contrainte mécanique permanente déclenche aussi un phénomène de fluage mécanique, propre au métal utilisé pour la structure du MEMS, comme l'or dans notre cas.

La fiabilité des composants a été évaluée en déterminant la position de la capacité minimale sur un diagramme  $S_{21}(V)$  du MEMS, en fonction de la tension de polarisation appliquée.

L'enregistrement de l'évolution du point minimum de cette valeur, en fonction de la tension de polarisation appliquée, capture à la fois l'effet du phénomène de fluage mécanique et celui de piégeage de charges dans le diélectrique, comme illustré sur la Figure II-18.

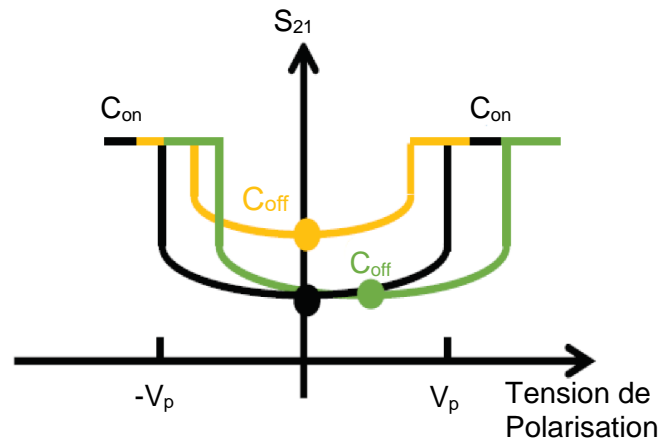


Figure II-18 : Les effets du fluage mécanique (courbe jaune) et ceux du piégeage de charges dans le diélectrique (courbe verte) sur les caractéristiques  $C(V)$  initiales (courbe noire) du switch.  $V_{min}$  est la tension de polarisation correspondant à la capacité minimale  $C_{off}$  et change avec le temps avec le phénomène de piégeage des charges.

Quand la membrane mobile est actionnée pendant une longue période, elle se déforme et fléchit vers le bas, et conserve une part de cette déformation même lorsqu'elle est relâchée. Par conséquent, le gap entre l'électrode RF et la membrane diminue et la valeur de la capacité  $C_{OFF}$  augmente puisqu'elle est inversement proportionnelle au gap.

Ce phénomène de fluage mécanique, visualisé sur la courbe jaune de la Figure II-18, est lié au choix de l'or comme matériau pour la fabrication de la membrane. Cependant, il existe d'autres matériaux qui montrent une meilleure résistance à ce phénomène et qui pourraient remplacer l'or dans notre process de fabrication de la membrane. Outre cela, il est possible d'ajouter une deuxième électrode au-dessus de la membrane, qui va l'attirer en haut à son état non actionné et atténuer ces effets mécaniques.

Le phénomène de piégeage des charges dans le diélectrique engendre un décalage de la tension de polarisation pour laquelle la valeur de la capacité est minimale, comme montré sur la Figure II-18 dans la courbe verte. Les commutateurs testés, ont été maintenus à l'état bas pendant 8 heures, et leur capacité et la tension minimale  $V_{min}$ , ont été enregistrés toutes les 30 minutes. La tension  $V_{min}$ , pour laquelle la capacité est minimale, a été déterminée avec  $\pm 2$  V de précision. Il est difficile d'avoir une mesure plus précise, puisque les caractéristiques  $C(V)$  sont plates autour du point minimal comme cela est montré sur la courbe verte de la Figure II-18.

Les Figure II-19 et Figure II-20 montrent que le contraste de la capacité est stable en fonction du temps et que la tension  $V_{min}$  reste proche de 0 V. Nous considérons que

les variations observées de cette dernière sont dues aux erreurs de mesures du banc de mesures, et que le décalage observé peut être négligé.

Le commutateur est entièrement fonctionnel après ce premier test de fiabilité, validant ainsi l'approche proposée. La possibilité d'actionner ces commutateurs avec une tension de polarisation unipolaire simplifie considérablement leur intégration dans les systèmes RF. En effet, un signal de polarisation bipolaire a une grande bande passante et peuvent provoquer la fuite du signal de polarisation dans les signaux RF du composant. De plus, ils peuvent être difficiles à générer, car ils nécessitent de grandes valeurs de tensions, positives comme négatives. Les capacités commutées des MEMS présentés ici ne nécessitent pas de système de génération d'ondes compliqué, ils montrent que leur fiabilité peut être préservée et seront plus faciles à intégrer dans les systèmes électroniques existants.

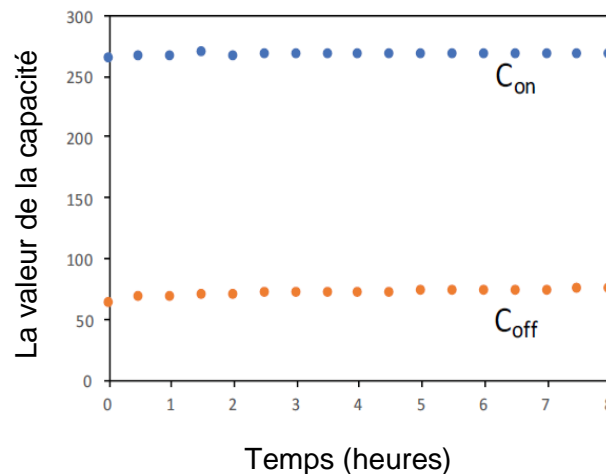


Figure II-19 : Les mesures de  $C_{on}$  et  $C_{off}$  quand le switch est fixé à l'état bas pendant 8 heures.

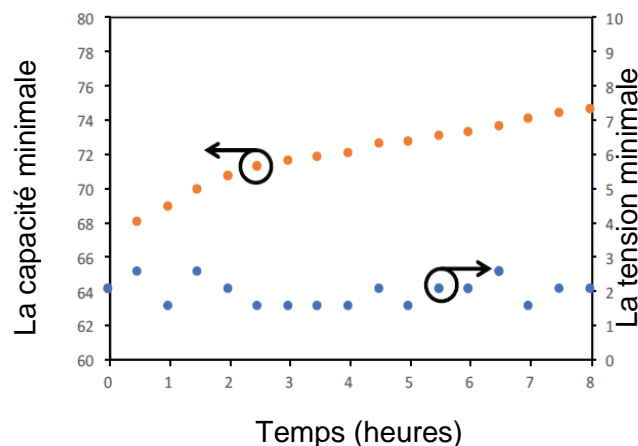


Figure II-20 : Les mesures de la Capacité  $C_{off}$ , montrant clairement une augmentation de la capacité due au fluage mécanique. La tension  $V_{min}$  mesurée est dans les limites des erreurs de mesures, montrant l'absence de piégeage des charges.

### II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, la première partie pratique concernait la conception des commutateurs MEMS RF à trois plaques qui ont été fabriqués et mesurés à XLIM. L'intérêt de cette partie porte sur le fait d'ajouter une électrode au-dessus de la membrane mobile afin de remédier au problème d'auto-actionnement et le phénomène de collage. Des tests de tenue en puissance ont été réalisés et ont montré la capacité du commutateur proposé à fonctionner avec une puissance élevée de 5 W sans changement des paramètres S mesurés. Enfin, des tests de fiabilité ont été effectués, montrant un comportement mécanique stable sur  $5,6 \times 10^8$  cycles de commutations.

Ensuite, dans une deuxième partie, un nouveau commutateur a été conçu, fabriqué, encapsulé et testé à XLIM. La nouveauté proposée par ce composant se présente dans le changement des matériaux utilisés qui forment la surface métal/diélectrique, afin de résoudre le problème de piégeage de charges dans le diélectrique. Il a été démontré que l'utilisation d'une électrode, utilisant un dépôt en Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> de haute qualité, garantit un fonctionnement fiable du commutateur sans l'apparition du phénomène de chargement du diélectrique. Le circuit miniaturisé proposé a également présenté un contraste capacitif élevé et une grande valeur de capacité grâce à la valeur élevée de la permittivité du diélectrique Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>. Le contraste obtenu peut être encore augmenté si une deuxième électrode fixe est ajoutée au-dessus de la membrane métallique, permettant ainsi de la tirer vers le haut. Outre cela, la valeur élevée de la capacité du commutateur et sa force électrostatique plus grande peuvent également trouver des applications dans les commutateurs MEMS de petite taille.



**Chapitre III. Conception et Simulation d'un  
Déphaseur à Réflexion Reconfigurable en  
utilisant un Coupleur Hybride et des  
Commutateurs MEMS ou des  
Commutateurs à Matériaux à Changement  
de Phase (PCM)**

---

### III.1. Introduction

Pour réaliser des systèmes de formation de faisceaux multi-antennes ou multiéléments, le déphaseur est un composant important et essentiel pour ajuster la phase de chaque trajet d'antenne élémentaire et orienter le faisceau [31]. Les réseaux d'antennes sont capables de focaliser leur énergie rayonnée dans un faisceau principal pour pointer dans une direction généralement déterminée par la loi de phase appliquée à leurs éléments rayonnants. Si un déphaseur reconfigurable est utilisé pour modifier la phase du signal d'alimentation sur chaque élément, le réseau d'antennes aura la capacité de balayer l'espace sans mouvement mécanique [32]. Dans ce chapitre, un déphaseur reconfigurable a été développé pour opérer en bande K. Ce déphaseur est basé sur l'utilisation d'un coupleur hybride de Lange en mode réflexion, connecté à commutateurs MEMS et PCM qui vont provoquer le déphasage suite à leurs commutations simultanées. Le déphaseur est conçu, simulé et testé à l'aide du logiciel commercialisé par la société Keysight, Advanced Design System (ADS).

#### III.1.1. Présentation et Utilité des Déphaseurs

La phase est la fraction d'une différence de longueur d'onde entre deux signaux et peut varier de 0 à 360 degrés. Un déphaseur est un circuit qui va permettre de faire varier la phase d'un signal, par la connexion de lignes de retard, ou par la variation d'un coefficient. Un tel composant peut ainsi être conçu en utilisant de simples lignes de transmission ou des guides, mais aussi en utilisant des jonctions tels que des coupleurs ou des circulateurs. Idéalement, le déphaseur doit avoir de faibles pertes d'insertions, un coefficient de transmission stable et un réglage de la phase précis sur une large bande. De plus, il doit avoir une bonne linéarité c'est-à-dire qu'il ne doit pas distordre le signal RF à transmettre.

Dans les systèmes modernes des télécommunications, les antennes doivent être capables de fonctionner dans différentes bandes de fréquences pour être adaptés aux différents protocoles de communication tels que le réseau mobile GSM ou le réseau WiFi ... etc. Dans le cas des réseaux à pointage électronique, les antennes peuvent être alimentées simultanément par une même source, par l'intermédiaire de diviseurs de puissance et de déphaseurs. Avec une seule source émettrice, l'utilisation d'antennes large-bande ou multi-bande est la suite logique de ce fonctionnement mais dans ce cas, un diagramme ne pourrait pas être obtenu car les caractéristiques de rayonnement vont dépendre à la fois du diagramme de chaque antenne et de la répartition en amplitude et en phase. Afin de remédier à ce problème, on peut modifier les caractéristiques des diviseurs de puissance et des déphaseurs et ceci permet d'obtenir une modification quasi-instantanée du diagramme. Pour répondre à ces besoins d'agilité fréquentielle et de directivité, l'emploi d'antennes reconfigurables utilisant des éléments commutés est une solution.

### III.2. Topologie et Exemples de Déphaseurs Reconfigurables

Dans les prochains paragraphes, le fonctionnement de trois topologies différentes de déphaseurs reconfigurables sera expliqué: les déphaseurs à lignes commutées, les déphaseurs à lignes chargées et les déphaseurs en réflexion. Ensuite des exemples pour chaque topologie seront cités.

#### III.2.1. Les Déphaseurs à Lignes Commutées

Le principe de fonctionnement de ce type de déphaseur est relativement simple. Il nécessite la combinaison d'un commutateur Single Pole N Throw (SPNT), qui peut être monté en série ou en parallèle, avec des lignes de transmission. Les matrices de commutation SPNT vont contrôler le chemin électrique du signal transmis vers différentes lignes de transmission, qui vont permettre de modifier la longueur électrique et le déphasage en sortie de puce. Les pertes de ce type de déphaseur sont équivalentes à la somme des pertes des commutateurs et celles des lignes. De plus, il se caractérise par une phase linéaire en fonction de la fréquence et donc un Temps de Propagation de Groupe (TPG) constant et non nul [33].

Nous avons sur la Figure III-1 [34], un exemple d'un déphaseur à lignes commutées et des commutateurs PCM conçu à l'université Waterloo à Ontario, Canada.

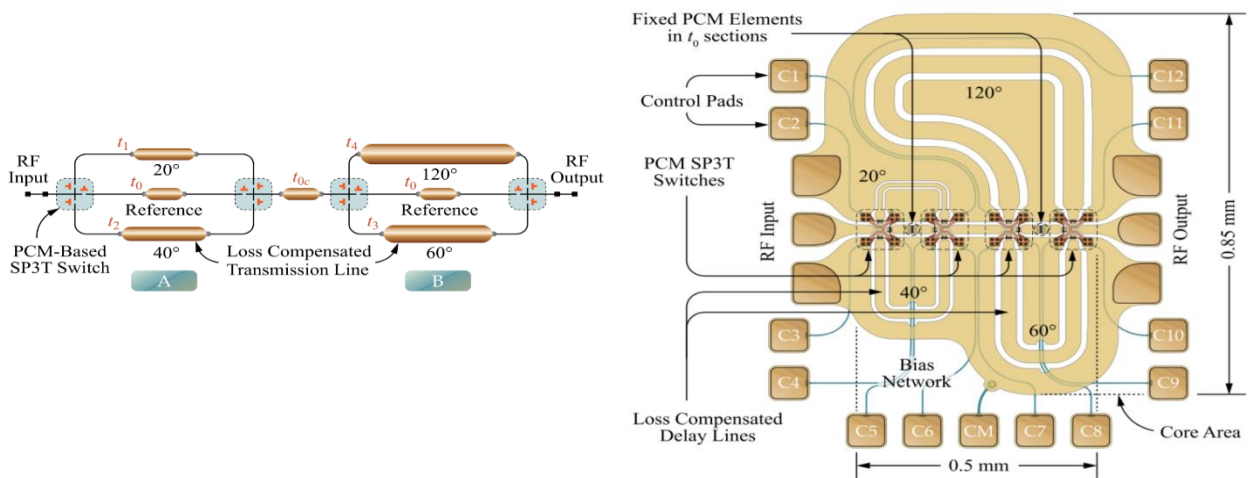


Figure III-1 : Schéma d'un déphaseur TTD reconfigurable 3 bits constitué de commutateurs SP3T et de lignes à retard montés en cascade en deux étages.

Le déphaseur représenté sur la Figure III-1 est conçu en utilisant des blocs de commutateurs PCM SP3T pour faire passer le signal RF à travers une combinaison de tronçons de lignes de transmission. Quatre sections de ligne à retard (de  $t_1$  à  $t_4$ ) sont cascadiées en deux étapes A et B pour former un dispositif avec une ligne référence à retard  $t_0$  comme le montre la figure 1. Les lignes à retard génèrent des



### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

déphasages de  $t_0 = 0^\circ$  (Référence),  $t_1 = 20^\circ$ ,  $t_2 = 40^\circ$ ,  $t_3 = 60^\circ$ , et  $t_4 = 120^\circ$ . Un segment de ligne  $t_{0c}$  relie les deux étages du déphaseur (étage A et étage B) [34].

Cette topologie à lignes commutées nécessite l'utilisation de plusieurs étages en cascade afin d'améliorer la résolution en phase, ce qui conduit à des pertes d'insertion plus élevées.

On peut noter également que dans ce type de déphaseur, des commutateurs MEMS actionnés électro-statiquement sont souvent utilisés avec de bonnes performances [35].

#### III.2.2. Les Déphaseurs à Lignes Chargées

L'idée de ce type de déphaseur est de charger une ligne de transmission avec des ponts en MEMS, pour former une ligne TEM dont la capacité distribuée peut varier en fonction de la polarisation. En contrôlant la hauteur des ponts, la vitesse de propagation varie et la phase en sortie du composant varie. Les déphaseurs à lignes chargées peuvent être conçus à l'aide d'équations simples, offrent des performances à très large bande et peuvent atteindre des fréquences très élevées (bande W et au-delà). Leur inconvénient est le fait qu'ils exigent de longues lignes distribuées [36].

Nous avons sur la figure suivante un exemple d'un déphaseur à lignes chargées DMTL conçu à l'université de Michigan.

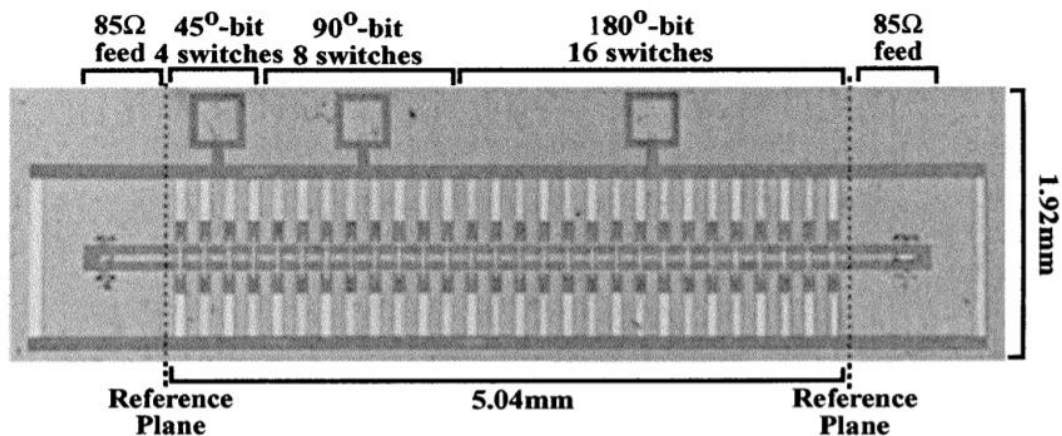


Figure III-2 : Photo d'un déphaseur à ligne chargée 3-bits fonctionnant en bande W [37].

Ce déphaseur 3-bit à ligne chargée fonctionne en bande W. Il est conçu en utilisant des lignes distribuées MEMS sur un substrat en verre. Il présente un facteur de mérite de  $93^\circ/\text{dB}$  et  $100^\circ/\text{dB}$  à 75GHz et 110 GHz respectivement. Ce déphaseur « DMTL » indique que chaque cellule résulte un déphasage de  $14.3^\circ$  et une perte d'insertion de 0.15 dB à 94GHz quand les ponts MEMS sont activés [37].

### **III.2.3. Les Déphaseurs en Réflexion**

Les déphaseurs en réflexion (RTPS) sont bien adaptés à des réseaux de déphasage de par leur petite taille et leur haute résolution de phase par rapport aux déphaseurs à lignes commutées. Récemment, plusieurs déphaseurs de ce type ont été réalisés, dans les bandes de fréquences Ka, en utilisant la technologie CMOS [38][39][40]. L'utilisation des coupleurs de Lange et de coupleurs hybrides 3 dB dans les RTPS avec des charges passives LC est très courante dans les dernières années [41][42]. Le déphasage obtenu en sortie de ce type de circuit est contrôlé par le coefficient de réflexion des charges.

Nous avons sur la Figure III-3 un exemple d'un déphaseur en réflexion conçu à l'université nationale de Taiwan, à Taipei.

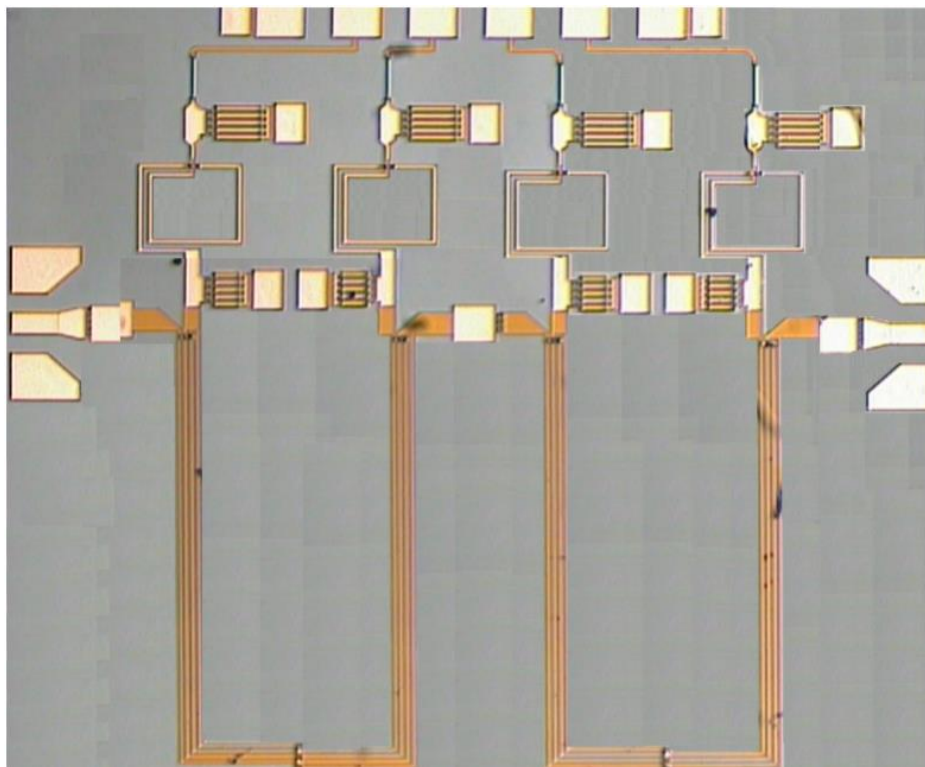


Figure III-3 : Photographie d'un déphaseur RTPS en puce.

Ce circuit présente des pertes d'insertion de 6,4 dB avec une variation de 1,4 dB et un déphasage supérieur à  $360^\circ$  dans une bande de fréquence allant de 11 GHz à 14 GHz. Son adaptation est meilleure que -15 dB et son amplitude de transmission varie de 0,6 dB à 0,8 dB dans la bande de fréquence de travail [41].

### III.2.4. Le Coupleur Hybride en Quadrature (3dB, 90°)

Sur la Figure III-4, le principe de fonctionnement d'un coupleur hybride est représenté.

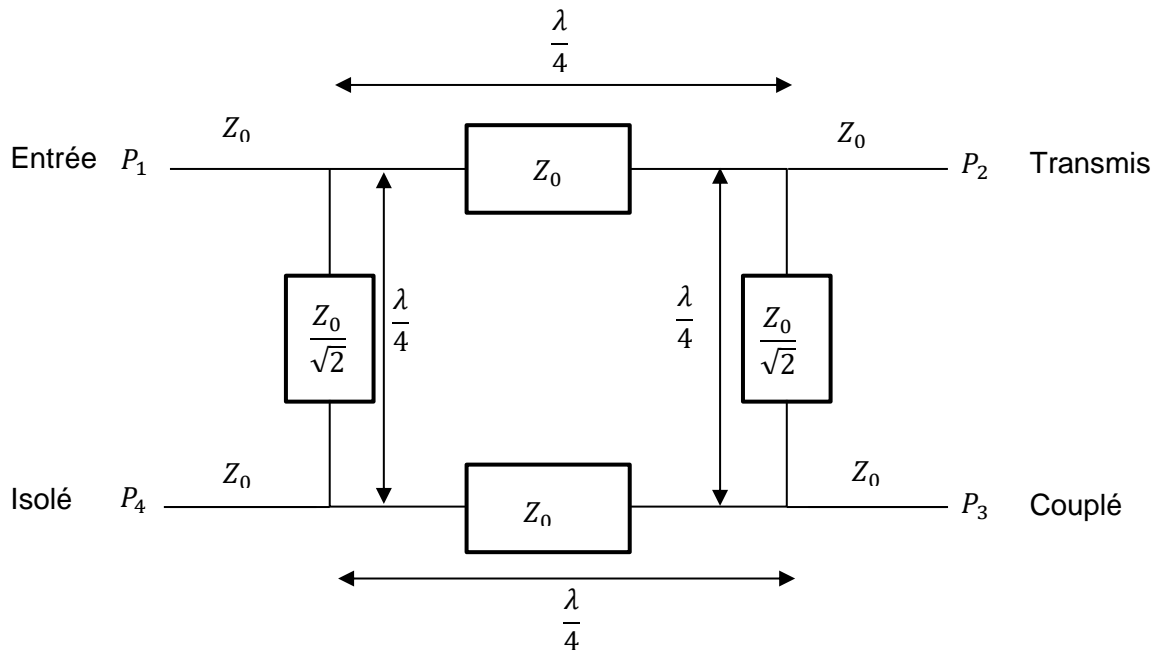


Figure III-4 : Géométrie d'un coupleur hybride en quadrature.

Les coupleurs hybrides en quadrature de phase sont composés de quatre ports et peuvent être utilisés dans plusieurs configurations, pour la division/combinaison de puissance entrée-sortie. Ils font partie des coupleurs directionnels 3 dB représentant un déphasage de 90° entre le port de transmission P<sub>2</sub> et le port de couplage P<sub>3</sub> qui provient de la ligne de longueur  $\lambda/4$  entre ces deux ports. Ce circuit est composé d'une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique  $Z_0$  entre le port d'entrée P<sub>1</sub> et le port de transmission P<sub>2</sub> ainsi qu'entre le port d'isolation P<sub>4</sub> et le port de couplage P<sub>3</sub>. Il est composé également d'un deuxième type de ligne quart d'onde d'une impédance caractéristique  $Z_0/\sqrt{2}$  entre le port d'entrée P<sub>1</sub> et le port d'isolation P<sub>4</sub> et entre le port de transmission P<sub>2</sub> et le port de couplage P<sub>3</sub>. Ces deux types de lignes quart d'onde permettent de conserver l'adaptation d'impédance. En faisant varier l'impédance caractéristique de ces lignes, on peut obtenir des couplages compris entre 3 dB et 9 dB assez facilement [43].

Les résultats d'une simulation d'un coupleur hybride idéal sont représentés sur la Figure III-5. Il a été simulé en utilisant le logiciel ADS sur un substrat en configuration microstrip. Sur la courbe des paramètres S du coupleur, une division de puissance équilibrée de 3 dB est observée entre le port de transmission P<sub>2</sub> et le port de couplage P<sub>3</sub>. L'adaptation et l'isolation meilleures que -20 dB sont représentés dans le port d'entrée P<sub>1</sub> ainsi que dans le port d'isolation P<sub>4</sub> entre 18 et 22 GHz.

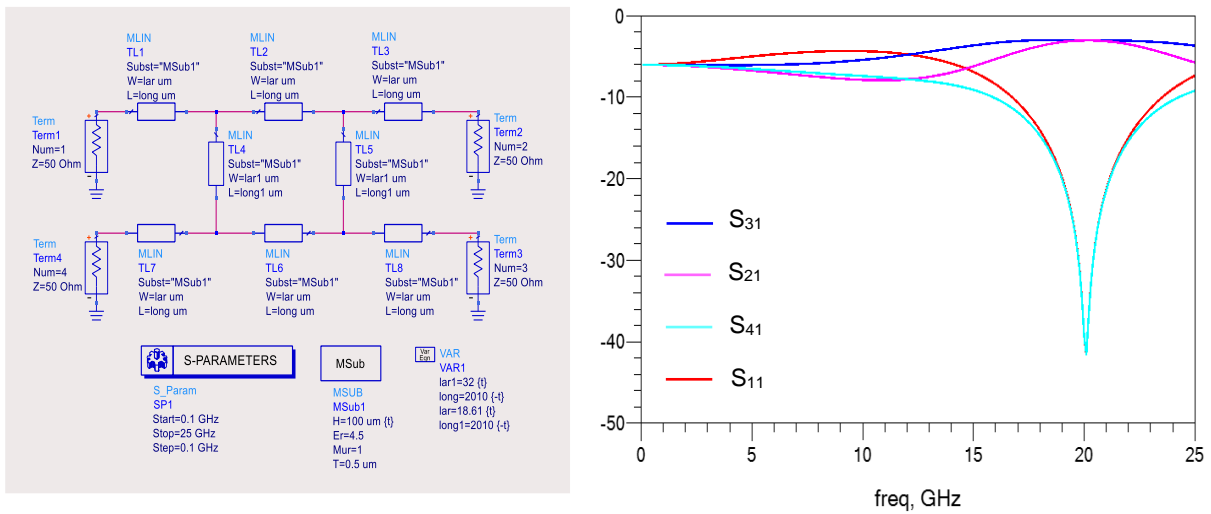


Figure III-5 : Le coupleur hybride en lignes distribuées et ses résultats de simulation.

### III.2.5. Le Coupleur Hybride en Mode Réflexion

Un schéma explicatif sur le fonctionnement d'un coupleur hybride à réflexion est représenté sur la Figure III-6 [35].

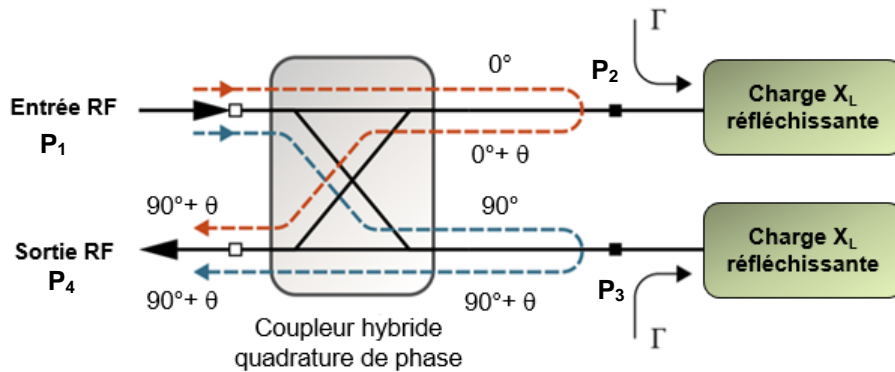


Figure III-6 : Schéma explicatif d'un coupleur hybride à réflexion.

Quand on connecte les ports  $P_2$  et  $P_3$  à deux charges identiques ayant la même réactance  $X_L$ , le signal RF émis dans le port d'entrée  $P_1$  est transmis au port d'isolation  $P_4$  avec un déphasage contrôlé par la phase des deux charges réfléchissantes. En supposant que  $Z_0$  est l'impédance caractéristique du coupleur hybride et  $X_L$  la réactance des charges insérées aux ports  $P_2$  et  $P_3$  et en assumant que les charges et le coupleur sont sans pertes, le déphasage crée entre les ports  $P_1$  et  $P_4$  peut être contrôlé en jouant directement sur la réactance  $X_L$ . Si  $X_{L\text{MIN}}$  et  $X_{L\text{MAX}}$  sont, respectivement, la réactance minimale et la réactance maximale de la charge reconfigurable, le déphasage total obtenu en sortie peut être représenté par l'équation suivante [35] :

$$\theta = -2 \left| \tan^{-1} \left( \frac{X_{Lmax}}{X_{Lmin}} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{X_{Lmax}}{Z_0} \right) \right| = \arg(\Gamma_{Lmax}) - \arg(\Gamma_{Lmin})$$

Avec  $\arg(\Gamma_{Lmax})$  et  $\arg(\Gamma_{Lmin})$  la valeur maximale et la valeur minimale de la phase du coefficient de réflexion respectivement.

### III.3. Etude de la Topologie du Déphaseur avec un Coupleur de Lange

#### III.3.1. Principe de Fonctionnement du Coupleur de Lange

Le fonctionnement du coupleur de Lange est le même que celui à base de lignes couplées. Quand deux lignes de transmission non blindées sont rapprochées, l'interaction des champs électromagnétiques entre eux engendre un couplage de signal d'une ligne à l'autre. Les lignes couplées sont généralement constituées de trois conducteurs à proximité et ne permettent pas d'obtenir un couplage de 3 dB ou 6 dB assez facilement. Afin d'améliorer le couplage, plusieurs lignes parallèles peuvent être utilisées, ceci permet aux champs des franges de contribuer au couplage. Le coupleur le plus utilisé est le coupleur de Lange qui est présenté sur la Figure III-7.

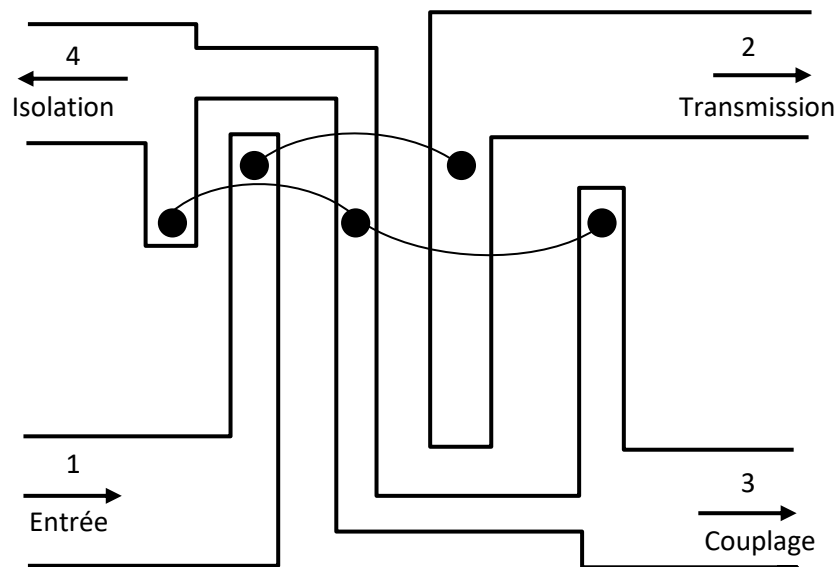


Figure III-7 : Géométrie d'un coupleur de Lange en lignes microruban

Ce circuit est composé de cinq lignes couplées liées entre elles avec des interconnexions qui vont permettre d'obtenir un couplage de 3 dB assez facilement avec une octave ou plus de largeur de bande. Le fait que les lignes du composant sont fines et très rapprochées nécessite une très grande précision dans leur fabrication surtout à hautes fréquences. Ce type de coupleur représente un déphasage de  $90^\circ$  entre les sorties dans le port 2 et le port 3.

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

D'après le livre de David Pozar, si le facteur de couplage  $C$  est relié aux tensions  $V_1$  et  $V_3$ , aux ports 1 et 3 respectivement, par l'équation (21) ,

$$C = \frac{V_3}{V_1} \quad (21)$$

On peut démontrer que :

$$C = \frac{3(Z_{0e}^2 - Z_{0o}^2)}{3(Z_{0e}^2 + Z_{0o}^2) + 2Z_{0e}Z_{0o}} \quad (22)$$

Avec,

$C$  : le coefficient de couplage

$Z_{0e}$  : l'impédance caractéristique de la ligne en mode pair

$Z_{0o}$  : l'impédance caractéristique de la ligne en mode impair

$$Z_{0e} = Z_0 \frac{4C - 3 + \sqrt{9 - 8C^2}}{2C\sqrt{(1-C)/(1+C)}} \quad (24)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \frac{4C + 3 - \sqrt{9 - 8C^2}}{2C\sqrt{(1+C)/(1-C)}} \quad (23)$$

#### III.3.2. Conception et Simulation du Coupleur de Lange sur ADS Momentum

Pour concevoir le coupleur de Lange dans une première partie, nous l'avons simulé sur le même substrat utilisé pour la conception des capacités MEMS  $Ta_2O_5$  détaillées dans le chapitre précédent. Ce choix est nécessaire pour étudier les pertes du coupleur sur ce type de substrat. Les paramètres utilisés dans notre substrat de travail sont détaillés dans le Tableau 5. Tableau 5 : Les propriétés physiques du substrat du coupleur de Lange

La première et la deuxième couche de métallisation présentées dans le substrat, représentent les couches de métallisation des capacités MEMS, quant à la dernière couche de métallisation d'or, elle représente la métallisation du coupleur de Lange.

Le layout du coupleur de Lange dessiné en configuration coplanaire et optimisé en utilisant ADS MOMENTUM est représenté sur la Figure III-8.

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

Tableau 5 : Les propriétés physiques du substrat du coupleur de Lange

Propriétés Physiques	Valeurs
Permittivité relative du silice	4,5
L'épaisseur du silice	500 $\mu\text{m}$
L'épaisseur de la première métallisation	0,5 $\mu\text{m}$ d'or
Permittivité diélectrique du $\text{Ta}_2\text{O}_5$	80
L'épaisseur de la deuxième métallisation	0,5 $\mu\text{m}$ d'or
L'épaisseur de la troisième métallisation	0,5 $\mu\text{m}$ d'or

Avec,

$L$  : longueur du circuit ;  $L = 2770 \mu\text{m}$

$W$  : largeur du circuit ;  $W = 610 \mu\text{m}$

$W_m$  : largeur de la masse ;  $W_m = 250 \mu\text{m}$

$W_l$  : largeur de l'ensemble des lignes de couplage ;  $W_l = 140 \mu\text{m}$

$W_c$  : largeur d'une seule ligne de couplage ;  $W_c = 20 \mu\text{m}$

$d$  : la distance qui sépare les lignes de couplages ;  $d = 10 \mu\text{m}$

Pour que le circuit fonctionne à une fréquence  $f = 20 \text{ GHz}$ , la longueur totale du coupleur  $L$  a été calculée en utilisant l'équation (25) suivante,

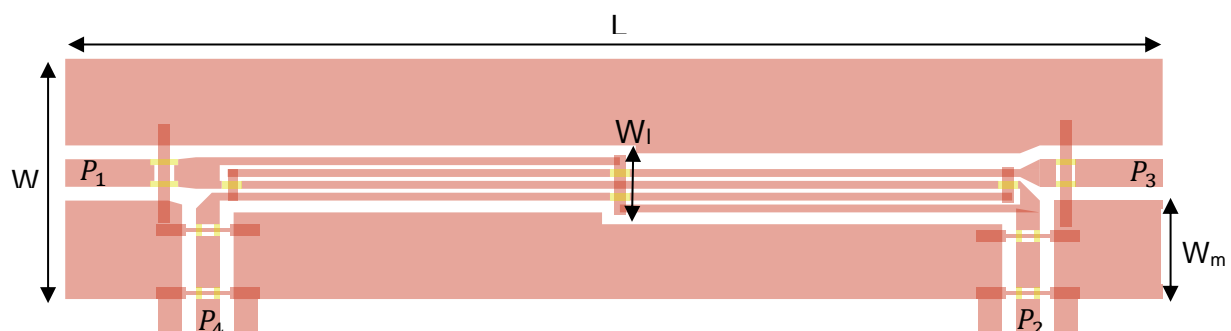


Figure III-8 : Layout du coupleur de Lange dessiné avec ADS MOMENTUM

$$L = \frac{\lambda}{4} = \frac{C}{4f \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (25)$$

Avec,

C : la vitesse de la lumière (  $3 \cdot 10^8$  m/s)

$\epsilon_r$  : la permittivité relative du substrat en Silice ;  $\epsilon_r = 4,5$

On trouve,

$$L = 2260 \mu\text{m}$$

Les sections des lignes d'entrée et de sortie ont été calculées en utilisant le logiciel LineCalc dans une configuration CPWG (Ligne coplanaire avec plan de masse) pour avoir une impédance 50 Ohms. La longueur du circuit a ensuite été augmentée pour obtenir une réponse correcte à la fréquence de 20 GHz comme détaillé sur la figure précédente. La largeur totale des lignes a également été optimisée pour avoir le moins de pertes possibles. Pareillement, les autres paramètres géométriques du coupleur ont été optimisés pour avoir les résultats adaptés à notre fréquence de travail.

Nous représentons les résultats de simulation du coupleur de Lange sur la Figure III-9. A 20 GHz, le coupleur présente des pertes d'insertion  $S_{21} = 3,4$  dB dans le port de transmission  $P_2$  et un couplage  $S_{41} = 3,8$  dB dans le port de couplage  $P_4$ , ce qui montre que nous avons bien une division de puissance de 3 dB entre les deux ports. L'adaptation  $S_{11}$  et l'isolation  $S_{31}$  de 18 dB sont représentées respectivement pour les ports  $P_1$  et  $P_3$ . La courbe  $\Delta\text{Phi} = f(\text{fréquence})$  montre un déphasage de  $93^\circ$  entre le port de transmission  $P_2$  et le port de couplage  $P_3$  ce qui valide les conditions de quadrature de phase du coupleur comme prévu par la théorie.



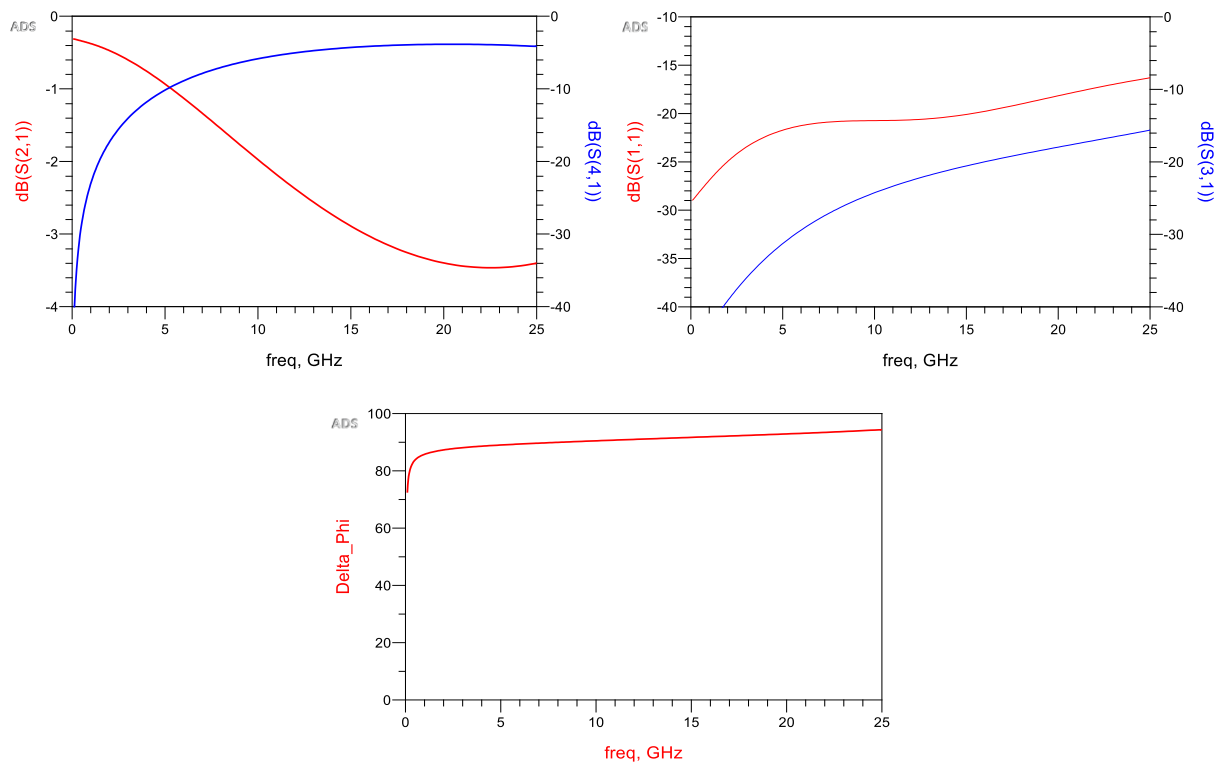


Figure III-9 : Résultats de simulation des paramètres S du coupleur de Lange

### III.3.3. Etude de la charge LC en réflexion

#### III.3.3.1. Coupleur Chargé par des CO et CC Idéaux

Le déphaseur que nous allons détailler par la suite, est un déphaseur à réflexion. Comme cela a été expliqué précédemment, ce type de circuit peut être reconfigurable en modifiant les réactances des charges insérées au port de transmission et au port de couplage du coupleur hybride de Lange, à condition que les charges soient idéales.

Dans une première étape de conception de ce déphaseur, son bon fonctionnement est vérifié en le chargeant par un court-circuit et un circuit-ouvert idéals, tel que montré sur la Figure III-10.

Les résultats de simulations obtenus dans la configuration avec un CO idéal sont représentés sur la Figure III-11(a) et montrent des pertes d'insertion  $S_{21}$  de 0,7 dB, une adaptation  $S_{11}$  de -27 dB et un déphasage de  $134^\circ$  tandis que dans la deuxième configuration avec un CC idéal, tel que montré sur la Figure III-11(b), les résultats montrent des pertes d'insertion  $S_{21}$  qui s'élèvent à 1,1 dB, une adaptation  $S_{11}$  de 20 dB et un déphasage de  $335^\circ$ . En calculant la différence de phase entre les deux états, le circuit donne un déphasage  $\Delta\theta = 200^\circ$ . Le déphaseur pourrait alors atteindre  $180^\circ$  de

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

déphasage en utilisant des MEMS en série qui vont remplacer le CO (à l'état haut) et le CC (à l'état actionné).

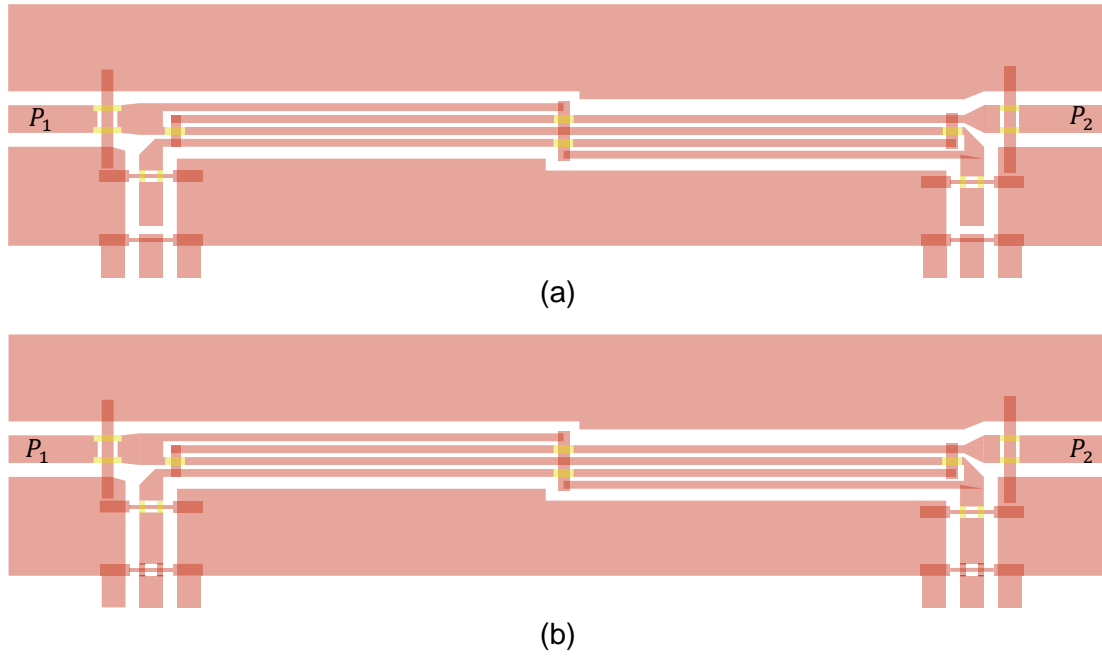


Figure III-10 : Coupleur de Lange avec un CO idéal (a) et un CC idéal (b).

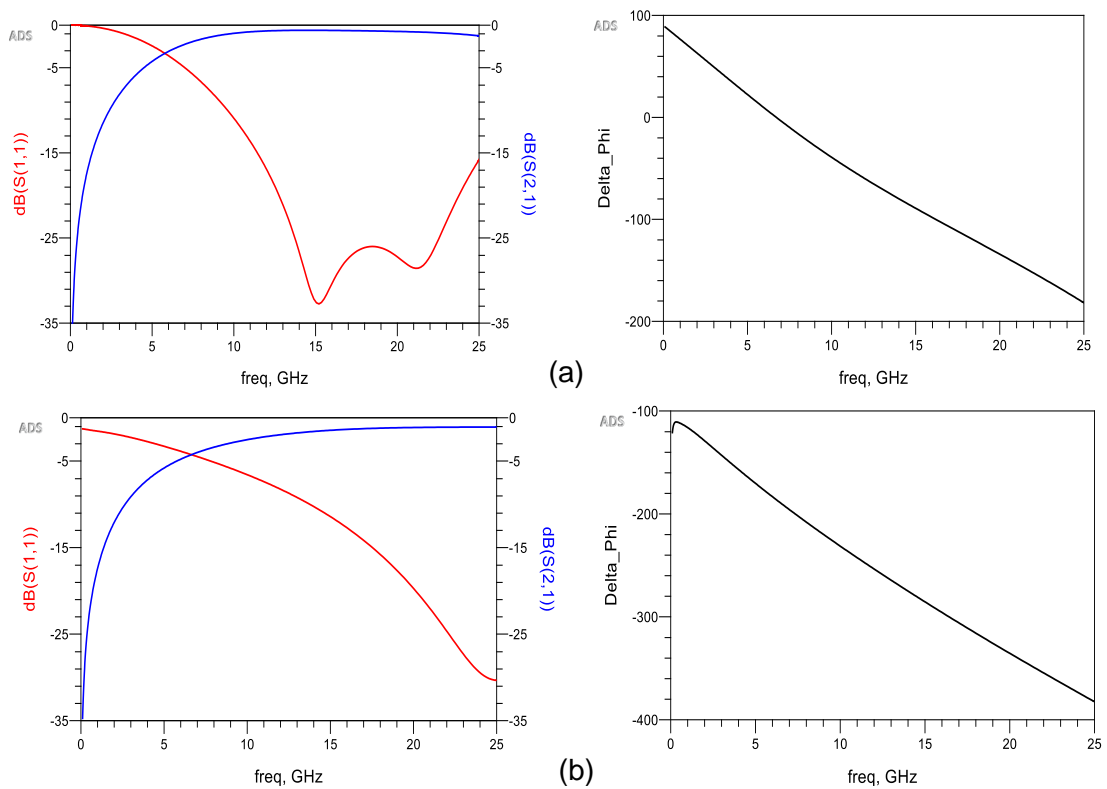


Figure III-11 : Les paramètres S simulés du Lange avec des CO (a) et CC (b) idéaux.

### III.3.3.2. Optimisation de la Charge Résonante pour un Déphasage 180°

Dans cette étape une simple simulation d'une capacité idéale a été réalisée en utilisant ADS tel que montré sur la Figure III-12. Le but est de définir le nombre de capacités MEMS optimal à utiliser comme charge de réflexion dans le coupleur pour atteindre les 180° de déphasage. Les valeurs des capacités MEMS varient entre 52 fF et 350 fF qui représentent les valeurs  $C_{OFF}$  et  $C_{ON}$ , respectivement, des MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> détaillés dans le chapitre précédent.

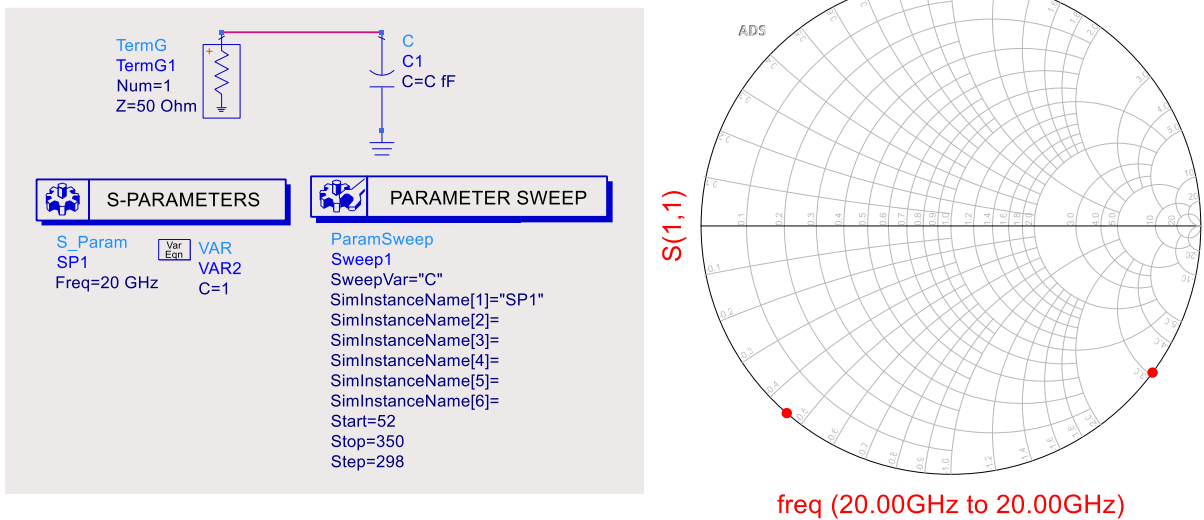


Figure III-12 : Extraction de la réactance d'une capacité idéale.

A une fréquence égale à 20 GHz, la capacité a une réactance  $x_c$  qui varie entre  $x_{cmin} = -j3$  et  $x_{cmax} = -j0,45$  ainsi qu'un déphasage de  $\Delta\phi$  95°. Ce déphasage peut être augmenté en ajoutant une self en série avec la capacité. L'inductance est alors choisie de manière à résonner avec la valeur moyenne de la capacité. Dans ce cas, nous aurons une plage angulaire plus large. Nous obtenons alors une nouvelle réactance totale  $x_T$  qui varie entre  $x_{Tmin} = -j2,18$  et  $x_{Tmax} = +j0,46$  ainsi qu'une augmentation de la phase à 180° tel que montré sur la Figure III-13. Nous allons par la suite tester d'implémenter une seule capacité variable MEMS dans la charge résonante du coupleur.

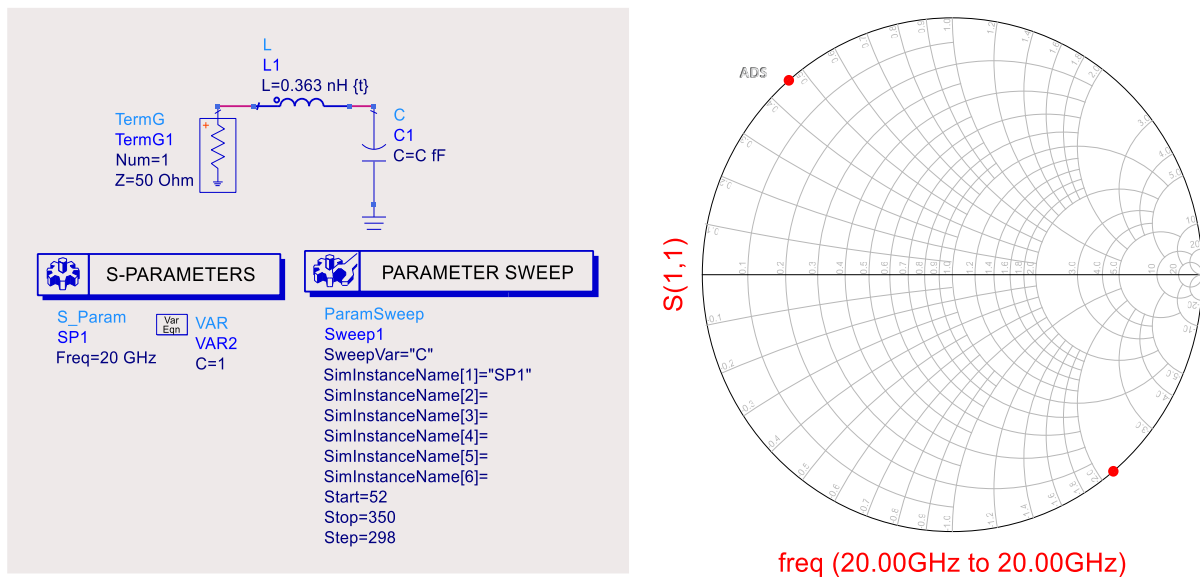


Figure III-13 : Augmentation du déphasage avec une self résonante.

### III.3.3.3. Simulation Test du Coupleur de Lange avec la Charge LC Idéale Optimisée

Le coupleur de Lange a été testé avec un résonateur ayant une seule capacité MEMS dont le schéma de simulation est représenté sur la Figure III-14.

Le bloc SnP1 utilisé définit les données obtenues après simulation du coupleur de Lange. Le facteur X défini dans le schéma varie entre la valeur de la capacité MEMS en Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> minimale C<sub>min</sub> de 52 fF et la valeur maximale C<sub>max</sub> de 350 fF. Le facteur X défini dans le schéma varie entre la valeur de la capacité MEMS en Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> minimale C<sub>min</sub> de 52 fF et la valeur maximale C<sub>max</sub> de 350 fF. Ces valeurs ont été calculées et détaillées dans le chapitre précédent. L'inductance L ajoutée en série avec la capacité fait fortement varier l'adaptation ainsi que le déphasage du circuit. En effet, nous avons remarqué que lorsque la valeur de l'inductance augmente, l'adaptation s'améliore et un meilleur déphasage est obtenu. Par conséquent, l'inductance a été optimisée en utilisant le mode Tuner du logiciel ADS et a été fixée à 0,5 nH à la fréquence de travail de 20 GHz comme cela est montré sur la figure.

Les résultats de simulation du déphaseur sont présentés sur la Figure III-15. A 20 GHz et pour des valeurs de capacités entre 52 fF et 82 fF, le circuit a des pertes d'insertion S<sub>21</sub> de 2 dB à 3 dB et une mauvaise l'adaptation S<sub>11</sub> inférieure à 10 dB. Ensuite au-dessus de 82 fF, les pertes S<sub>21</sub> deviennent inférieures à 2 dB et l'adaptation S<sub>11</sub> s'améliore et reste inférieure à -15 dB. Enfin, le déphasage est représenté dans la courbe Delta\_Phi en fonction de la fréquence et le circuit donne 180° de déphasage

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

entre  $C_{min}$  et  $C_{max}$ . Le circuit est donc validé et nous pouvons passer à la conception du layout de la charge LC qui sera montré dans le paragraphe suivant.

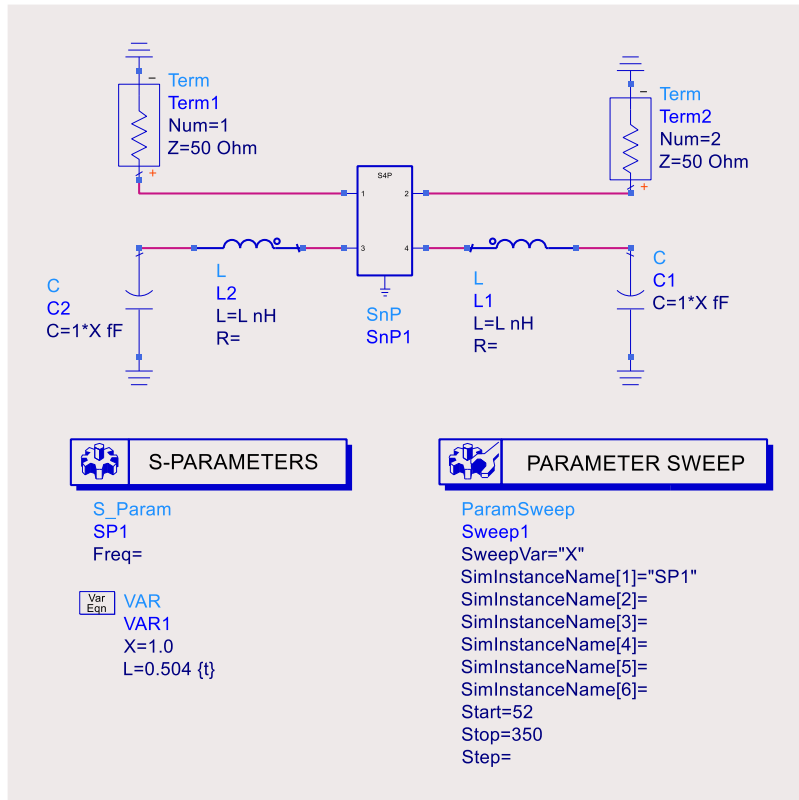


Figure III-14 : Schéma électrique du coupleur de Lange avec un circuit LC résonant à la charge.

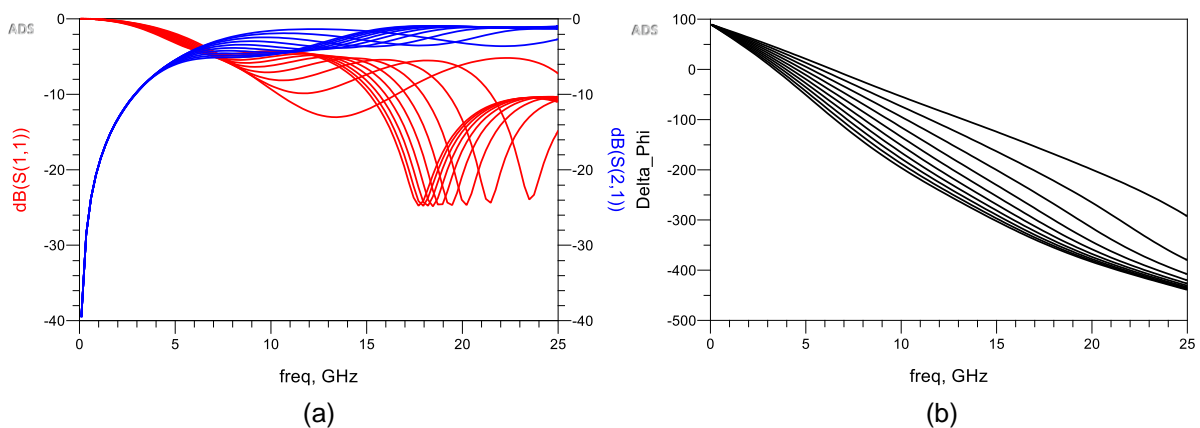


Figure III-15 : Les résultats de simulations des paramètres S du déphaseur (a) et la courbe du déphasage Delta\_Phi en fonction de la fréquence (b).

### III.3.4. Conception et Simulation d'un Déphaseur avec des MEMS en Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

Dans cette partie, nous allons remplacer les capacités variables idéales par des capacités variables MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>, détaillées dans le chapitre précédent, en série avec fente inductive dans le plan de masse. Les deux charges LC sur les ports 3 et 4 présentent la même valeur de réactance pour assurer le fonctionnement du coupleur comme un déphaseur en réflexion et elles ont été insérées dans les ports de couplage et de transmission du coupleur de Lange.

#### III.3.4.1. Simulation Test du Déphaseur en Réflexion avec les MEMS en Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

La charge LC résonante idéale utilisée dans les simulations précédentes est remplacée par la charge conçue en utilisant MOMENTUM représentée sur la Figure III-16. La longueur totale  $L_T$  de la charge est de 450  $\mu\text{m}$  et sa largeur  $W_T$  est de 317  $\mu\text{m}$ . Le gap  $g$  entre la ligne RF et la masse est de 30  $\mu\text{m}$ .

Les résultats de simulation de la charge LC sont représentés sur la Figure III-17. La réactance de la charge réfléchissante a été optimisée afin d'obtenir un déphasage de 180° entre les deux états de la capacité MEMS. Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est projeté sur un abaque de Smith. Une première simulation réalisée avec la capacité MEMS non actionnée, correspondant à une valeur  $C_{OFF}$  de 26 fF, est montrée sur la Figure III-17 (a). Dans ce cas et à une fréquence de 20 GHz, la charge donne une réactance  $X_{C-OFF} = -j7 \Omega$ . En passant la capacité MEMS à l'état actionné, pour une valeur de capacité  $C_{ON}$ , le coefficient de réflexion donne une réactance  $X_{C-ON} = +j0,4 \Omega$  comme le montre la Figure III-17 (b). Le déphasage  $\Delta\varphi$  est obtenu en calculant la différence entre les arguments de  $S_{11}$  dans les deux états et il est de 209°. Cette valeur est suffisante pour obtenir un déphasage de 180° lorsque la charge est intégrée dans le coupleur de Lange en mode réflexion.

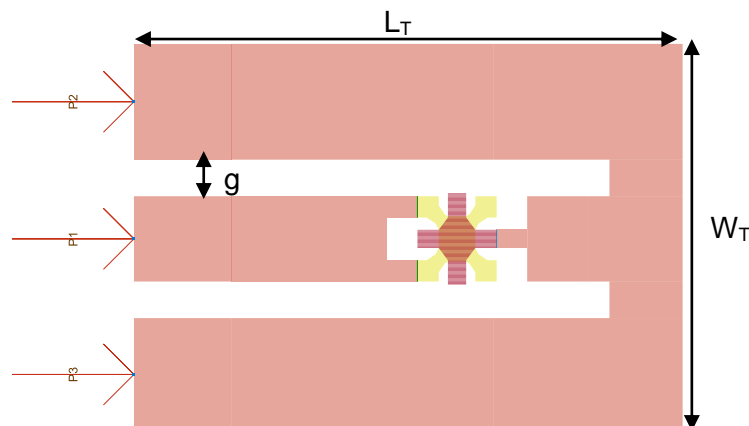


Figure III-16 : Layout de la charge résonante LC.

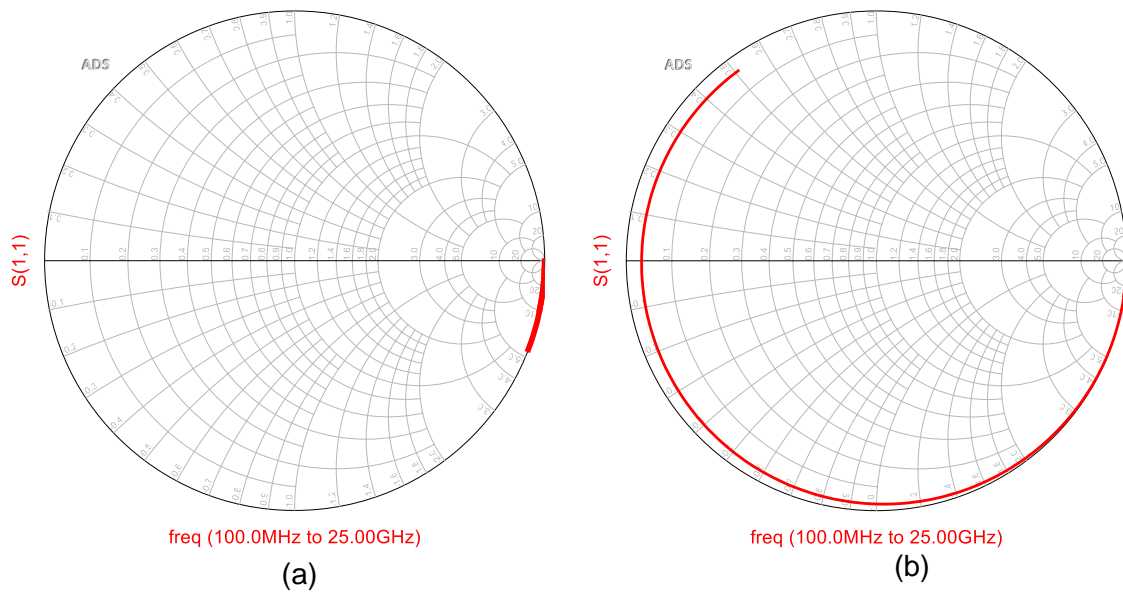


Figure III-17 : Simulation et extraction des valeurs des réactances de la charge LC avec la capacité MEMS à l'état OFF (a) ensuite à l'état ON (b).

Les paramètres S basés ont été chaînés pour réaliser une simulation de l'assemblage des différents composants du déphaseur comme cela est montré sur la Figure III-18.

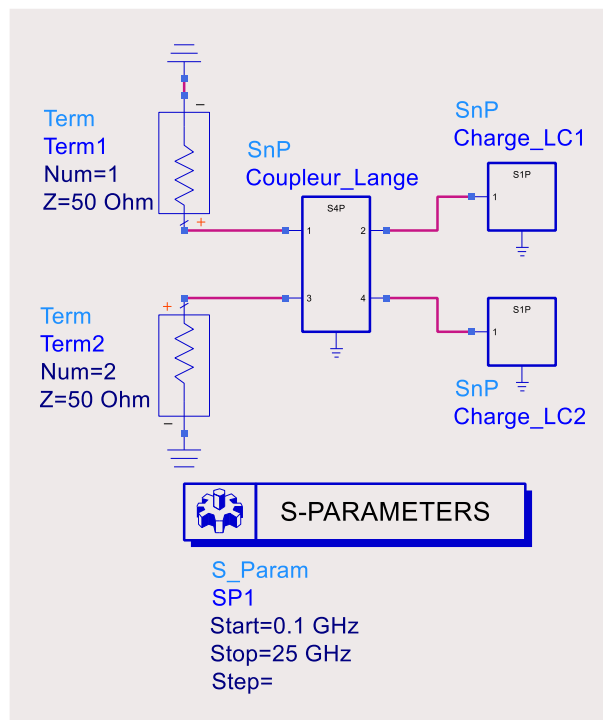


Figure III-18 : Schéma électrique de simulation du déphaseur.

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

Dans le schéma nous retrouvons un premier bloc SnP à 4 ports qui remplace le coupleur de Lange et deux blocs SnP qui représentent la charge résonante qui sont insérés dans le port de transmission  $P_2$  et dans le port de couplage  $P_3$ . Le circuit a été simulé dans une plage de fréquence variant de 100 MHz à 25 GHz.

Sur la Figure III-19, avec la capacité MEMS à l'état OFF, le déphaseur représente à la fréquence de travail  $F = 20$  GHz des pertes d'insertion  $S_{21}$  de 0,4 dB, une adaptation  $S_{11}$  de -18 dB, et une phase  $\phi_{OFF} = 164^\circ$ . En passant la capacité MEMS à l'état ON, les pertes d'insertion  $S_{21}$  diminuent légèrement et sont de 0,55 dB, l'adaptation  $S_{11}$  s'améliore et la phase  $\phi_{ON}$  est de  $372^\circ$ . En calculant la différence de phase entre l'état ON et l'état OFF, le circuit donne un déphasage  $\Delta\phi = 208^\circ$ . Par conséquent, nous remarquons que le déphasage obtenu correspond au déphasage optimisé utilisant les réactances de la charge LC et qui est de  $209^\circ$ , ce qui est conforme au résultat attendu théoriquement.

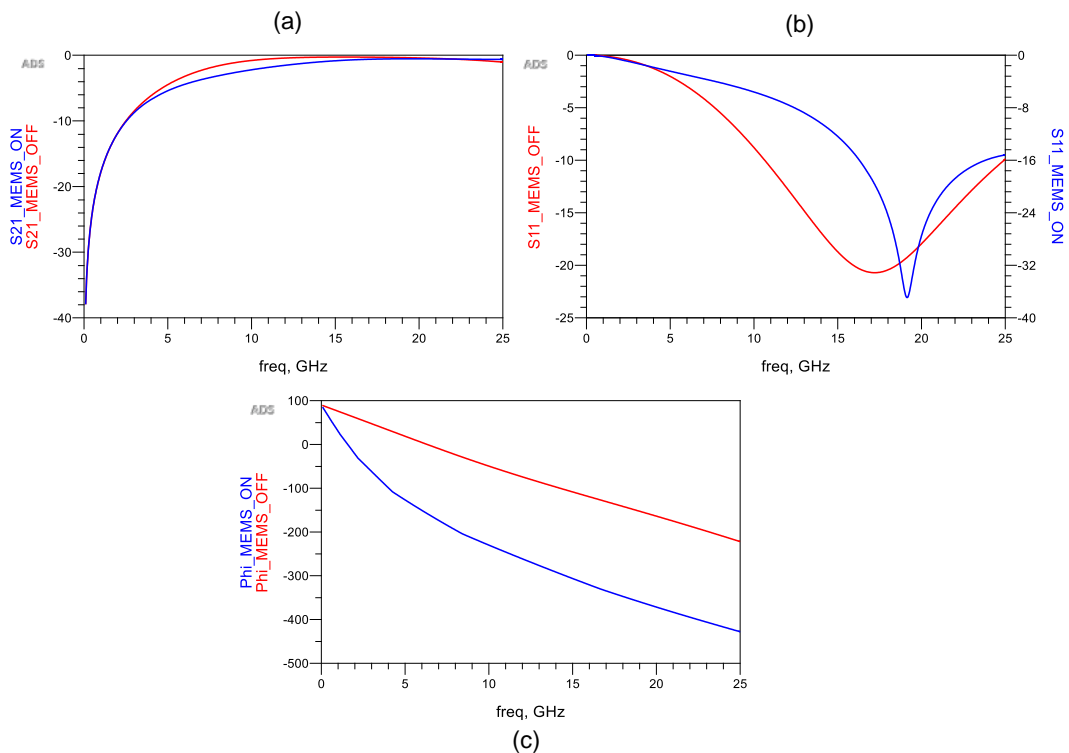


Figure III-19 : Résultats de simulation des pertes d'insertion  $S_{21}$  (a) ; de l'isolation  $S_{11}$  (b) et du déphasage (c) dans les deux états des capacités variables MEMS.



### III.3.4.2. Conception du Layout du Déphaseur avec les Capacités MEMS en Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

Dans cette partie, après avoir validé le principe de fonctionnement en assemblant les différents composants du déphaseur, son layout a été conçu en utilisant le logiciel ADS MOMENTUM, tel que montré sur la Figure III-20.

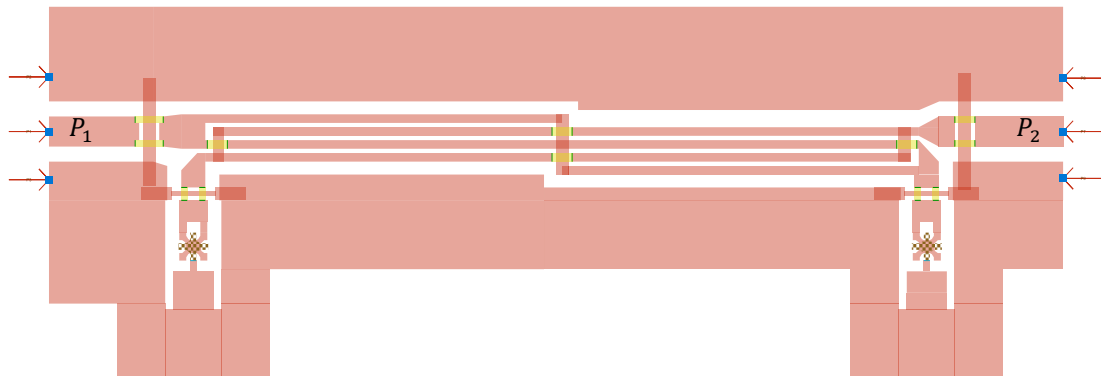


Figure III-20 : Layout du déphaseur en réflexion utilisant les capacités MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>.

La longueur de la self en fente de la charge LC a été optimisée afin d'avoir la meilleure adaptation et le moins de pertes d'insertion à la fréquence de travail  $F$  de 20 GHz. Les résultats de simulations des paramètres  $S$  du déphaseur sont représentés sur la Figure III-21.

A 20 GHz, quand les MEMS ne sont pas actionnés c'est-à-dire quand le déphaseur est chargé par  $C_{OFF}$ , les pertes d'insertion  $S_{21}$  sont de 0,5 dB, l'adaptation de -23 dB et  $155^\circ$  de phase tel que montré dans Figure III-21 (a). En passant les MEMS à l'état actionné, les pertes d'insertion  $S_{21}$  s'élèvent à 0,8 dB, l'adaptation s'améliore à -41 dB et sa phase est de  $343^\circ$ , comme cela est montré sur la Figure III-21 (b). En calculant la différence de phase entre les deux états, le déphasage  $\Delta\varphi$  obtenu est de  $188^\circ$ . En comparant la simulation du layout avec la simulation du circuit, nous pouvons remarquer que l'adaptation est meilleure avec le Layout et que nous arrivons à atteindre un déphasage de  $180^\circ$  assez facilement avec les MEMS. La diminution du déphasage est due à l'optimisation de la self en fente pour améliorer les pertes du circuit.

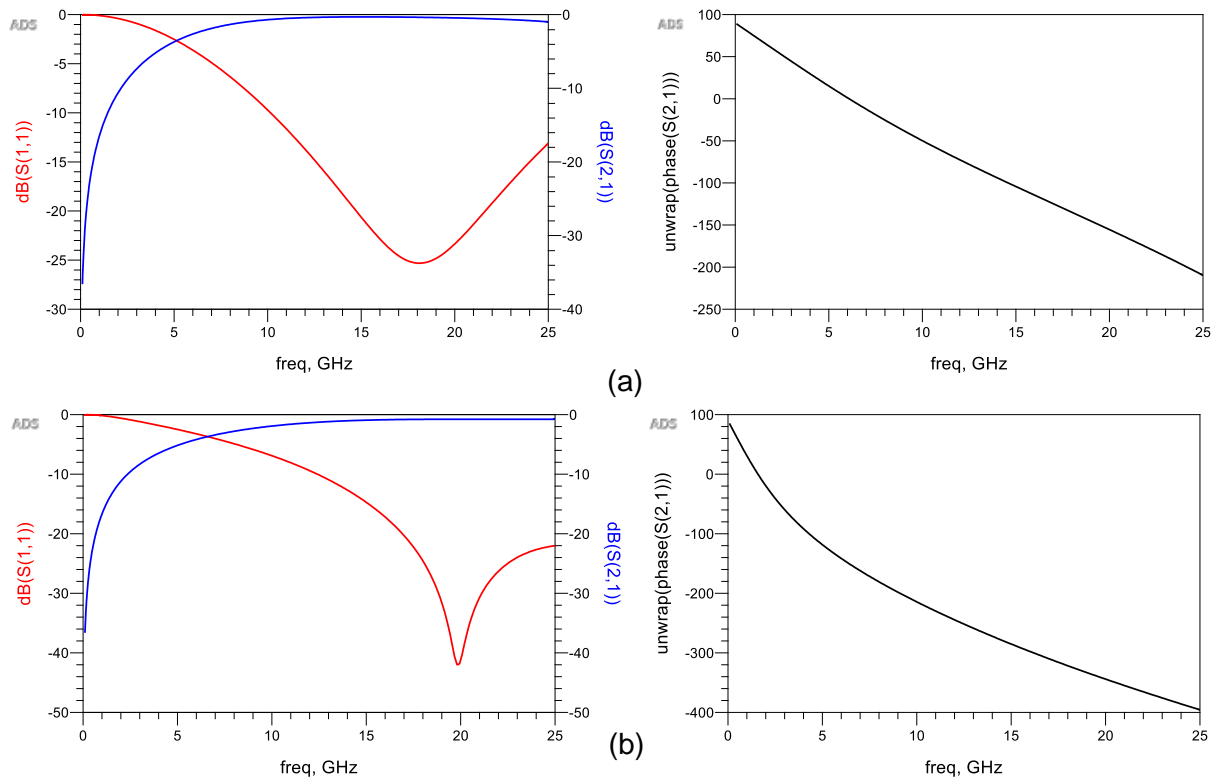


Figure III-21 : Les paramètres S simulés du déphaseur avec les MEMS à l'état OFF (a) et à l'état ON (b).

### III.3.5. Conception d'un Déphaseur 2 bits avec des MEMS en Au/SiN

Dans la partie qui suit, une étude d'un déphaseur en réflexion utilisant intégrant des capacités variables MEMS à trois plaques, détaillées dans le chapitre précédent, est présentée. Les capacités MEMS à trois plaques présentées en introduction ont été simulées dans trois états différents. Dans un premier état, le switch n'est pas actionné et donne une première valeur de capacité  $C_{OFF}$  entre la membrane mobile et l'électrode RF du haut. Dans un deuxième état, le switch est actionné en appliquant une tension entre la membrane mobile et le substrat, qui donne une deuxième capacité  $C_{OFF-OFF}$  avec une valeur plus petite que  $C_{OFF}$ . Enfin, dans un troisième état, le switch est actionné en appliquant une tension entre la membrane mobile et l'électrode RF du dessus ce qui donne une capacité  $C_{ON}$ , avec une valeur plus grande que celle de  $C_{OFF}$  et  $C_{OFF-OFF}$ .

### III.3.5.1. Simulation du Coupleur de Lange

En utilisant le substrat des capacités MEMS à trois plaques, le coupleur de Lange a été légèrement modifié géométriquement afin d'obtenir les meilleurs résultats à notre fréquence de travail de 20 GHz. Le layout du circuit a été dessiné en utilisant le logiciel ADS MOMENTUM et il est représenté sur la Figure III-22.

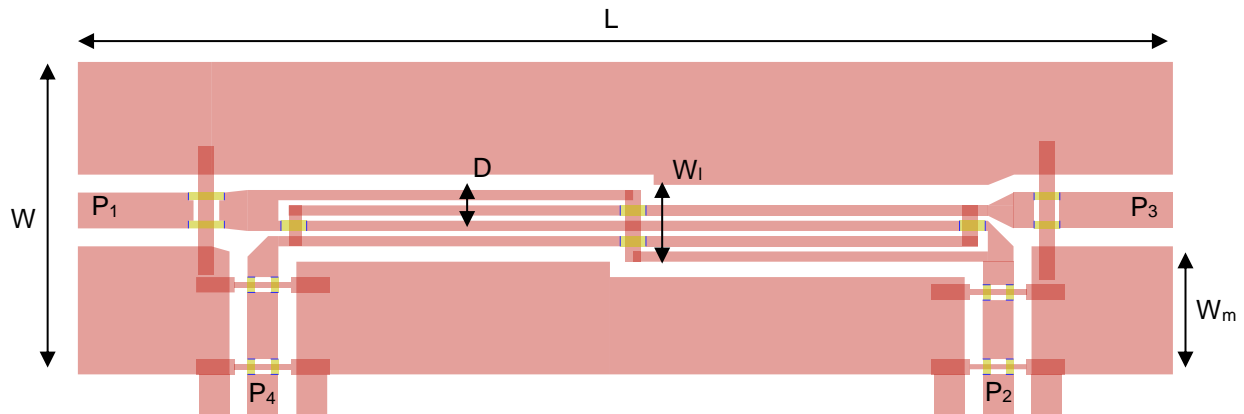


Figure III-22 : Le layout du coupleur de Lange adapté au substrat des MEMS trois plaques.

Avec,

$L$  : longueur du circuit ;  $L = 2130 \mu\text{m}$ .

$W$  : largeur du circuit ;  $W = 610 \mu\text{m}$ .

$W_m$  : largeur de la masse ;  $W_m = 220 \mu\text{m}$ .

$W_1$  : largeur de l'ensemble des lignes de couplage ;  $W_1 = 140 \mu\text{m}$ .

$W_c$  : largeur d'une seule ligne de couplage ;  $W_c = 20 \mu\text{m}$ .

$D$  : la distance qui sépare les lignes de couplages ;  $D = 10 \mu\text{m}$ .

Les résultats de simulation de ce layout sont représentés sur la Figure III-23. A 20 GHz, le coupleur présente des pertes d'insertion  $S_{21}$  de -3,25 dB dans le port de transmission  $P_2$  et un couplage  $S_{41}$  de -4 dB dans le port de couplage  $P_4$ . Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  dans le port  $P_1$  est de -16 dB et l'isolation  $S_{31}$  dans le port  $P_3$  est de -17 dB. La courbe  $\Delta\text{Phi} = f(\text{fréquence})$  montre un déphasage de  $91^\circ$  entre le port de transmission  $P_3$  et le port de couplage  $P_4$ . Les résultats des simulations sont proches d'un fonctionnement idéal du coupleur.

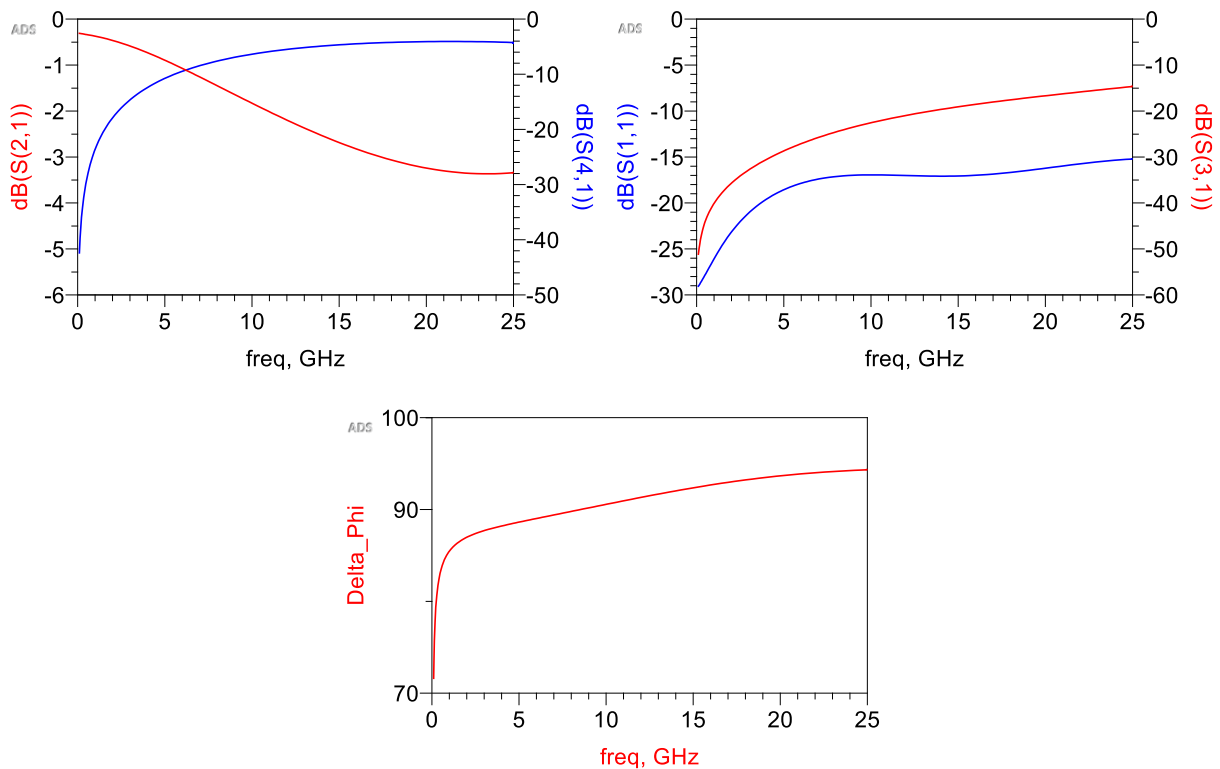


Figure III-23 : Les résultats de simulation des paramètres S du coupleur de Lange.

### III.3.5.2. Simulation Test de la Charge Résonante LC

Le schéma électrique de la charge résonante et ses résultats de simulation sont représentés sur la Figure III-24. Cette étape de simulation, permet d'estimer le déphasage que le circuit pourrait atteindre en assemblant une charge résonante LC au coupleur de Lange.

La charge LC utilisée pour générer le déphasage du composant utilise un paramètre variable X qui représente la variation d'une capacité MEMS unitaire utilisée dans la charge.

Dans un premier temps, une charge à 2 bits est étudiée. Le premier bit représente une seule capacité variable MEMS et le deuxième bit contient deux capacités variables MEMS (3 capacités). Pour chaque état d'actionnement du bloc de capacités, un déphasage différent est obtenu. Les capacités peuvent prendre deux valeurs entre 12 fF et 73 fF représentant les valeurs de  $C_{OFF-OFF}$  et  $C_{ON}$  respectivement. La simulation est fixée à une seule fréquence de 20 GHz.

Après avoir optimisé l'inductance L à 0,4 nH, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la charge est projeté sur l'abaque de Smith pour vérifier les réactances, tel que montré sur la Figure III-24(b). En fixant les 2 bits, c'est-à-dire les 3 capacités MEMS, à l'état OFF-OFF, la charge montre une réactance minimale  $X_{LC-min} = -j 3,4$  et une phase minimale

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

$\phi_{\min} = -33^\circ$ . Ensuite, en basculant les 2 bits à l'état ON, la charge donne une réactance maximale  $X_{LC-\max} = +j 2,8$  et une phase maximale  $\phi_{\max} = +149^\circ$ . En calculant la différence entre les deux phases, la charge représente un déphasage  $\Delta\phi = 182^\circ$ . Par conséquent, on peut s'attendre à ce que cette charge 2 bits placée dans les ports de transmission  $P_3$  et de couplage  $P_4$  du coupleur, donne un déphasage de  $182^\circ$  entre le port d'isolation  $P_2$  et l'entrée du signal  $P_1$ .

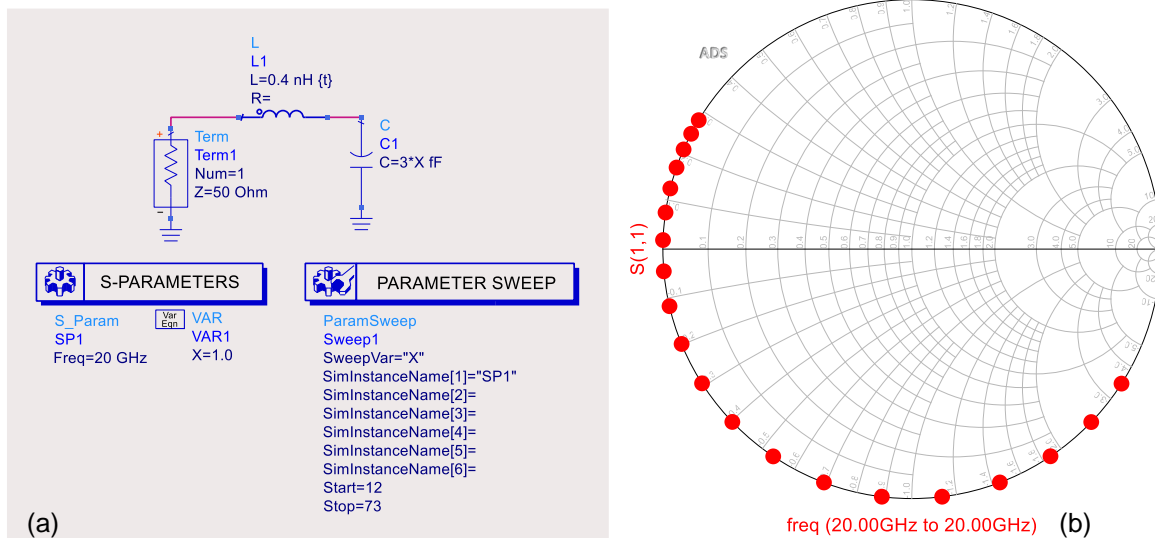


Figure III-24 : Schéma test de la charge LC (a) et l'abaque de Smith du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la charge (b).

#### III.3.5.3. Conception du Layout de la Charge LC

Le layout de la charge LC intégrant les capacités variables MEMS Au/SiN a été conçu en utilisant le logiciel ADS MOMENTUM et il est représenté sur la Figure III-25. Ses paramètres géométriques sont donnés dans le Tableau 6.

Une première simulation de la charge a été réalisée en actionnant les 2 bits c'est-à-dire l'ensemble des capacités à l'état OFF-OFF. Le résultat de simulation du coefficient de réflexion de la charge sur l'abaque de Smith est représenté sur la Figure III-26(a).

Dans cette configuration, la charge donne une réactance minimale  $X_{LC-\min} = -j 3,1$  et une phase minimale  $\phi_{\min} = -35^\circ$ . Nous pouvons constater que ces premiers résultats sont très proches des valeurs obtenues dans la simulation du schéma électrique de la charge. En passant ensuite les 3 capacités variables MEMS à l'état ON, le circuit LC donne une réactance maximale  $X_{LC-\max} = +j 0,13$  ainsi qu'une phase maximale  $\phi_{\max} = +165^\circ$ . Dans cette deuxième configuration et en comparant les résultats avec ceux obtenus dans la simulation du schéma électrique test, nous remarquons qu'il y a bien

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

une différence. La valeur de la réactance diminue de  $+j 2,8$  à  $+j 0,13$  en occurrence la phase maximale augmente de  $16^\circ$ . Enfin, en calculant la différence entre la phase maximale et la phase minimale, nous obtenons un  $\Delta\varphi = 200^\circ$ . L'augmentation de  $\Delta\varphi$  par rapport à la simulation test est due à la longueur de la ligne centrale de cette charge. Nous estimons qu'avec cette charge 2 bits, le déphaseur en réflexion pourrait atteindre un déphasage de  $180^\circ$  assez facilement.

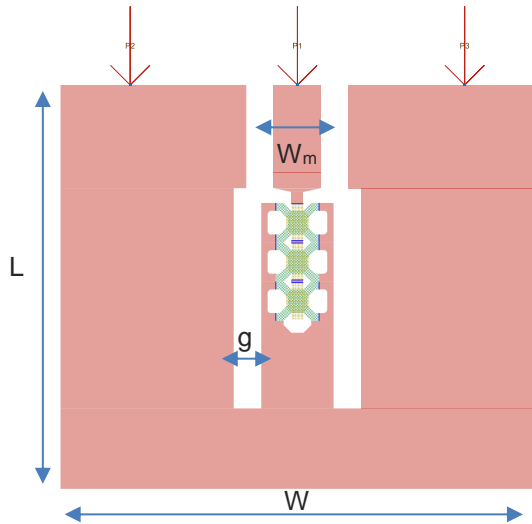


Figure III-25 : Layout de la charge LC.

L	601 $\mu\text{m}$
W	513 $\mu\text{m}$
$W_i$	60 $\mu\text{m}$
$W_m$	220 $\mu\text{m}$
g	35 $\mu\text{m}$

Tableau 6 : Les dimensions géométriques de la charge résonante LC

Dans cette configuration, la charge donne une réactance minimale  $x_{LC-\text{min}} = -j 3,1$  et une phase minimale  $\phi_{\text{min}} = -35^\circ$ . Nous pouvons constater que ces premiers résultats sont très proches des valeurs obtenues dans la simulation du schéma électrique de la charge. En passant ensuite les 3 capacités variables MEMS à l'état ON, le circuit LC donne une réactance maximale  $x_{LC-\text{max}} = +j 0,13$  ainsi qu'une phase maximale  $\phi_{\text{max}} = +165^\circ$ . Dans cette deuxième configuration et en comparant les résultats avec ceux obtenus dans la simulation du schéma électrique, nous remarquons qu'il y a bien une différence. La valeur de la réactance diminue de  $+j 2,8$  à  $+j 0,13$  en occurrence la phase maximale augmente de  $16^\circ$ . Enfin, en calculant la différence entre la phase maximale et la phase minimale, nous obtenons un  $\Delta\varphi = 200^\circ$ . L'augmentation de  $\Delta\varphi$  par rapport à la simulation test est due à la longueur de la ligne centrale de cette charge. Nous estimons qu'avec cette charge 2 bits, le déphaseur en réflexion pourrait atteindre un déphasage de  $180^\circ$  assez facilement.

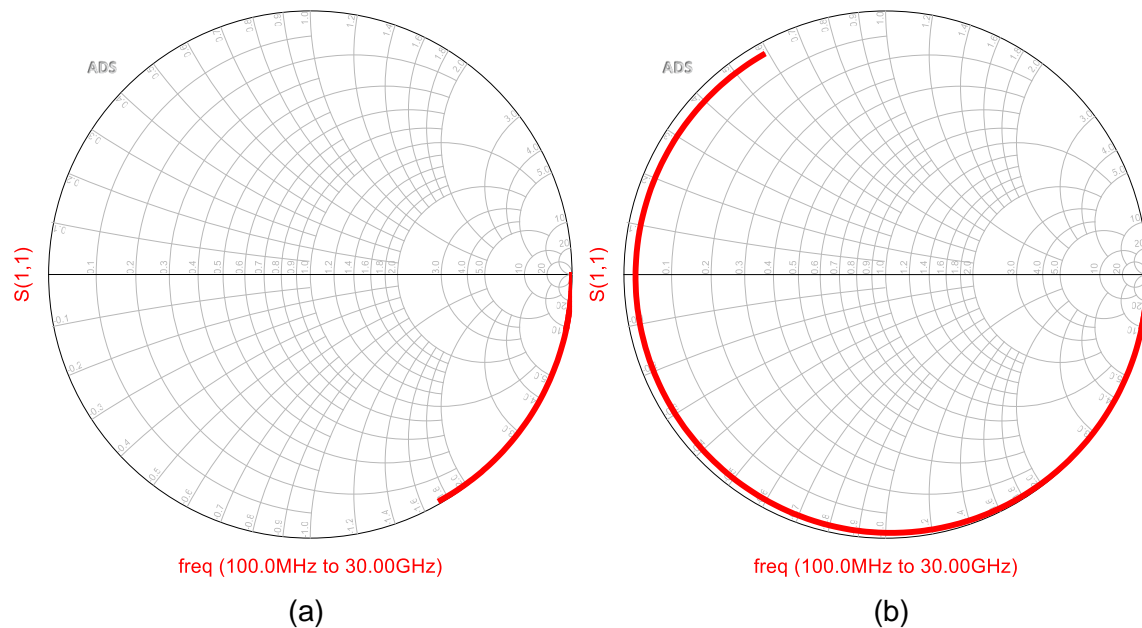


Figure III-26 :  $S_{11}$  de la charge avec les capacités à l'état OFF-OFF (a) ;  $S_{11}$  de la charge avec les capacités à l'état ON (b).

#### III.3.5.4. Simulation du Déphaseur en Réflexion

Dans cette troisième étape, un schéma qui représente l'assemblage électrique du coupleur de Lange avec la charge LC est montré sur la Figure III-27. Des blocs SnP de paramètres S basés sur un fichier ont été utilisés pour remplacer les deux circuits composant le déphaseur. Le premier bloc nommé SnP1 composé de 4 ports, utilise les données des paramètres S du coupleur de Lange simulé seul. Ses ports 3 et 4 sont chargés par deux autres blocs SnP, nommés SnP2 et SnP3 respectivement, qui utilisent les données des paramètres S de la charge résonante LC simulée dans la partie précédente. Quant au port d'entrée  $P_1$  et le port d'isolation  $P_2$  du coupleur de Lange, ils sont chargés par des générateurs ayant une impédance 50 Ohms. La simulation a été réalisée dans une plage de fréquence allant de 100 MHz à 25 GHz.

En actionnant les trois capacités MEMS à l'état OFF-OFF, la simulation du déphaseur, à la fréquence de travail  $F = 20$  GHz, montre des pertes d'insertions  $S_{21}$  de 1,4 dB, une adaptation  $S_{11}$  de -18 dB et une phase minimale  $\phi_{\min} = 392^\circ$  tel que montré sur la Figure III-28 (a). Ensuite, en passant l'ensemble des capacités à l'état ON, les pertes d'insertion  $S_{21}$  ne varient pas et restent de 1,4 dB, l'adaptation  $S_{11}$  se dégrade à -16 dB et la phase maximale  $\phi_{\max}$  est de  $210^\circ$  comme on peut le voir sur la Figure III-28 (b). En calculant la différence de phase entre ces deux états, le déphaseur atteint un déphasage  $\Delta\phi$  de  $182^\circ$ .

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

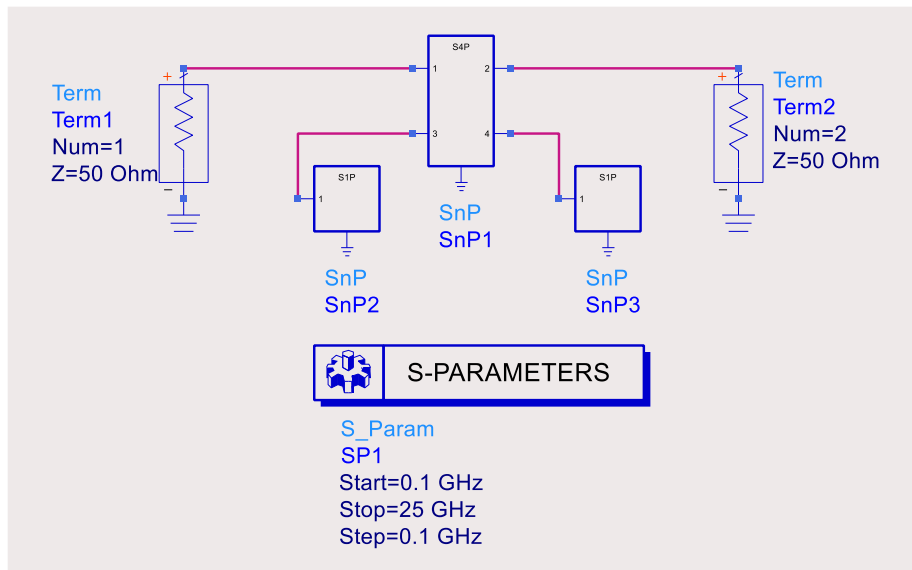


Figure III-27 : Schéma électrique du déphaseur.

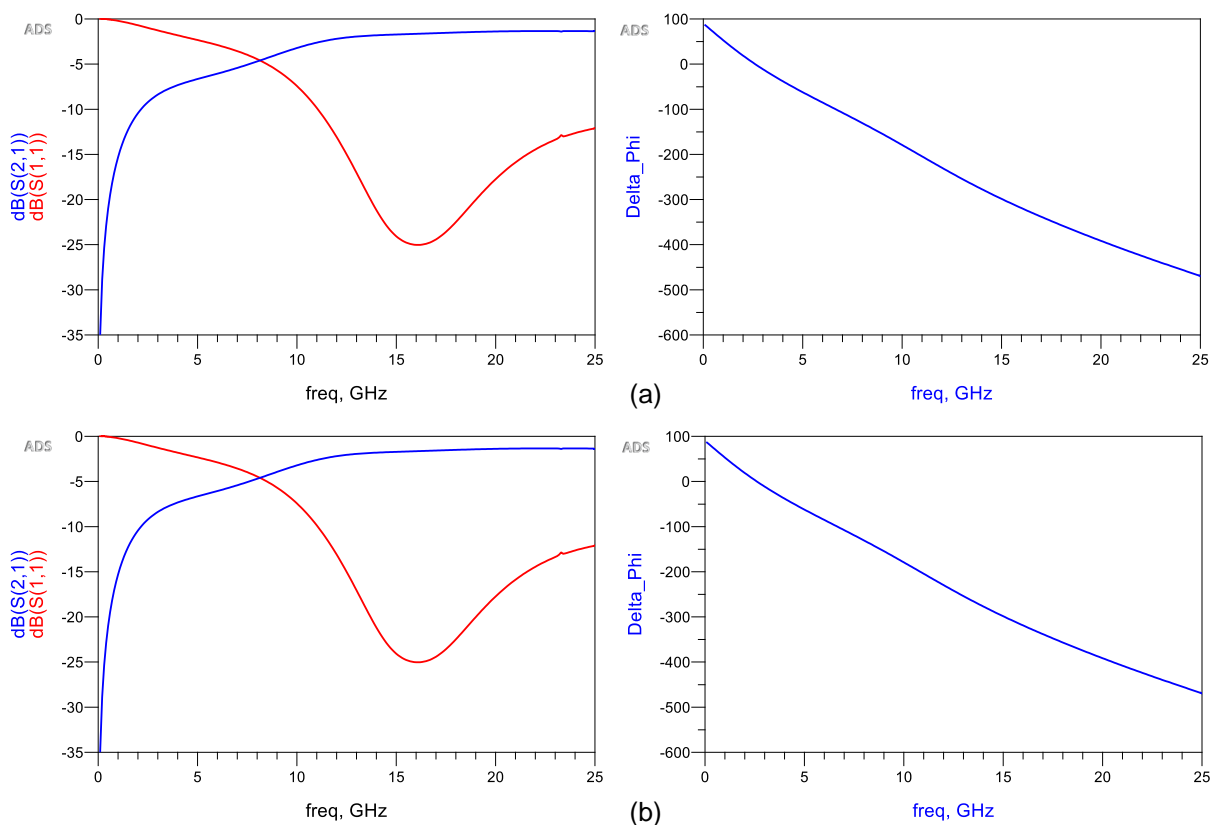


Figure III-28 : Les résultats de simulation des paramètres S du déphaseur avec les capacités à l'état OFF-OFF (a) ensuite avec les capacités à l'état ON (b).



### III.3.5.5. Conception et Simulation du Layout du Déphaseur en Réflexion

Après avoir étudié le schéma électrique assemblant le coupleur de Lange avec les charges résonantes, le Layout du déphaseur a été dessiné en utilisant le logiciel MOMENTUM ADS tel que le montre la Figure III-29.

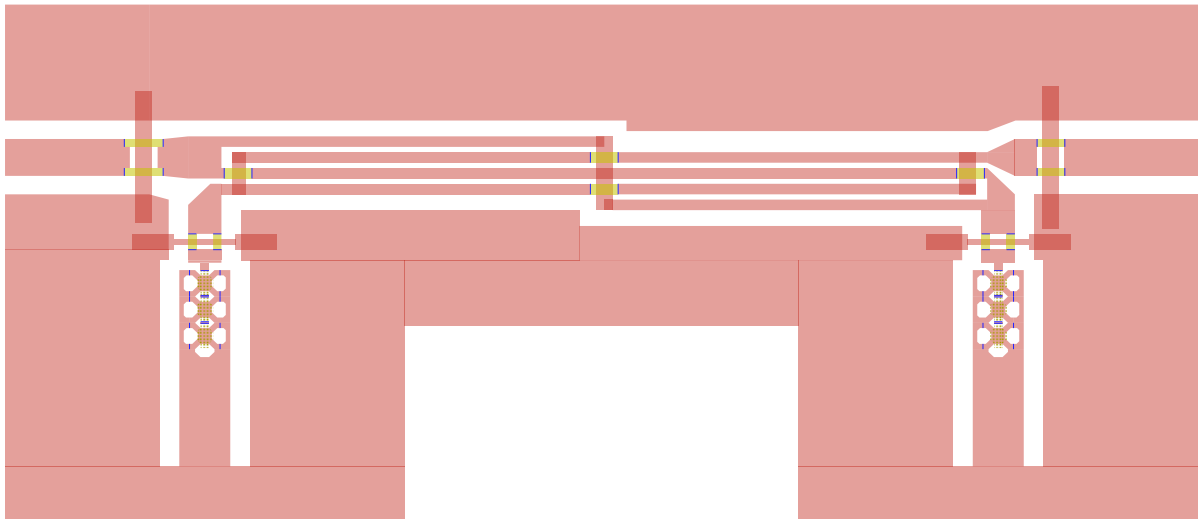


Figure III-29 : Layout du déphaseur en réflexion avec la charge LC 2 bits.

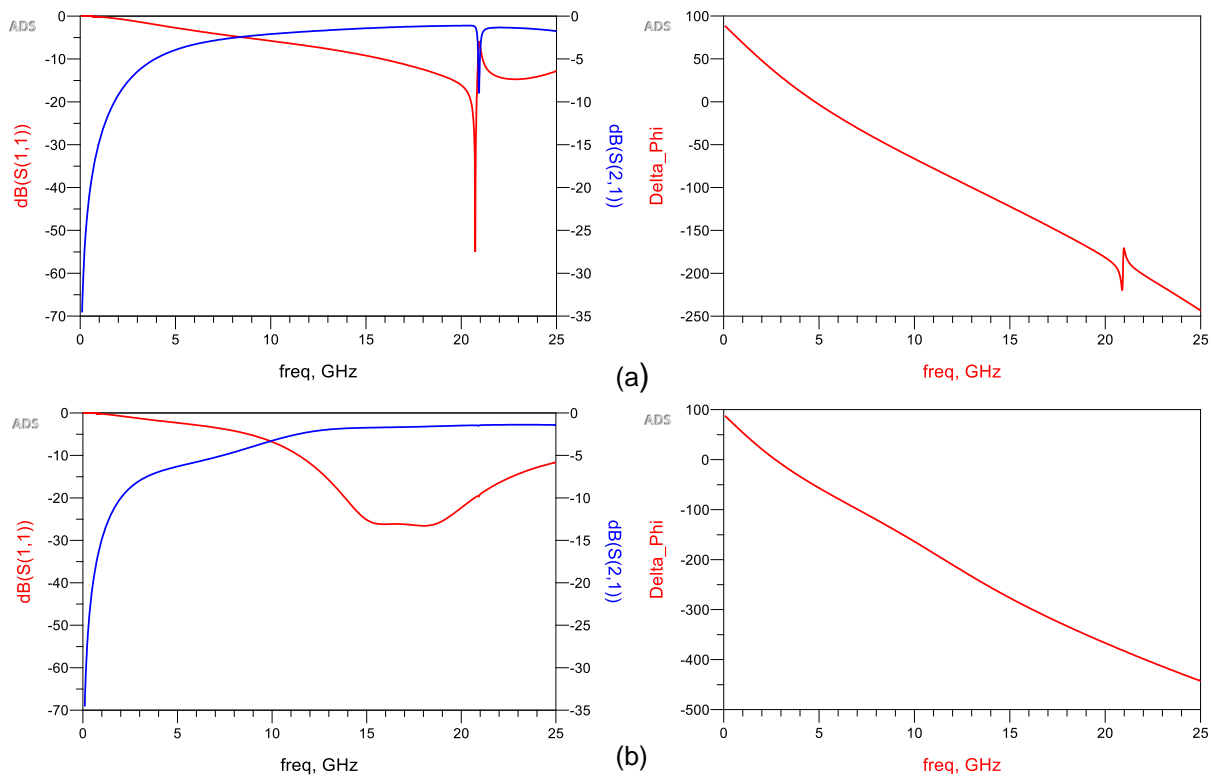


Figure III-30 : Les résultats de simulation des paramètres S du déphaseur avec les 3 MEMS à l'état OFF-OFF (a) ensuite à l'état ON (b).

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

Les résultats de simulation du déphaseur avec les capacités MEMS à l'état OFF-OFF, sont représentés sur la Figure III-30 (a), et ils montrent à GHz des pertes d'insertions  $S_{21}$  de 1,1 dB, une adaptation  $S_{11}$  de -16 dB et une phase minimale  $\phi_{\min} = 182^\circ$ . Ensuite, en passant l'ensemble des capacités à l'état ON, les pertes d'insertions  $S_{21}$  s'élèvent à 1,5 dB, l'adaptation  $S_{11}$  s'améliore à -22 dB et la phase maximale  $\phi_{\max}$  est de  $367^\circ$  ( Figure III-30 (b)). En calculant la différence de phase entre les deux états des capacités variables,  $\Delta\phi$  atteint  $185^\circ$ . En comparant les résultats de simulations du Layout du déphaseur aux résultats de simulation de son schéma test, nous constatons que les résultats sont proches et que le déphaseur fonctionne correctement à la fréquence de travail, avec une adaptation meilleure que -15 dB et de faibles pertes d'insertion autour de 1 dB.

Les résultats de simulations des différents états des capacités variables MEMS sont détaillés et ordonnés dans le Tableau 7.

Valeur de la somme des capas	Bits actionnés	$S_{11}$	$S_{21}$	$\phi$	$\Delta\phi$
$C_T = 36$ fF	00	- 16 dB	-1,11 dB	-182°	<b>0°</b>
$C_T = 97$ fF	01	-21,7 dB	-1,89 dB	-278°	<b>96°</b>
$C_T = 158$ fF	10	-23,4 dB	-1,74 dB	-348°	166°
$C_T = 219$ fF	11	-22,4 dB	-1,49 dB	-367°	<b>185°</b>

Tableau 7 : La phase des différents états du déphaseur à 2 bits

La variable  $C_T$  définie dans la première colonne du tableau représente la valeur totale des capacités qui sont à la charge du coupleur. La deuxième colonne intitulée les « bits actionnés » définit les différents états de la charge résonante. Nous prenons en compte les deux états OFF et ON des commutateurs MEMS et nous définissons 2 différents types de bits pour représenter les différents états de phase. Le bit 0 représente la capacité à l'état OFF-OFF ayant la valeur 12 fF. Le bit 1 représente la capacité MEMS à un état ON avec une valeur de 73 fF. Dans le tableau, l'isolation  $S_{11}$ , les pertes d'insertion  $S_{21}$ , la phase  $\phi$  obtenue à la sortie pour chaque état différent sont représentés ainsi que la différence de phase  $\Delta\phi$  par rapport à la phase référence  $0^\circ$  du premier état 00. On notera qu'il serait possible d'utiliser l'état intermédiaire, sans aucun actionnement et une valeur de capacité de 17,5 fF.

A 20 GHz, le déphaseur est bien adapté dans les différents états, avec un  $S_{11}$  qui reste toujours inférieur à -16 dB. Quant aux pertes d'insertion  $S_{21}$ , elles varient entre 1 et 2 dB. Enfin, les phases pour les différents états ne varient pas avec un pas fixe mais nous pouvons quand même remarquer les  $\Delta\varphi$  de  $0^\circ$ ,  $96^\circ$  et  $186^\circ$  qui sont obtenus pour des valeurs de capacités de 36 fF, 97 fF et 219 fF respectivement représentant ainsi un pas de déphasage de  $96^\circ$  approximativement, conforme à un fonctionnement 2 bits.

### III.3.6. Conception d'un Déphaseur 3 bits avec des MEMS en Au/SiN

Dans cette partie, les différentes étapes de conception et de simulation d'un déphaseur 3 bits sur ADS seront détaillées. Le déphaseur a été conçu sur le substrat des capacités MEMS à trois plaques en utilisant également le coupleur de Lange qui a été optimisé à 20GHz et représenté sur la Figure III-22.

#### III.3.6.1. Simulation de la Charge résonante LC à 3 bits

Le schéma électrique représenté sur la Figure III-31(a) permet d'estimer le déphasage que pourrait atteindre le déphaseur 3 bits. Le facteur X, utilisé dans le schéma électrique, représente le nombre de capacités variables MEMS utilisées dans la charge. Ce circuit comporte 7 capacités pour réaliser un déphaseur 3 bits. Le premier bit est représenté par une seule capacité MEMS, le deuxième bit est représenté par 2 capacités MEMS et enfin le troisième bit contient 4 capacités MEMS. En actionnant les capacités variables MEMS, nous obtenons différentes phases pour chaque état. Comme nous utilisons les mêmes capacités MEMS que celui du déphaseur précédent, le paramètre X défini varie alors de 12 fF à 73 fF représentant  $C_{OFF-OFF}$  et  $C_{ON}$  respectivement. La simulation a été lancée à une seule fréquence de 20 GHz comme le montre la Figure III-31(a).

Pour pouvoir obtenir les  $180^\circ$  de déphasage, la self a été optimisée à une valeur L égale à 0,87 nH. En actionnant les 7 capacités MEMS à l'état OFF-OFF, l'abaque de Smith du coefficient de réflexion  $S_{11}$  montre une réactance minimale  $x_{LC-min} = -j 0,75$  et une phase minimale  $\phi_{min} = -106^\circ$ . Ensuite, en basculant les 3 bits à l'état ON, la charge représente une réactance maximale  $x_{LC-max} = +j 0,83$  ainsi qu'un déphasage maximal  $\phi_{max} = +100^\circ$ . En calculant la différence entre les deux phases, nous obtenons un  $\Delta\varphi = 206^\circ$ . Par conséquent, nous estimons qu'en insérant cette charge 3 bits dans le port de transmission  $P_3$  et le port de couplage  $P_4$  du coupleur de Lange coupleur de Lange, nous obtenons un déphasage de  $206^\circ$  entre le port d'isolation  $P_2$  et le port d'entrée du signal  $P_2$ .

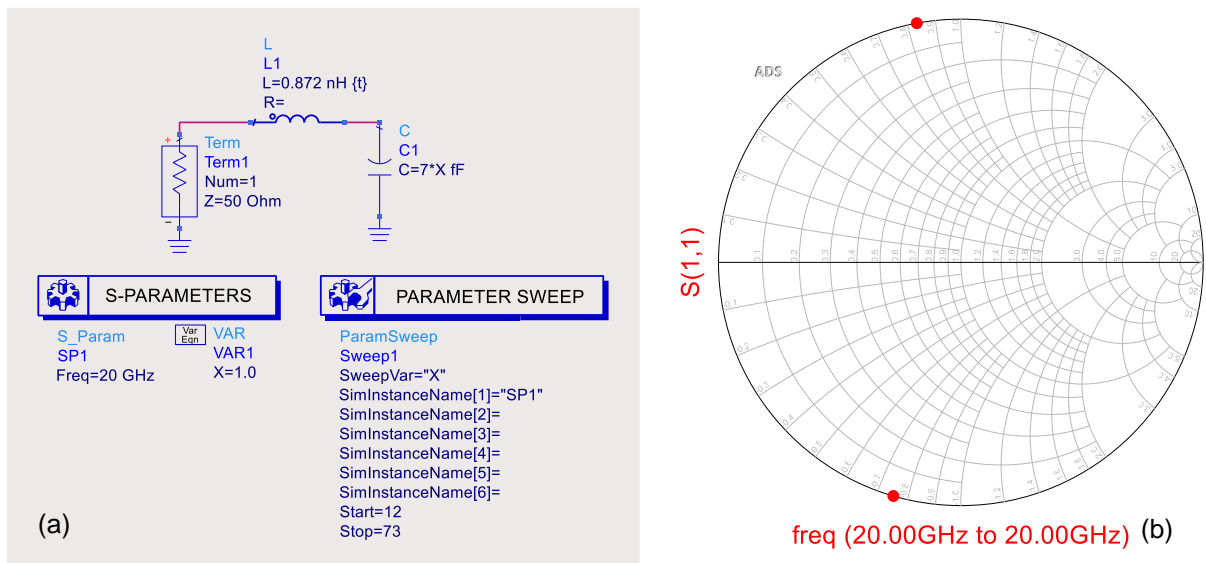


Figure III-31 : Schéma test de la charge LC (a) et l'abaque de Smith du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la charge (b).

### III.3.6.2. Conception de la Charge LC

Le layout de la charge LC 3 bits est représenté sur la Figure III-32.

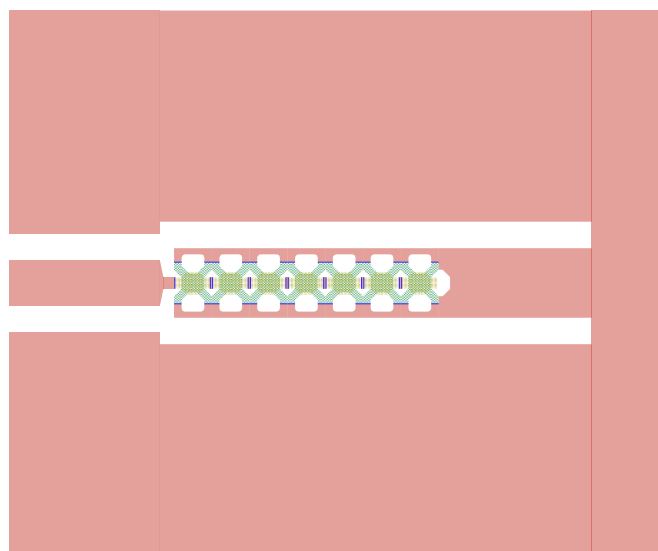


Figure III-32 : Layout de la charge LC 3 bit.

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

Une première simulation de la charge a été réalisée en actionnant les 3 bits c'est-à-dire l'ensemble des capacités à l'état OFF-OFF. Le résultat de simulation du coefficient de réflexion de la charge est représenté sur l'abaque de Smith dans la Figure III-33 (a). Dans cette configuration, la charge donne une réactance minimale  $X_{LC-min} = -j 1$  et une phase minimale  $\phi_{min} = -88^\circ$ .

En comparant ces résultats avec ceux du schéma électrique dans cette configuration, nous constatons que la valeur de la réactance minimale diminue de  $-j 0,75$  à  $-j 1$  et que la phase minimale obtenue augmente de  $-106^\circ$  à  $-88^\circ$ . En passant ensuite les 7 capacités variables MEMS à l'état ON, le circuit LC donne une réactance maximale  $X_{LC-max} = +j 0,8$  ainsi qu'une phase maximale  $\phi_{max} = +101^\circ$  tel que montré sur la Figure III-33 (b). Dans cette deuxième configuration, et en comparant les résultats avec ceux obtenus dans la simulation précédente, nous remarquons que les valeurs obtenues sont très proches. Enfin, en calculant la différence entre la phase maximale et la phase minimale, nous obtenons un  $\Delta\phi = 189^\circ$ . Avec cette charge 3 bits, le déphaseur en réflexion pourrait atteindre un déphasage de  $180^\circ$ .

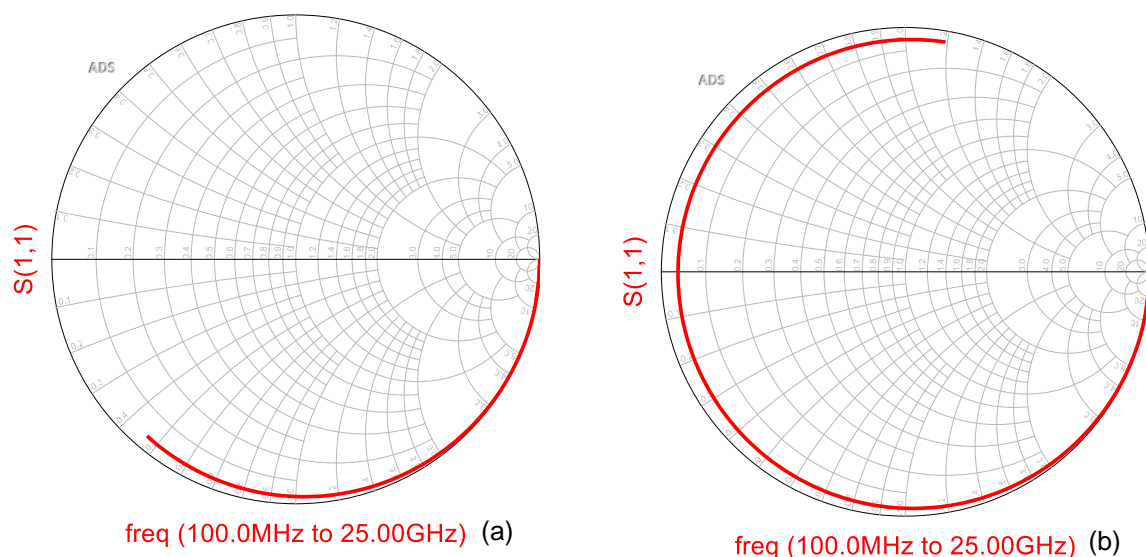


Figure III-33 : Le coefficient de réflexion S11 de la charge avec les capacités à l'état OFF-OFF (a) ensuite avec les capacités à l'état ON (b).

### III.3.6.3. Conception et Simulation du Layout du Déphaseur en Réflexion 3 bits

Après avoir étudié le schéma électrique de la charge LC 3 bits et l'avoir simulé sur MOMENTUM, nous allons adapter le layout du déphaseur précédent en insérant la charge LC dans le coupleur de Lange comme cela est montré sur la Figure III-34. La self, sous la forme d'une fente dans la masse, a été modifiée afin de gagner en largeur du circuit. Le principe de fonctionnement de ce déphaseur en réflexion 3 bit sera expliqué dans les paragraphes suivants, en projetant les données des simulations dans le Tableau 8.

En effet, en diminuant la largeur de la partie de la charge LC dans le déphaseur, les pertes d'insertion  $S_{21}$  diminuent. La longueur totale du circuit a également été optimisée pour avoir une meilleure isolation à 20 GHz. La variation de ces deux paramètres affecte également, d'une manière directe, le déphasage obtenu. En effet, en diminuant la largeur ou aussi en diminuant la longueur, ceci engendre une diminution significative du déphasage. Par contre, en augmentant ces deux paramètres, ceci augmente les pertes d'insertion et diminue l'isolation du circuit.

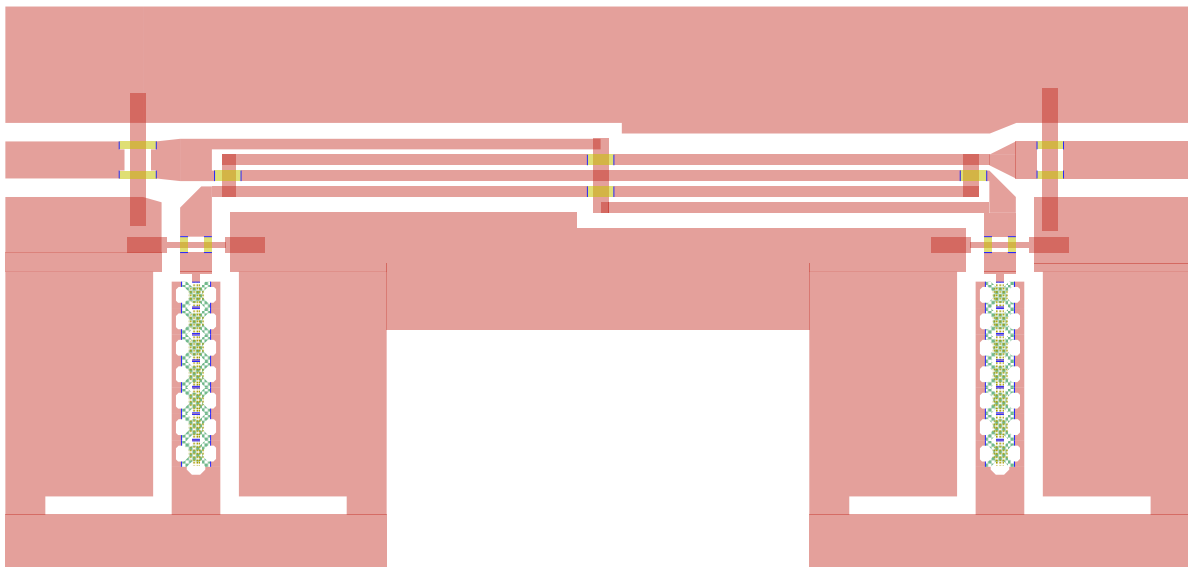


Figure III-34 : Layout du déphaseur en réflexion avec la charge LC 3 bits.

Un compromis entre le déphasage, les pertes d'insertion et l'isolation a donc été réalisé en jouant sur ces paramètres. La longueur totale du circuit  $L$  est alors de  $2238 \mu\text{m}$  et sa largeur  $W$  est de  $1063 \mu\text{m}$ . Le reste des paramètres géométriques des lignes couplées reste le même que ceux de la Figure III-22.

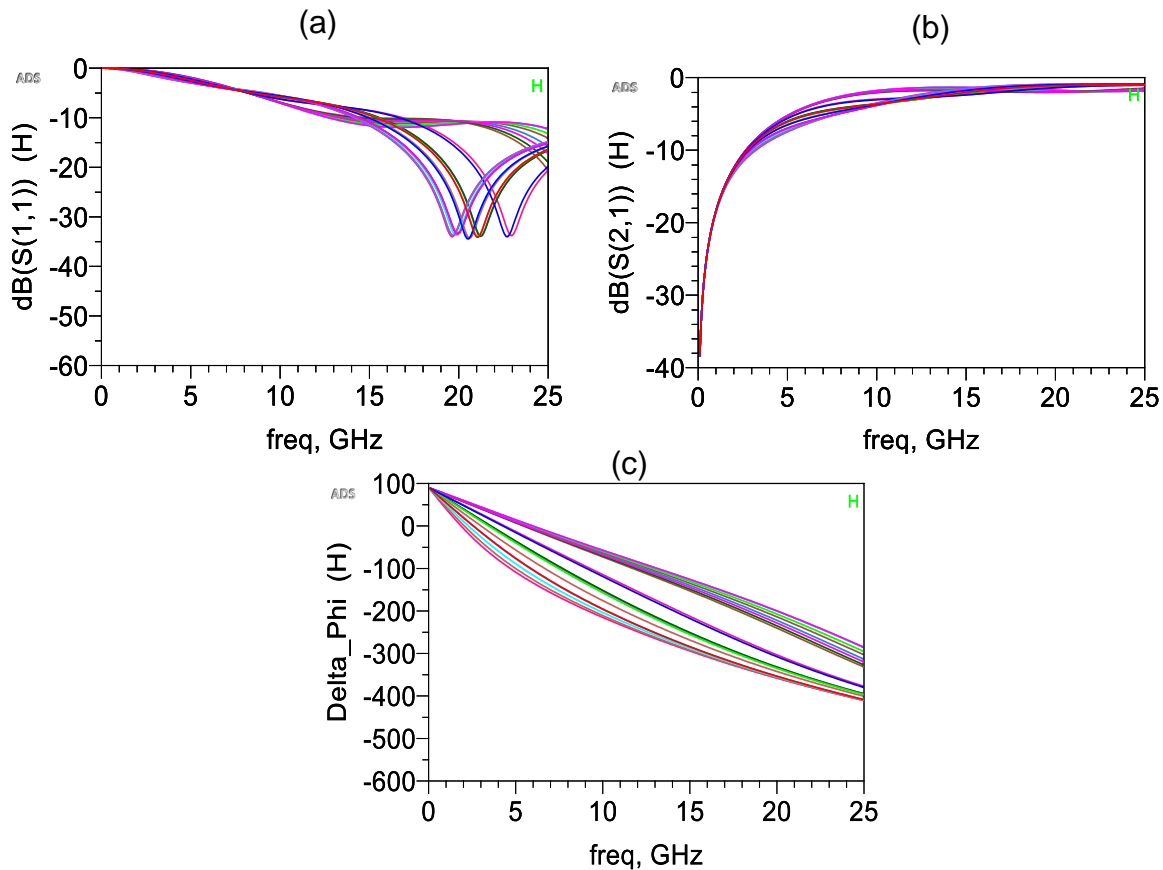


Figure III-35 : Le résultat de simulation de l'isolation  $S_{11}$  (a) , des pertes d'insertion  $S_{21}$  (b) et du des différentes phases des différents états du déphaseur (c).

Les résultats de simulation du déphaseur dans les 8 états des MEMS sont représentés sur la Figure III-35. Ensuite, ils sont détaillés et ordonnés dans le Tableau 8.

La première colonne du tableau représente la valeur totale des capacités qui sont à la charge du coupleur. Les différents états de la charge résonante sont représentés dans le tableau dans la deuxième colonne intitulée les « bits actionnés ». Les deux états OFF-OFF et ON de la capacité variable MEMS nous mènent à utiliser 2 différents types de bits afin d'expliquer les différents états de phase. Le bit 0 représente la capacité à l'état OFF-OFF ayant la valeur de capacité la plus faible de 12 fF pour une seule capacité variable MEMS. Le bit 1 représente la capacité MEMS à un état ON qui lui a une valeur de 73 fF pour une seule capacité variable MEMS. Dans le tableau, il y a aussi l'isolation  $S_{11}$ , les pertes d'insertion  $S_{21}$  ainsi que la phase  $\phi$  obtenue à la sortie du circuit pour chaque état différent. Enfin la différence de phase  $\Delta\phi$ , par rapport à la phase de référence  $0^\circ$  du premier état 000, est représentée dans la dernière colonne du tableau.

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

Tableau 8 : Tableau des résultats de simulation du déphaseur

Valeur des capacités	Bits actionnés	$S_{11}$	$S_{21}$	$\varphi$	$\Delta\varphi$
$C_T = 84$ fF	000	- 12 dB	-1,66 dB	-194°	<b>0°</b>
$C_T = 145$ fF	001	-15 dB	-1,46 dB	-300°	106°
$C_T = 206$ fF	010	-24 dB	-1,15 dB	-333°	139°
$C_T = 267$ fF	011	-29 dB	-1 dB	-343°	149°
$C_T = 328$ fF	100	-33 dB	-1 dB	-354 °	160°
$C_T = 389$ fF	101	-32,8 dB	-0,98 dB	-355°	161°
$C_T = 450$ fF	110	-31 dB	-0,95 dB	-358°	164°
$C_T = 511$ fF	111	-31 dB	-0,9 dB	-360 °	<b>166°</b>

Les résultats du Tableau 8 montrent une adaptation  $S_{11}$  qui varie entre -10 dB et -33 dB pour l'ensemble des états de la charge LC. Comme mentionné précédemment, un compromis entre l'adaptation et le déphasage a été réalisé. En effet, en diminuant la longueur du circuit, son adaptation  $S_{11}$ , pour les basses valeurs de la capacité totale  $C_T$ , est meilleure contrairement à la phase qui diminue fortement dans cette plage de valeur de capacité totale représentée dans les 8 premières lignes du tableau c'est-à-dire quand  $C_T$  varie entre 84 fF et 122 fF. Passée cette valeur, l'adaptation est nettement meilleure et reste, dans tous les autres états, inférieure à -15 dB.

Pour les pertes d'insertion il fallait aussi faire un compromis entre ces derniers et la phase de chaque état. D'après le tableau, les pertes varient entre 1,66 dB et 2 dB dans la même plage de valeur de  $C_T$  qui varie entre 84 fF et 122 fF ensuite les pertes diminuent et restent inférieures à 1,46 dB pour les autres états.

Concernant le déphasage, nous pouvons constater qu'entre le premier état 000 et le dernier état 111 du déphaseur,  $\Delta\varphi$  atteint les 166° et non pas les 189° estimés dans la partie de la simulation de la charge LC. Ceci est probablement dû au fait de diminuer la largeur de la charge, mais aussi à l'optimisation du circuit et au compromis entre les pertes et la phase. En effet, en faisant varier la longueur et la largeur du circuit, nous pouvons augmenter le déphasage mais aussi augmenter fortement les pertes d'insertion ainsi et dégrader l'adaptation du circuit. Par conséquent, les résultats présentés sont les meilleurs que nous avons pu atteindre en ayant une bonne adaptation, moins de pertes et un déphasage important.



### III.3.7. Conception et Simulation d'un Déphaseur avec des Switchs PCM

#### III.3.7.1. Les Switchs PCM

Les matériaux à changement de phase (PCM) à base de chalcogénure ont été largement utilisés dans les applications de supports de stockage optique et dans les dispositifs à mémoire non volatile [23], [24]. Au cours des dernières années, il y a eu un grand intérêt à exploiter la technologie PCM, en particulier le tellure de germanium (GeTe) et ses alliages, pour les applications dans les radiofréquences [25], [26]. Cette technologie PCM a le potentiel de réaliser des commutateurs RF, avec des performances comparables à celles des commutateurs MEMS RF, en offrant l'avantage de minimiser les problèmes de fiabilité. Dans cette partie, une explication brève de ces composants sera détaillée et une référence des composants qui seront utilisés dans le chapitre suivant sera donnée.

##### III.3.7.1.1. Le Principe de Fonctionnement des Switchs PCM

Les PCM ont la propriété unique de commutation réversible entre l'état amorphe et l'état cristallin après une application thermique spécifique en utilisant des impulsions électriques, optiques ou autres sources par effet Joules. Quand les atomes sont disposés de manière désordonnée le PCM est à l'état amorphe, tandis que quand les atomes sont organisés de manière ordonnée le PCM passe à l'état cristallin [27].

Le GeTe est le matériau idéal pour les applications RF en raison de sa nature de bi-stabilité ainsi que sa nécessité d'une courte durée d'impulsion pour le faire commuter d'un état à un autre. La transition d'un état cristallin (état ON) à l'état amorphe (état OFF) est obtenue en chauffant le PCM à une température qui dépasse sa température de fusion  $T_m$ . L'état cristallin est obtenu quand le PCM est chauffé à une température qui dépasse sa température de cristallisation  $T_c$ , comme montré sur la Figure III-36 [28].

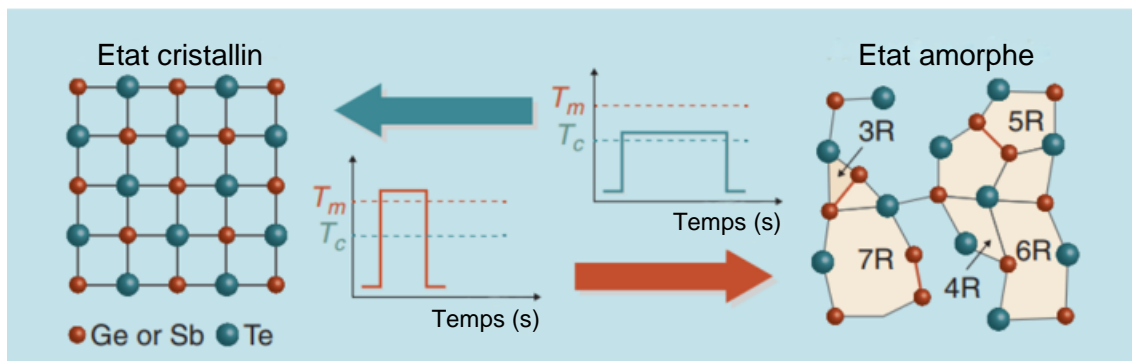


Figure III-36 : Commutation réversible des PCM en appliquant un pulse électrique.

Le switch PCM RF fonctionne comme un commutateur MEMS ohmique, c'est-à-dire qu'à son état OFF, il empêche la transmission du signal et est représenté par une capacité  $C_{off}$ . Ensuite, à son état ON, il permet la transmission du signal RF et il est équivalent à une résistance  $R_{ON}$ . Il est important d'optimiser les films minces du GeTe pendant son développement afin d'atteindre des hautes performances avec de faibles pertes d'insertion à l'état ON et une isolation élevée à l'état OFF. En effet, si le développement du film GeTe est de mauvaise qualité, la résistance créée à l'état cristallin sera plus faible.

### III.3.7.1.2. Propriétés des Switch PCM

L'utilisation de la technologie PCM pour les commutateurs RF est intéressante car elle offre plusieurs avantages [23][24] :

- La capacité de garder un état cristallin ou un état amorphe sans avoir besoin d'une polarisation externe continue.
- Des pertes d'insertions faibles et une bonne isolation
- Une petite taille (inférieure à  $0,25 \text{ mm}^2$ ) et une bonne fiabilité
- Un temps de commutation rapide ( $0,1 - 10 \mu\text{s}$ )
- Sa facilité d'intégration monolithique avec d'autres circuits RF
- Un nombre de cycles de commutation qui dépasse le un milliard
- Une stabilité remarquable dans les deux états, à une température ambiante

### III.3.7.1.3. Le Switch PCM Utilisé dans ces Travaux

La conception d'un déphaseur représente une grande partie de notre projet de thèse. Un commutateur RF utilisant un matériau à changement de phase, avec circuit de polarisation de découplage intégré, a été optimisé, fabriqué et mesuré dans notre laboratoire XLIM. Les résultats de mesures et les explications sont détaillés dans cet article [30]. Ce commutateur ohmique sera utilisé pour la conception du déphaseur.

Une photo microscopique du circuit entier ainsi qu'un zoom sur la partie active du PCM sont représentés sur la Figure III-37. Quand le commutateur est à l'état OFF, c'est-à-dire à l'état amorphe, sa capacité  $C_{off}$  est de 5 fF. Ensuite, quand il passe à l'état ON, c'est-à-dire à l'état cristallin, il est équivalent à une résistance  $R_{on}$  de 5,5 ohms. Son isolation est supérieure à 17 dB jusqu'à une fréquence de 40 GHz et ses pertes d'insertion ne dépassent pas les 1 dB jusqu'à une fréquence de 28 GHz.

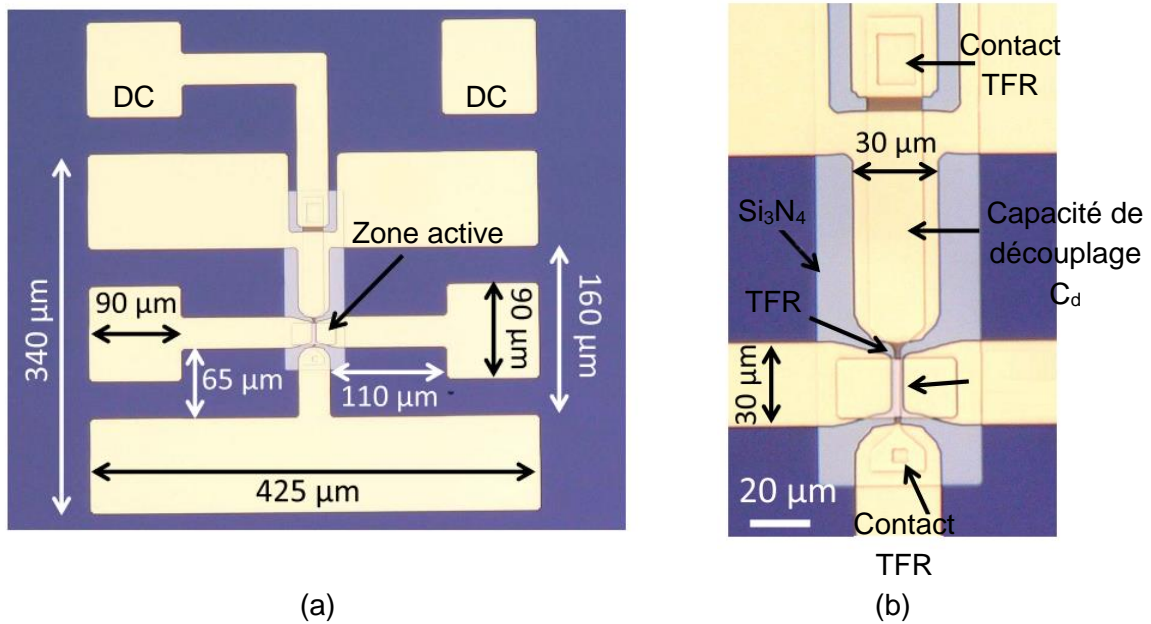


Figure III-37 : Photographie microscopique du switch PCM entier (a) et zoom sur la zone active ;

### III.3.7.2. Simulation du Coupleur de Lange

Les capacités MEMS qui ont été utilisées dans le déphaseur précédent sont des MEMS capacitifs et représentent deux valeurs de capacités, qui permettent de réaliser un déphasage de 180° à l'aide d'une self en série. Dans cette partie, la conception d'un déphaseur qui intègre des switches résistifs à base de matériaux à changement de phase PCM, détaillés dans la partie précédente, a été testée.

Le layout du coupleur de Lange seul a été optimisé au niveau des ponts qui ont pour fonction l'amélioration de la distribution de la masse aux fréquences RF des lignes coplanaires. Les paramètres géométriques de ces ponts ont été modifiés afin de préparer l'insertion des switches PCM par la suite. Sur la Figure III-38 nous représentons le coupleur de Lange adapté au substrat des switches PCM en gardant les mêmes paramètres géométriques que celui représenté sur la Figure III-8.

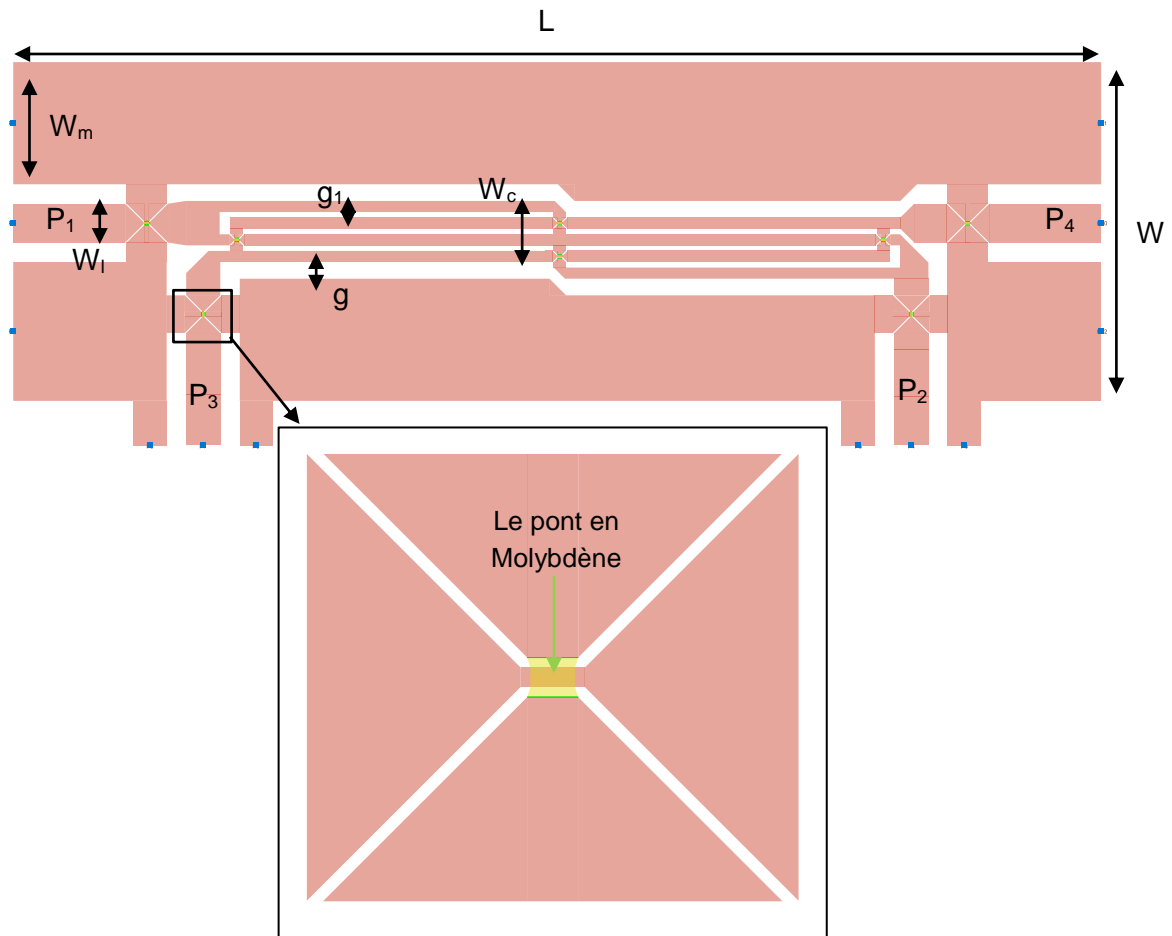


Figure III-38 : Layout du coupleur de Lange avec des ponts adaptés pour l'insertion des switches PCM avec une capture zoomée sur les ponts en Molybdène.

Avec,

$L$  : La longueur du coupleur de Lange ;  $L = 1950 \mu\text{m}$

$W$  : La largeur du coupleur de Lange ;  $W = 610 \mu\text{m}$

$W_1$  : La largeur de la ligne RF ;  $W_1 = 70 \mu\text{m}$

$W_m$  : La largeur de la masse ;  $W_m = 220 \mu\text{m}$

$W_c$  : La largeur des lignes de couplage ;  $W_c = 140 \mu\text{m}$

$g$  : Le gap entre la ligne RF et la masse ;  $g = 30 \mu\text{m}$

$g_1$  : Le gap entre les lignes de couplage ;  $g_1 = 10 \mu\text{m}$

Les résultats de simulation des paramètres S du coupleur de Lange sont représentés sur la Figure III-39. Dans le port d'entrée  $P_1$  et le port d'isolation  $P_4$ , le circuit présente des pertes de réflexion  $S_{11}$  de -23 dB et une isolation  $S_{41}$  et -18 dB. Les pertes

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

d'insertion  $S_{21}$  simulées au niveau du port de transmission  $P_2$  sont de 4 dB et le couplage simulé au niveau du port de couplage  $P_3$  est de 3 dB. Le déphasage  $\Delta\phi$  entre le port de couplage et le port de transmission est de  $90,2^\circ$ . Le coupleur répond alors aux critères d'un coupleur en quadrature de phase avec 3 dB de couplage.

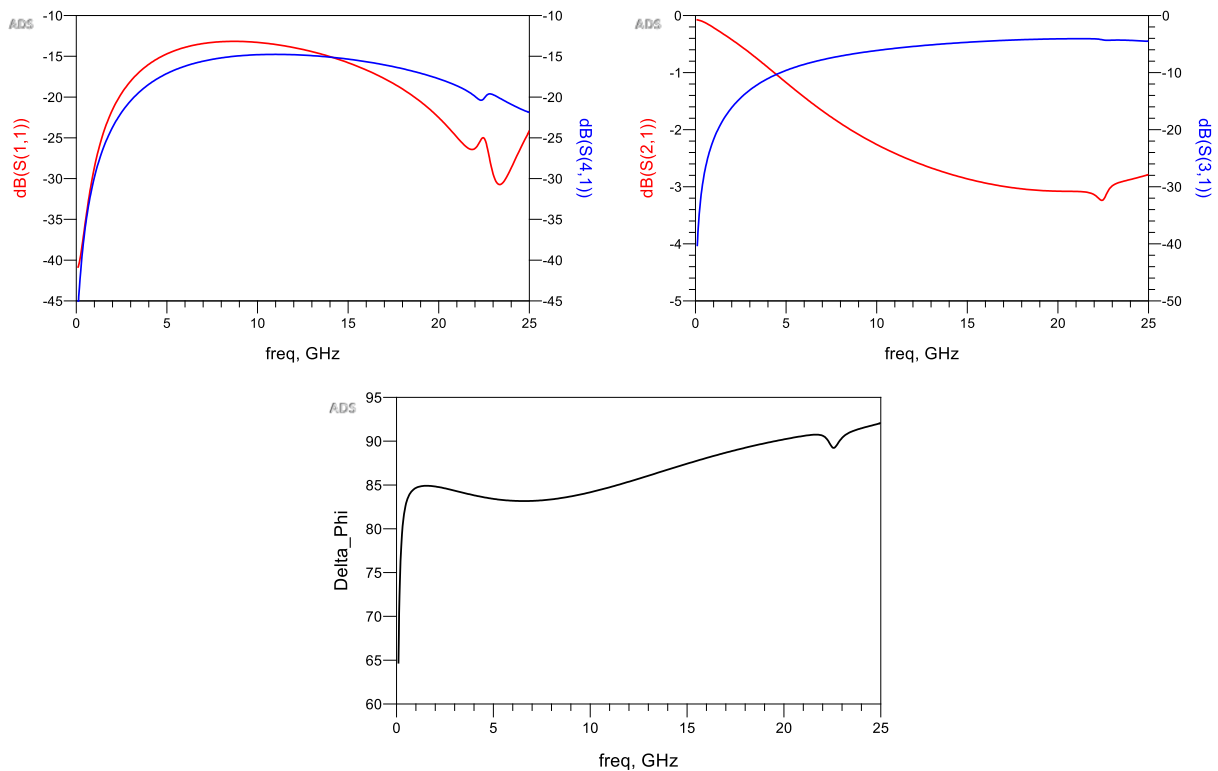


Figure III-39 : Les résultats de simulation des paramètres S du coupleur de Lange adapté au substrat des switches PCM.

La comparaison entre les résultats de simulation du coupleur de Lange adapté au substrat des capacités MEMS et les résultats de simulation du coupleur de Lange sur le substrat des switches PCM est représentée dans le Tableau 9.

En analysant les résultats, nous pouvons remarquer qu'avec le substrat silicium haute résistivité pour les PCM, le coupleur a un fonctionnement correct. Néanmoins, nous remarquons une meilleure transmission dans le port de transmission  $P_2$  avec le coupleur de Lange sur le substrat des MEMS et un déphasage plus stable dans notre plage de fréquence comme cela est montré sur la Figure III-9.

	S11	S41	S21	S31	Delta_Phi
<b>Substrat des MEMS</b>	-18 dB	-18 dB	-3,4 dB	-3,8 dB	93°
<b>Substrat des PCM</b>	-23 dB	-18 dB	-4 dB	-3 dB	90,2°

Tableau 9 : Tableau comparatif entre le coupleur de Lange sur substrat MEMS et le coupleur de Lange sur substrat PCM.

### III.3.7.3. Simulation du Coupleur de Lange avec les Switchs PCM à la Charge

Dans la suite, les capacités variables MEMS, sont remplacées par les switchs à changement de matériaux PCM détaillés dans le chapitre précédent. Les deux charges ont la même valeur de réactance et ont été insérées dans le port de couplage et le port de transmission du coupleur de Lange. Afin de pouvoir comparer les résultats des deux différents déphaseurs (celui avec les MEMS et celui avec les PCM), une première simulation avec les ponts de liaison en Or a été effectuée ensuite une deuxième simulation avec les ponts de liaison en Molybdène a été étudiée, qui peuvent être intégrés directement sans changer le procédé de fabrication. Les résultats de simulation ainsi que l'explication des pertes du circuit sont détaillés dans les paragraphes suivants.

#### III.3.7.3.1. Simulation du Déphaseur avec les Ponts à Air en Or

Le layout du déphaseur avec des PCM à la charge est représenté sur la Figure III-40 (a). Pour pouvoir bien comparer les deux types de déphaseur, une première simulation avec les ponts à air en Or a été réalisée. Sur la Figure III-40 (c), une coupe transversale du pont à air a été représentée. Le pont a été simulé comme précédemment sur 525  $\mu\text{m}$  de Silicium haute résistivité couvert par 100 nm de Dioxyde de Silicium  $\text{SiO}_2$ . Ensuite, 1  $\mu\text{m}$  de couche métallique en Or, représentant la ligne coplanaire, est déposée. Enfin, on dépose une dernière couche de métallisation de 1  $\mu\text{m}$  en Or séparée d'un gap d'air de 1,5  $\mu\text{m}$  de la ligne coplanaire, pour former les ponts à air.

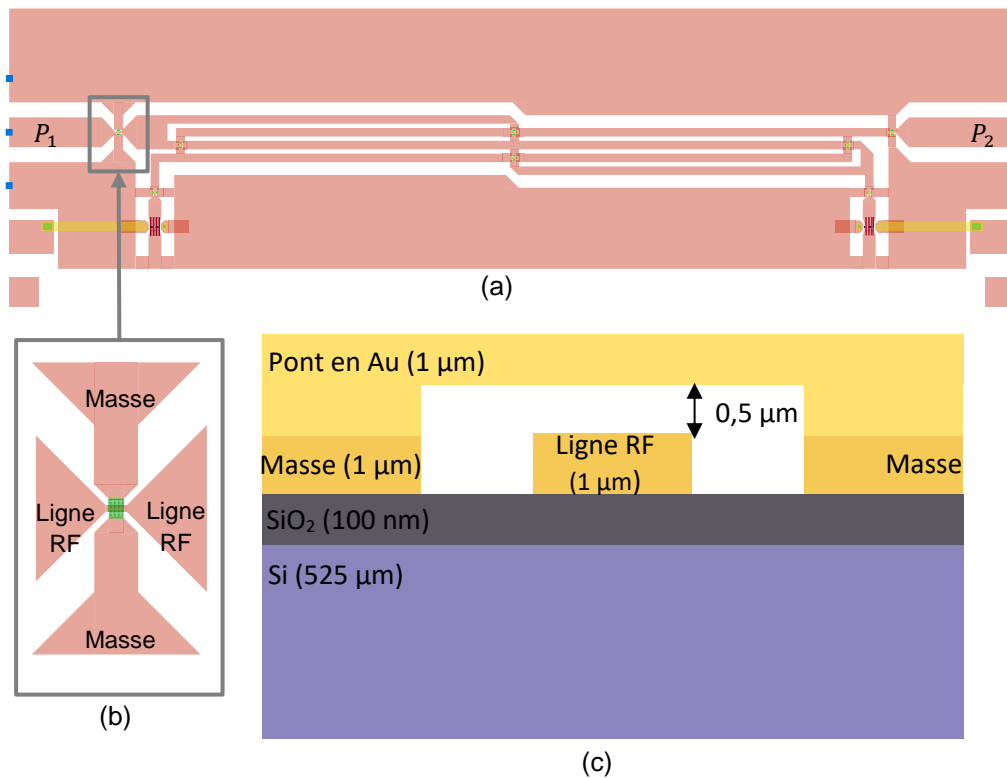


Figure III-40 : Le Layout du déphaseur avec les PCM à la charge (a) ; Une capture du layout du pont à air en Or zoomée (b) et la coupe transversale du pont (c).

A 20 GHz, quand les PCM sont à l'état amorphe, c'est-à-dire quand le déphaseur est chargé par une capacité très petite, le déphaseur a des pertes d'insertion  $S_{21}$  de 1,4 dB, une adaptation  $S_{11}$  de 9,7 dB et  $168^\circ$  de phase, tel que montré sur la Figure III-41 (a). En actionnant les PCM à l'état cristallin, c'est-à-dire quand le déphaseur est chargé par un court-circuit, la Figure III-41 (b) représente des pertes d'insertion  $S_{21}$  qui augmentent à 12,6 dB, une adaptation  $S_{11}$  qui s'améliore à -23,8 dB et une phase de  $417^\circ$ . Le déphasage est calculé en faisant la différence de phase entre l'état amorphe et l'état cristallin des PCM donnant un  $\Delta\varphi$  de  $249^\circ$ .

Dans le Tableau 10, la comparaison entre les résultats de simulation du déphaseur avec des MEMS à la charge et les résultats de simulation du déphaseur avec des switches PCM est représentée.

L'analyse des deux résultats de simulation montre que le déphaseur avec les MEMS offre des meilleurs résultats des paramètres S. En effet, les PCM engendrent beaucoup de pertes de réflexion  $S_{11}$  à l'état OFF (état amorphe) et beaucoup de pertes à l'état ON (état cristallin) contrairement aux MEMS qui montrent des résultats considérables à 20 GHz et permettent également d'obtenir le déphasage souhaité  $\Delta\varphi$  de  $180^\circ$ .

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

D'après les mesures qui ont été faites à XLIM [30], les 12 dB de pertes du déphaseur avec les PCM à l'état ON ont probablement été causées par la dissipation du signal dans la résistance du Heater (le Molybdène) ainsi qu'à sa liaison à la masse qui forme une self. Afin de diminuer ces pertes, ils proposent de diminuer la valeur de la résistance du heater.

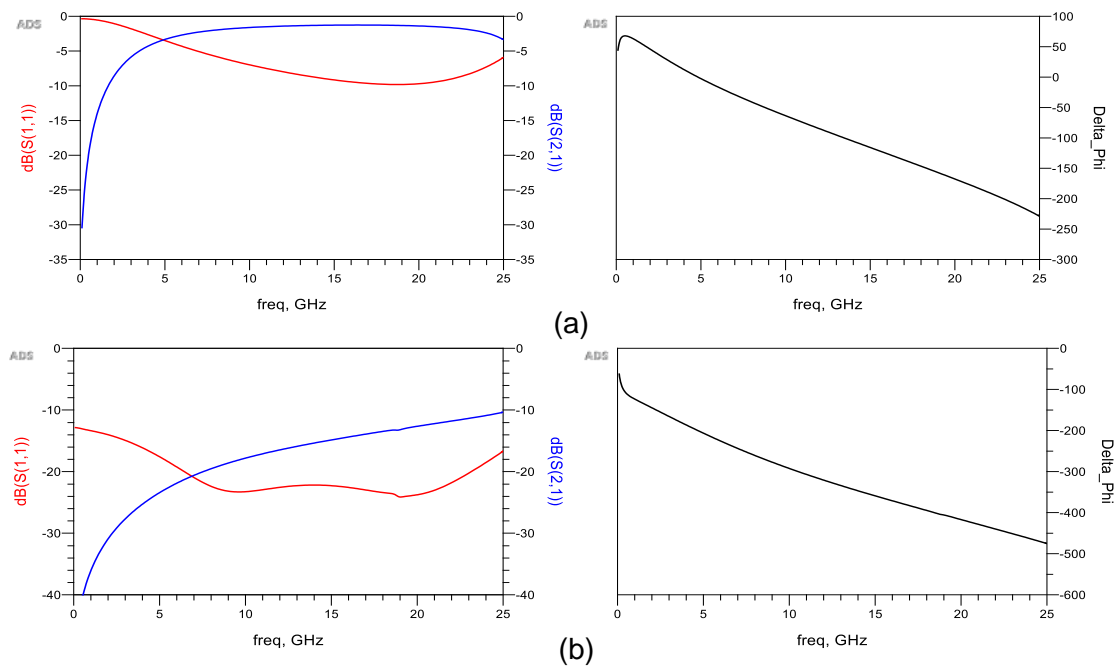


Figure III-41 : Les résultats de simulation du déphaseur avec les PCM à l'état Amorphe (a) et à l'état Cristallin (b), avec les ponts en Or.

	Déphaseur avec MEMS	Déphaseur avec PCM
<b>S<sub>21</sub> à l'état OFF (CO)</b>	-0,5 dB	-1,4 dB
<b>S<sub>11</sub> à l'état OFF (CO)</b>	-23 dB	-9,7 dB
<b>S<sub>21</sub> à l'état ON (CC)</b>	-0,8 dB	-12,6 dB
<b>S<sub>11</sub> à l'état ON (CC)</b>	-43 dB	-23,8 dB
<b>Le <math>\Delta\phi</math> entre les deux états</b>	188°	249°

Tableau 10 : Tableau comparatif entre les résultats de simulations des deux déphaseurs.



### III.3.7.3.2. Simulation du Déphaseur avec les Ponts de Couplage en Molybdène

Dans la partie qui suit, les ponts à air en Or sont remplacés par des ponts en Molybdène. La coupe transversale des ponts est montrée sur la Figure III-42 (c). Cette configuration permet de diminuer le nombre de niveaux des masques de fabrication car le procédé de fabrication des switch PCM contient déjà un niveau de métallisation en Molybdène, qui est isolé des lignes de signal.

Le pont a été simulé sur un substrat en Silicium haute résistivité d'une épaisseur de  $525\ \mu\text{m}$  recouvert de  $100\ \text{nm}$  de Dioxyde de Silicium. Une première couche métallique de  $60\ \text{nm}$  en Molybdène, ayant une conductivité de  $2.9 \times 10^6$ , est déposée par pulvérisation cathodique à courant continu. Ensuite, une deuxième couche de  $60\ \text{nm}$  de diélectrique SiN est déposée par PECV (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition). L'étape suivante consiste à déposer une couche de  $100\ \text{nm}$  de GeTe par pulvérisation cathodique à courant continu. Dans une dernière étape, une couche de métallisation de  $1\ \mu\text{m}$  en Or est déposée en utilisant une technique de Lift-Off.

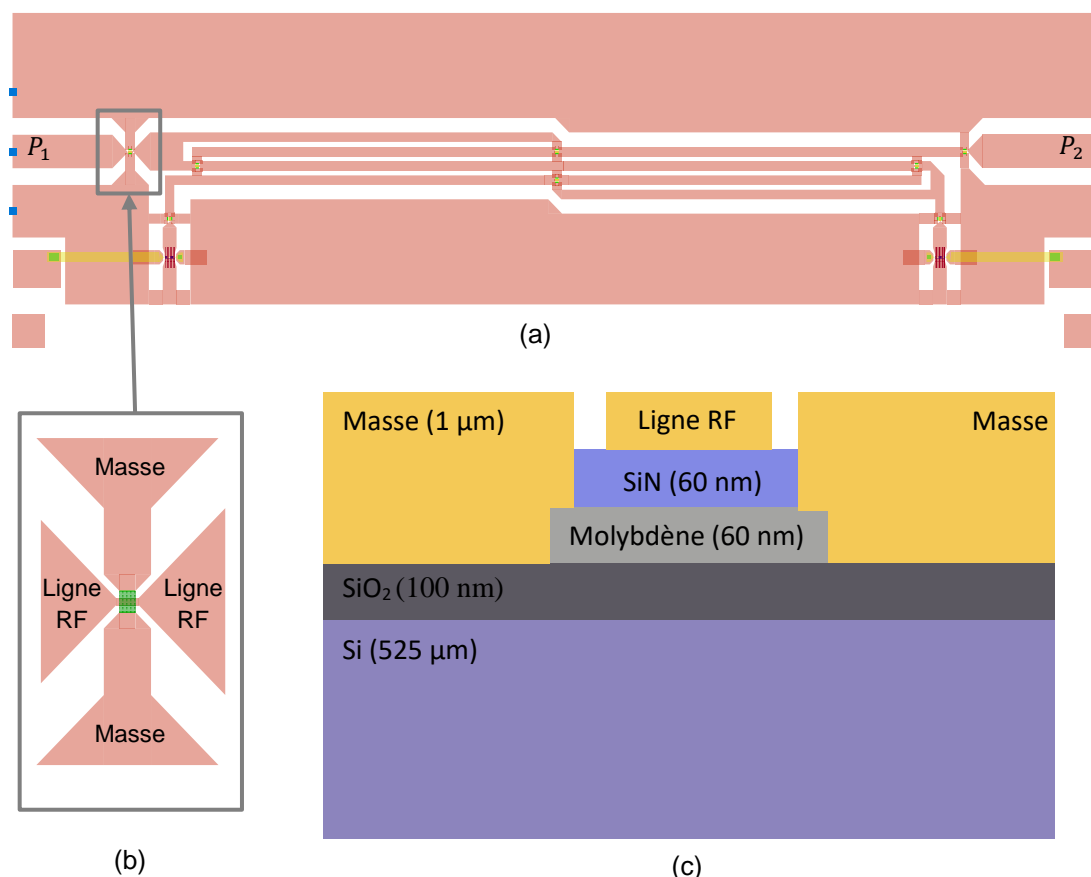


Figure III-42 : Le Layout du déphaseur chargé par des switch PCM (a) ; Une capture du layout du pont à air en Molybdène zoomé (b) et la coupe transversale du pont en Molybdène (c).

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

Les résultats de simulation du déphaseur avec les PCM à l'état amorphe, sont représentés sur la Figure III-43 (a) et montrent des pertes d'insertion  $S_{21}$  de 2,6 dB, une adaptation  $S_{11}$  de -15,5 dB et une phase  $\varnothing = 194^\circ$ . Ensuite, en passant les switches PCM à l'état cristallin, les résultats de simulation sont détaillés sur la Figure III-43 (b) et montrent des pertes d'insertion  $S_{21}$  de 3,2 dB, une adaptation  $S_{11}$  de -17 dB et une phase  $\varnothing = 414^\circ$ . Le déphasage  $\Delta\varnothing$  est calculé entre les deux états (amorphe et cristallin) et donne  $220^\circ$ .

Nous déduisons alors qu'avec les switches PCM nous pouvons obtenir  $180^\circ$  de déphasage facilement néanmoins il est nécessaire d'améliorer les pertes d'insertions ainsi que l'adaptation du déphaseur.

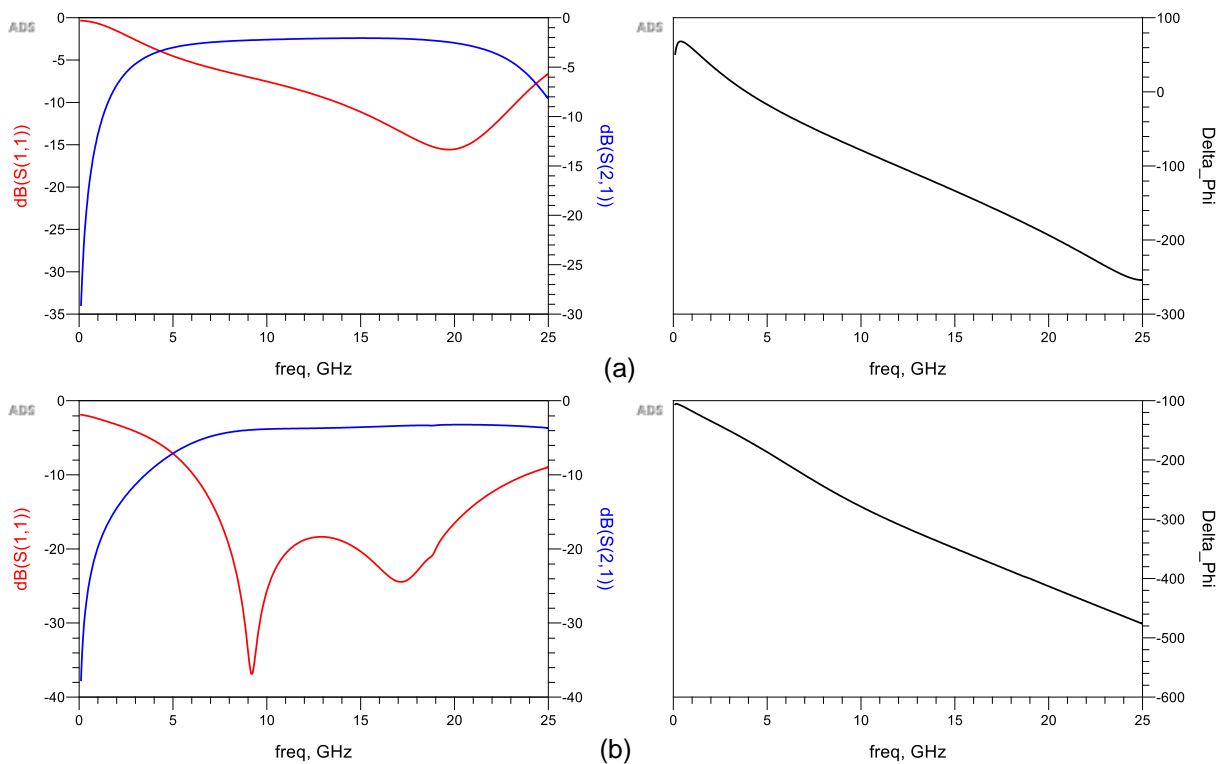


Figure III-43 : : Les résultats de simulation du déphaseur avec les PCM à l'état Amorphe (a) et à l'état Cristallin (b), avec les ponts en Molybdène.

Le Tableau 11 montre une comparaison entre les résultats de simulation du déphaseur avec les PCM utilisant des ponts en Or et les résultats de simulation du déphaseur avec les PCM avec les ponts en Molybdène. L'utilisation du Molybdène permet non seulement de gagner en niveaux de masques mais aussi d'améliorer l'isolation quand les PCM sont à l'état amorphe et les pertes d'insertion quand les PCM sont à l'état cristallin. Malgré ces améliorations, le déphaseur avec la charge LC utilisant des capacités variables MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> montre beaucoup moins de pertes d'insertion

### Chapitre III. Conception et Simulation d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en utilisant un coupleur hybride et des commutateurs MEMS ou PCM

ainsi qu'une meilleure isolation qu'avec les PCM dans les deux configurations des ponts.

	Déphaseur avec PCM et ponts en Or	Déphaseur avec PCM et ponts en Molybdène
<b>S<sub>21</sub> à l'état OFF ( CO)</b>	-1,4 dB	-2,6 dB
<b>S<sub>11</sub> à l'état OFF ( CO)</b>	-9,7 dB	-15,6 dB
<b>S<sub>21</sub> à l'état ON ( CC)</b>	-12,6 dB	-3,2 dB
<b>S<sub>11</sub> à l'état ON ( CC)</b>	-23,8 dB	-17 dB
<b>Le <math>\Delta\theta</math> entre les deux états</b>	249°	220°

Tableau 11 : Tableau comparatif entre les résultats de simulations des deux déphaseurs

#### III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, différents types de commutateurs ont été utilisés pour concevoir et analyser un déphaseur en réflexion. Le principe de ce type de déphaseur consiste à utiliser un coupleur hybride, précisément le coupleur hybride de Lange à quadrature de phase. Ce coupleur est défini par quatre ports, un premier port P<sub>1</sub> où le signal RF est inséré, un deuxième port P<sub>2</sub> qui donne le signal transmis, un troisième port P<sub>3</sub> qui permet d'analyser le couplage et un dernier port P<sub>4</sub> qui représente l'isolation du circuit. Le coupleur utilise le principe des lignes couplées pour obtenir le phénomène de couplage de 3 dB que nous visualisons au niveau du port P<sub>3</sub>.

Le coupleur est dit à quadrature de phase car il engendre un déphasage de 90° entre le port de transmission P<sub>2</sub> et le port de couplage P<sub>3</sub>. Ensuite, en insérant deux charges ayant la même réactance dans le port de transmission et le port de couplé du coupleur de Lange, le signal se réfléchit et est observé au niveau du port d'isolation. Ce dernier remplace par conséquence le port de transmission et permettra de visualiser le déphasage résultant des charges réfléchissantes insérées. Cette configuration permet d'annuler le déphasage de 90° qui a été installé et rend en occurrence les deux signaux qui parviennent du port de transmission et du port de couplage en phase. Et en configurant les réactances des charges insérées dans le déphaseur, le déphasage récupéré au niveau du port d'isolation serait le même que celui fixé par les charges.

Un premier déphaseur à réflexion a été conçu et simulé en utilisant ADS MOMENTUM. Les capacités variables MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> détaillés dans le chapitre précédent ont été utilisées pour contrôler le déphasage souhaité. Ces capacités ont été liées à une self

en série qui a été optimisée pour obtenir un déphasage de  $180^\circ$  entre les deux états des MEMS, c'est-à-dire entre l'état ON et l'état OFF. Le circuit LC a été testé et optimisé dans une première étape dans un schéma électrique sur ADS. Ensuite, après avoir fixé les réactances qui permettent d'obtenir les  $180^\circ$  de déphasage, le layout de la charge a été dessiné en utilisant MOMENTUM. La dernière étape consistait à insérer les charges dans le coupleur et le simuler. Les résultats obtenus de ce déphaseur répondaient à nos attentes et ont montré des pertes d'insertion inférieures à 0,9 dB, une isolation supérieure à 23 dB et enfin un déphasage de  $188^\circ$  entre les deux états des MEMS.

Dans le deuxième déphaseur, des capacités variables MEMS Au/SiN ont été utilisées dans la charge. Dans le premier circuit, 3 capacités ont été insérées pour former un déphaseur à 2 bits. Ce dernier a montré des pertes d'insertion entre 1 dB et 1,9 dB, une isolation supérieure à 16 dB et un déphasage de  $0^\circ$ ,  $96^\circ$  et  $185^\circ$ . Dans le dernier déphaseur, 7 capacités variables MEMS ont été utilisées pour former un déphaseur 3 bits. Le circuit a montré des pertes d'insertion inférieures à 2 dB et une isolation qui varie de 10 dB à 33 dB pour les différentes configurations. Concernant le déphasage, il a montré un pas de déphasage régulier de  $7^\circ$  entre les valeurs de capacités  $C_T$  de 84 fF à  $C_T$  égale à 122,5 fF. Passée cette valeur, le déphasage n'était plus constant entre deux états successifs. De plus, nous remarquons que ce circuit n'a pas atteint les  $180^\circ$  entre le premier et le dernier état, ceci est dû au fait qu'un compromis entre la phase et les pertes devait être mis en place pour avoir les meilleurs résultats possibles.

Ensuite, une explication brève du principe de fonctionnement des commutateurs RF à base de matériaux à changement de phase (PCM), a été donnée. Un commutateur RF PCM qui a été conçu, fabriqué et mesuré à XLIM a montré de hautes performances RF. D'où notre intérêt à l'utiliser dans nos circuits électroniques et analyser leurs réponses.

Le dernier déphaseur a donc été conçu en utilisant les switchs PCM. Grâce à la valeur faible de la capacité et de la résistance du switch PCM, nous avons estimé que le déphaseur montrerait moins de pertes. En passant par les mêmes étapes de conception que celles du déphaseur précédent, ce circuit a montré des pertes entre 2,6 dB et 3,2 dB, une bonne adaptation supérieure à 15 dB et un déphasage de  $220^\circ$ .

Pour conclure, les différents déphaseurs utilisant des MEMS ont donné de meilleurs résultats que celui avec les PCM. En effet, le Molybdène utilisé dans le substrat des PCM pour construire les ponts a engendré plus de pertes. Dans le futur, des déphaseurs à base de MEMS pourraient être conçus dans le but d'avoir un pas de déphasage plus régulier pour chaque différent état.



# **Chapitre IV. Conception d'un Tuner 3 Bits Reconfigurable en Utilisant des Commutateurs MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>**

---

### IV.1. Introduction

Au cours des dernières années, les tuners d'impédance utilisant la technologie MEMS ont suscité un grand intérêt grâce à leur potentiel d'adaptation d'impédance amélioré. Ils ont montré une meilleure linéarité et une meilleure tenue en puissance par rapport aux tuners utilisant des composants d'adaptation à l'état solide [44][45]. Actuellement, ces adaptateurs d'impédance sont largement utilisés dans les applications de communications sans fil et jouent un rôle important dans la réalisation des systèmes multi-bandes intelligents pour les front-ends RF des antennes. En effet, ils compensent les variations d'impédance de l'antenne lors de la commutation de sa bande de fréquence. De tels systèmes ont également l'avantage de s'adapter dynamiquement aux variations de la température ainsi qu'aux niveaux de puissance de sortie. Outre cela, ils assurent un transfert de puissance optimal et une efficacité maximale du système [46][47].

Dans ce chapitre, la conception d'un tuner à base de réseaux L-C à base de commutateurs MEMS RF, détaillés dans le chapitre précédent, sera présentée. Sa conception va se baser sur le cahier de charges d'un transistor HEMT GaN CGH40010F de WolfSpeed. La fréquence de travail est choisie à 5 GHz en raison de ses performances à cette fréquence.

### IV.2. Le Principe de Fonctionnement d'un Adaptateur d'impédance LC

L'adaptation d'impédance permet de transformer une impédance d'entrée à une autre impédance, en utilisant des éléments localisés tels que les inductances et les capacités ou des stubs. Cette adaptation sert à maximiser la puissance transmise d'une source vers une charge, d'une valeur différente. Elle peut également être utilisée dans les antennes ou les amplificateurs à faible bruit afin d'améliorer leur rapport signal/bruit (SNR). Outre cela, l'adaptation d'impédance permet de réduire les erreurs de phase et d'amplitude dans un réseau de distribution de puissance comme dans les antennes.

Il existe plusieurs facteurs qui peuvent influencer le choix d'un réseau d'adaptation :

- **La complexité** : Il est généralement préférable de conserver une architecture la plus simple possible. En effet, un design simple est moins coûteux, plus fiable et offre généralement moins de pertes.
- **La largeur de bande** : Les réseaux peuvent théoriquement donner adaptation parfaite avec un coefficient de réflexion  $\Gamma = 0$  à une ou plusieurs fréquences. Cependant, il faut souvent que l'adaptation soit maintenue sur une large bande de fréquences.
- **L'implantation** : Selon le type de technologies de réalisation utilisées, certains circuits sont plus faciles à implanter.

Un réseau d'adaptation en L est parmi les plus simples à mettre en œuvre et nous l'utiliserons pour concevoir le Tuner. Ce type de réseau peut avoir 8 configurations possible en utilisant des inductances et des capacités. Le choix dépend de la position du coefficient de réflexion  $\Gamma$  du circuit à adapter sur l'abaque de Smith.

Dur la Figure IV-1, un schéma électrique d'un adaptateur d'impédance en L, utilisant une inductance variable et une capacité variable, est représentée. L'objectif est de faire transmettre le maximum de puissance à la charge insérée  $Z_L$ . Pour ce faire, il faut que l'impédance d'entrée  $Z_s$  soit égale à l'impédance  $Z_L$  conjuguée. Les deux éléments localisés utilisés dans le réseau présentent, idéalement, une impédance purement imaginaire. Par conséquent, il faut que la réactance  $X_T$  du bloc du tuner soit égale au conjugué de la réactance  $X_L$  de la charge.

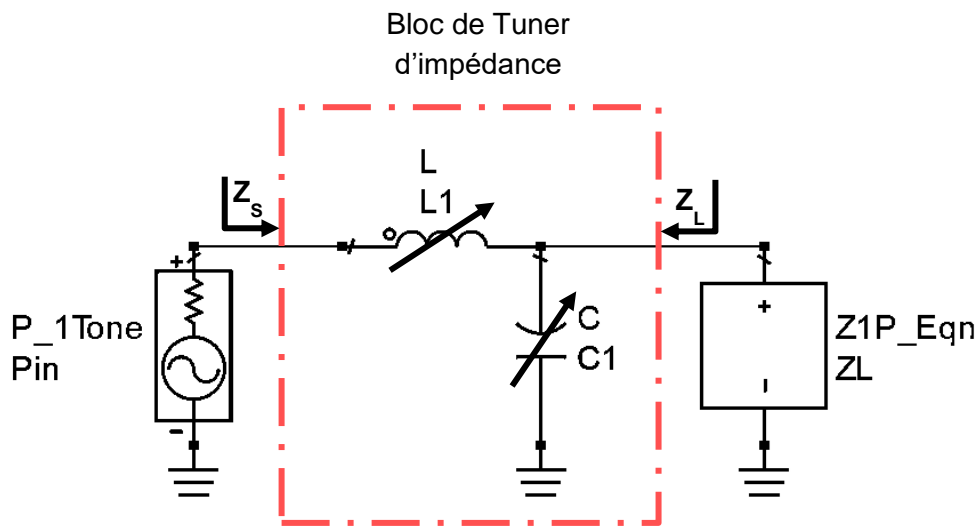


Figure IV-1 : Réseau d'adaptation d'impédance en L, utilisant une inductance variable et une capacité variable.

Le réseau d'adaptation sera conçu à une fréquence choisie de 5 GHz pour adapter le transistor HEMT GaN CGH40010F et il est montré plus en détails sur la Figure IV-2. L'inductance  $L$  est remplacée par 3 inductances  $L_0$ ,  $L_1$  et  $L_2$ , c'est donc une self à 3 bits. La self  $L_0$  aura une valeur fixe qui représente la valeur initiale du réseau. Les deux autres inductances sont variables et seront conçues en utilisant MOMENTUM ADS. La capacité variable  $C$  est pareillement remplacées par 3 capacité  $C_0$  de valeur fixe,  $C_1$  et  $C_2$  qui sont contrôlées par des commutateurs MEMS RF. C'est un réseau d'adaptation reconfigurable à 3 bits qui permet une adaptation d'impédance dans une large zone de l'abaque de Smith.



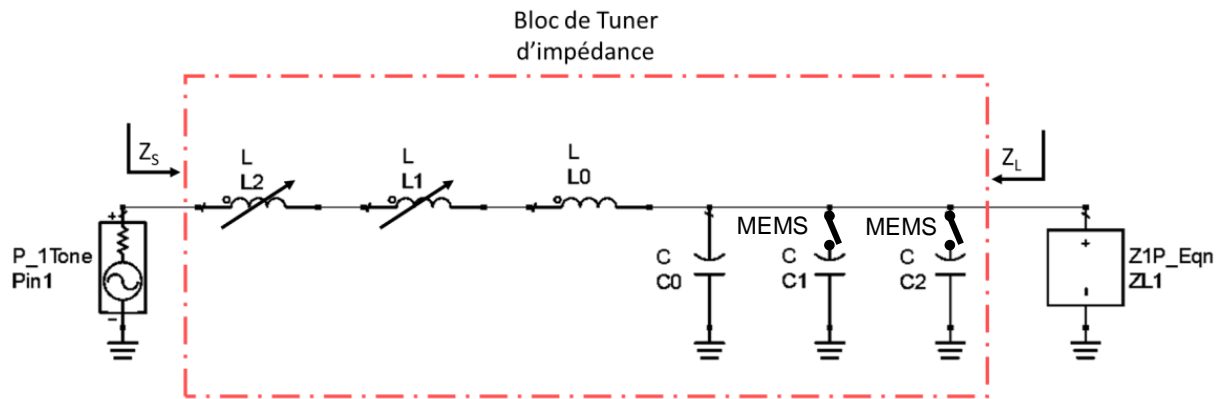


Figure IV-2 : Réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable à 3 bits.

### IV.3. Analyse du Transistor HEMT GaN CGH40010F de WolfSpeed

#### IV.3.1. Analyse DC

Un schéma électrique de l'analyse DC du transistor CGH40010F ainsi que sa caractéristique  $I(V)$  sont représentés sur la Figure IV-3. Cette analyse permet de déterminer le point de fonctionnement optimal du transistor et sa tension de pincement  $V_k$ . D'après les figures, le transistor sera polarisé en classe AB profonde, à environ 5% du courant  $I_{dss}$ , avec  $V_{gs0}$  de 2,95 V et  $V_{ds0}$  de 28 V.

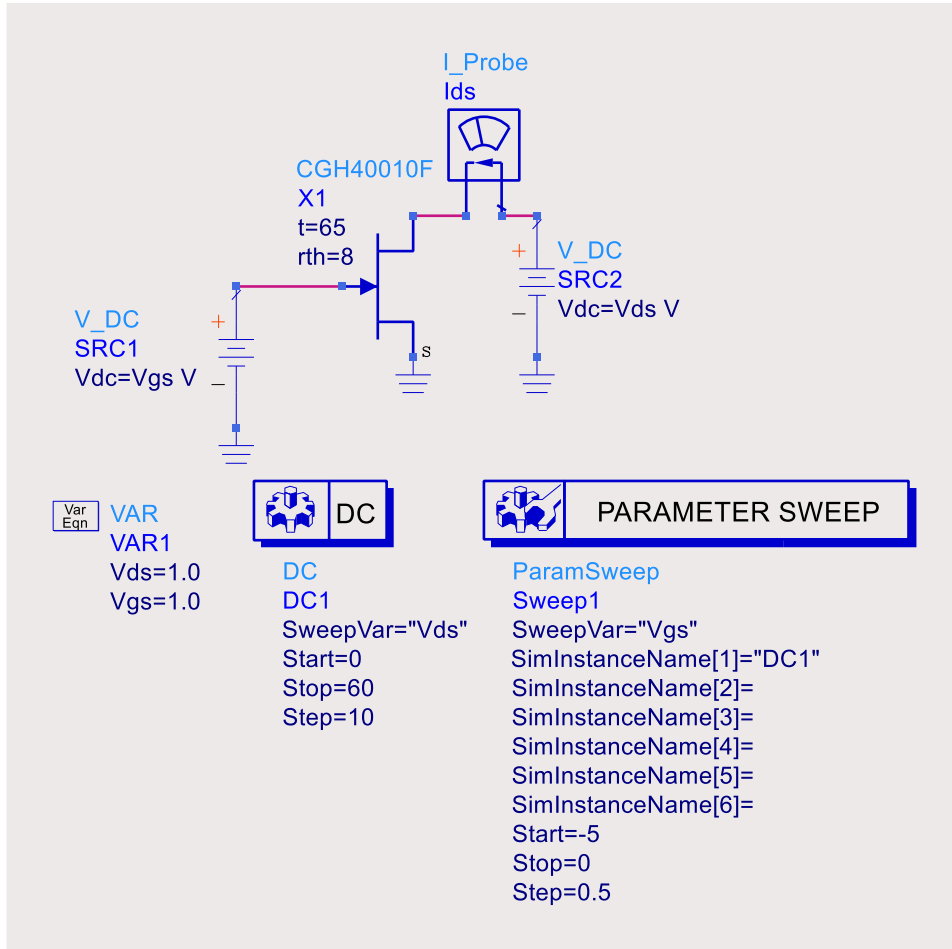
#### IV.3.2. Etude Simplifiée

Nous avons extrait la valeur de l'impédance petit signal d'entrée  $Z_e$  et celle de sortie  $Z_s$ . La simulation des paramètres S du transistor polarisé sur ADS permet de localiser ces impédances sur l'abaque de Smith. Cette approche, limitée, permet de donner un ordre d'idée sur les impédances à adapter en fort signal.

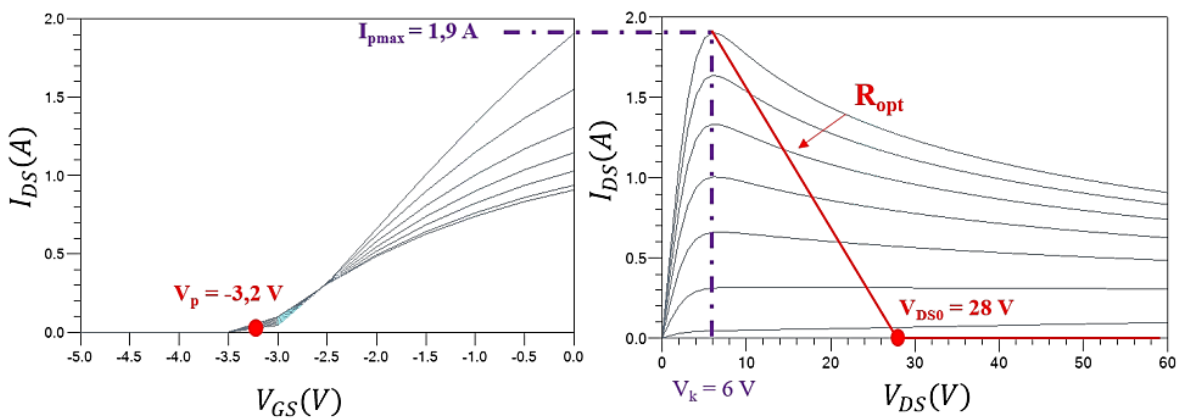
La Figure IV-4 montre le schéma électrique du transistor polarisé avec les résultats de l'étude de ses paramètres S qui donne les impédances d'entrée et de sortie ainsi que leur conjugué complexe.

Comme le montre la Figure IV-4 (a), un filtre RC parallèle, composé d'une capacité de 3 pF et d'une résistance de 30  $\Omega$ , est ajouté du côté de la grille. Sur l'accès de polarisation de la grille, une résistance de 40  $\Omega$  est également ajoutée. Ces éléments ont été ajoutés afin d'assurer la stabilité inconditionnelle du transistor à bas niveau.

L'adaptateur d'impédance qui sera détaillé dans les parties prochaines sera testé pour adapter l'impédance de sortie de ce transistor, avec  $Z_s = 14,7 - j 12$  ohms.

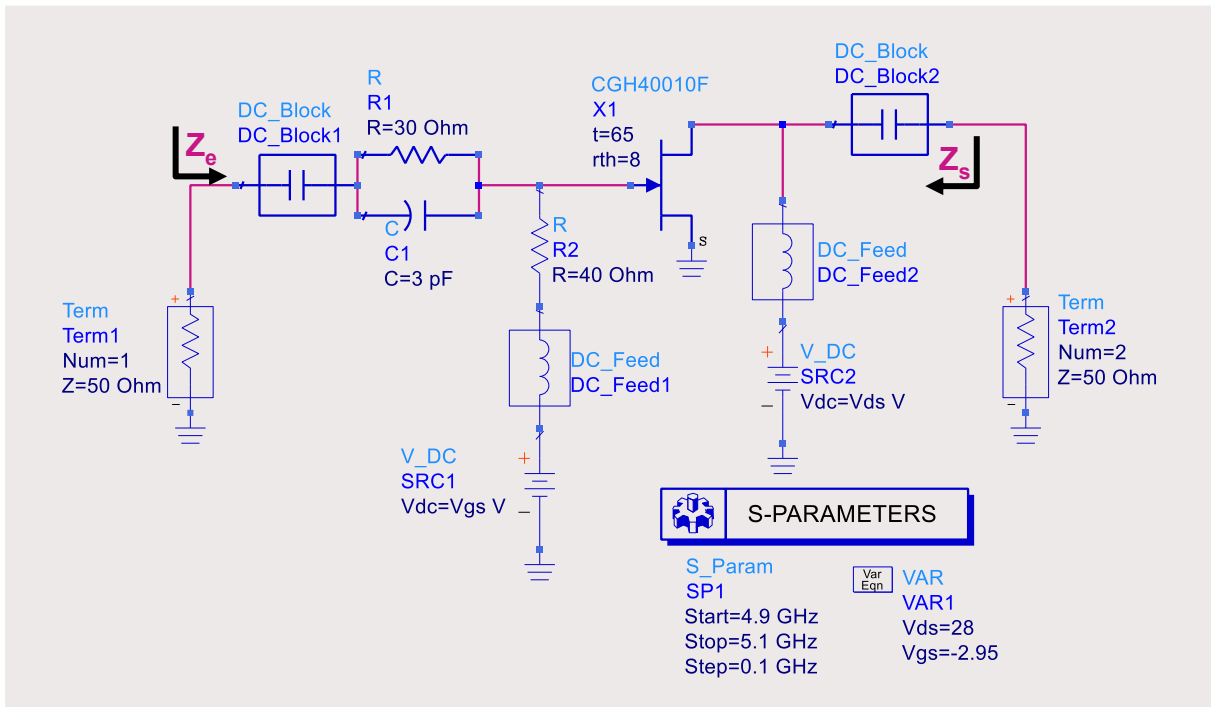


(a)

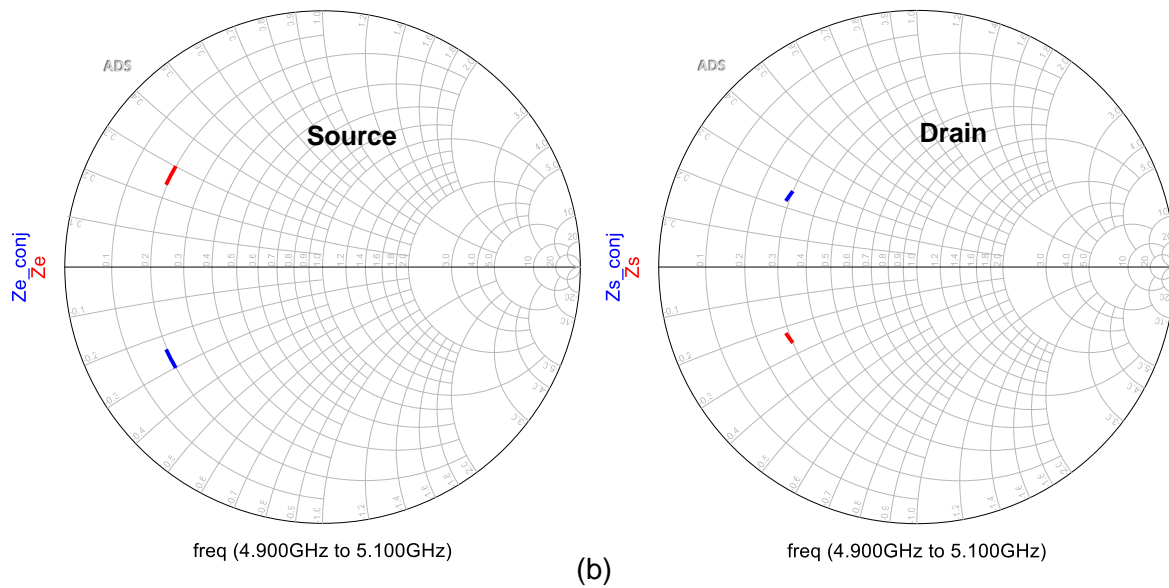


(b)

Figure IV-3 : Schéma électrique d'une analyse DC du transistor CGH40010F (a) et ses caractéristiques  $I_{ds}/V_{ds}$  et  $I_{ds}/V_{gs}$  (b).



(a)



(b)

Figure IV-4 : Schéma électrique du transistor polarisé et stabilisé (a) et les résultats de simulation montrant l'impédance d'entrée, l'impédance de de sortie, ainsi que leurs conjugués complexes (b).

### **IV.3.3. Etude fort Signal**

Cette étude permet d'optimiser les impédances pour avoir le maximum de gain et le maximum du rendement en puissance ajoutée pour une valeur de puissance insérée fixe. Pour ce faire, une simulation Harmonic Balance du transistor CGH40010F est réalisée. Les résultats de simulation sont montrés sur la Figure IV-5. Les équations du gain transluce, le gain en puissance et le rendement PAE sont définis par les équations suivantes :

$$PAE = 100 \times \left( \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}} \right) \quad (26)$$

$$G = P_{OUT} (dBm) - P_{IN} (dBm) \quad (27)$$

A une puissance d'entrée de 30 dBm et à une fréquence de 5 GHz, les impédances d'entrée et de sortie ont été optimisées à  $Z_{IN} = 4,4 + j 21$  Ohms et  $Z_{LOAD} = 9 - j 5,6$  Ohms.

Le transistor a montré une faible sensibilité de ses performances vis-à-vis de la terminaison à l'harmonique 2. Ceci s'explique par l'optimisation de l'encapsulation de la puce dans son boîtier par le fabricant.

### **IV.4. Conception du Tuner 3 Bits sur Momentum**

Comme mentionné précédemment, l'adaptateur d'impédance a été conçu pour adapter une zone précise à une fréquence de travail de 5 GHz. Cette zone a été fixée en prenant en compte l'impédance de sortie  $Z_s$  du transistor CGH40010F. Cette approche a pour but de tester le fonctionnement du Tuner après sa conception. Le circuit sera un adaptateur d'impédance reconfigurable à 3 bits, comme détaillé sur la Figure IV-2.

La première étape consiste à utiliser des éléments localisés (des selfs L et des capacités C) pour obtenir les valeurs exactes du réseau LC qui lui permet d'adapter la zone recherchée sur l'abaque de Smith. Un premier schéma électrique avec les plages de variation des inductances et des capacités ainsi que les résultats des simulations du Tuner dans ses 16 combinaisons possibles, sont représentées sur la Figure IV-6.

# Chapitre IV. Conception d'un Tuner Reconfigurable en Utilisant des Commutateurs MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

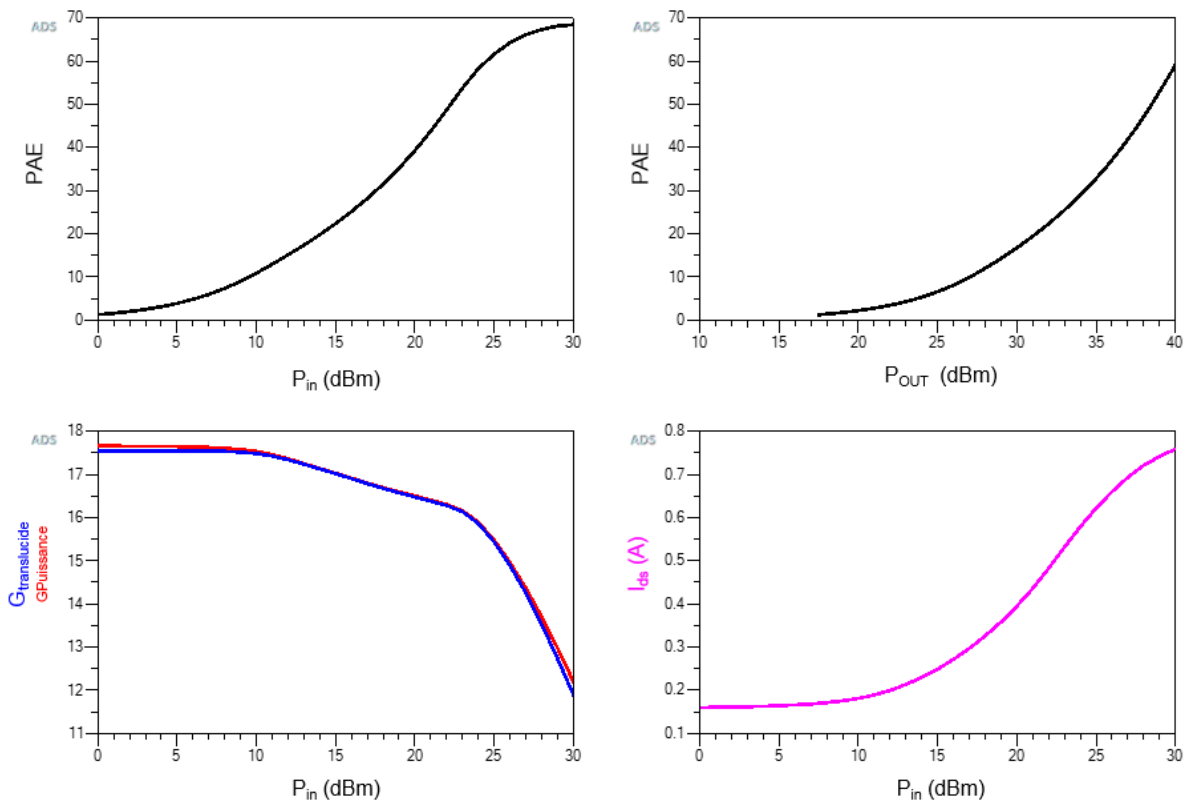
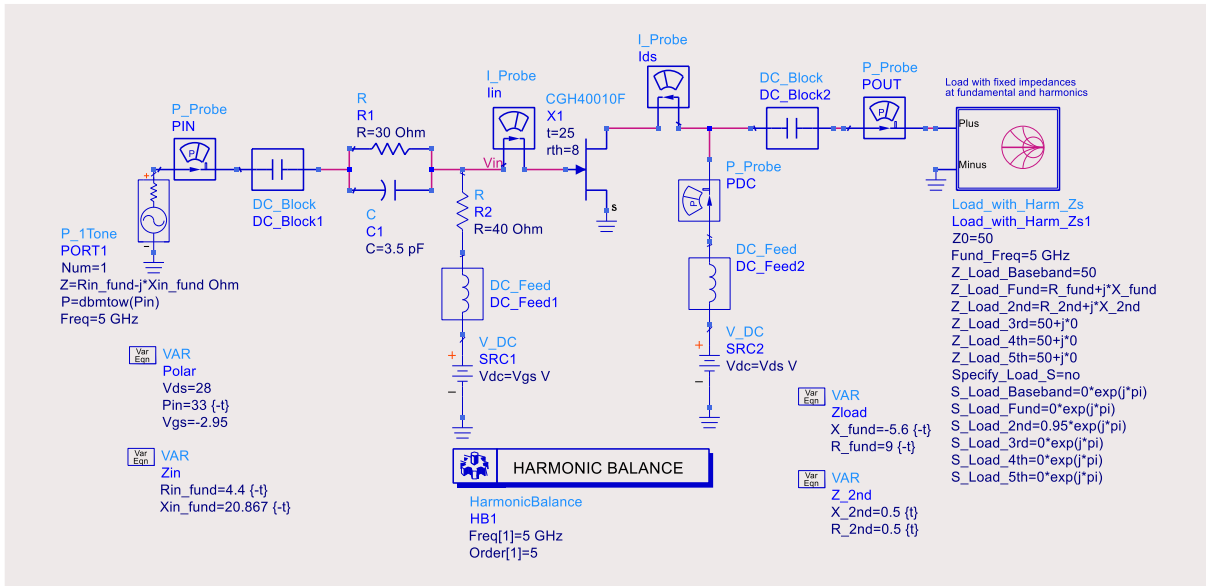


Figure IV-5 : Etude fort signal du transistor CGH40010F en utilisant la simulation Harmonic Balance sur ADS.

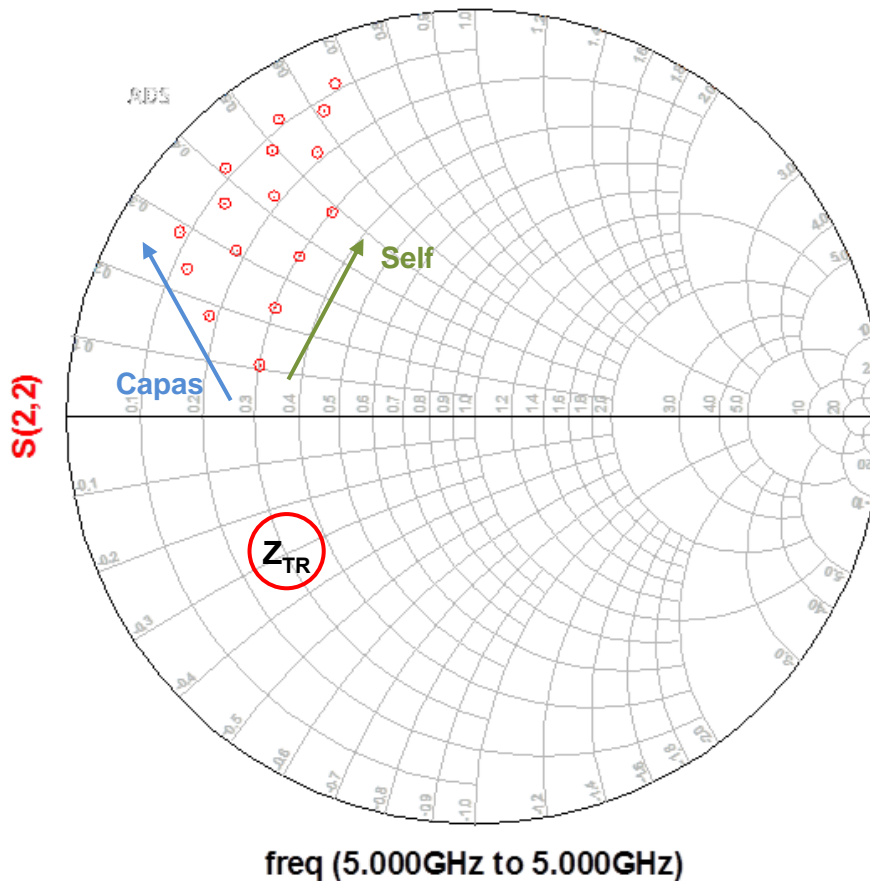
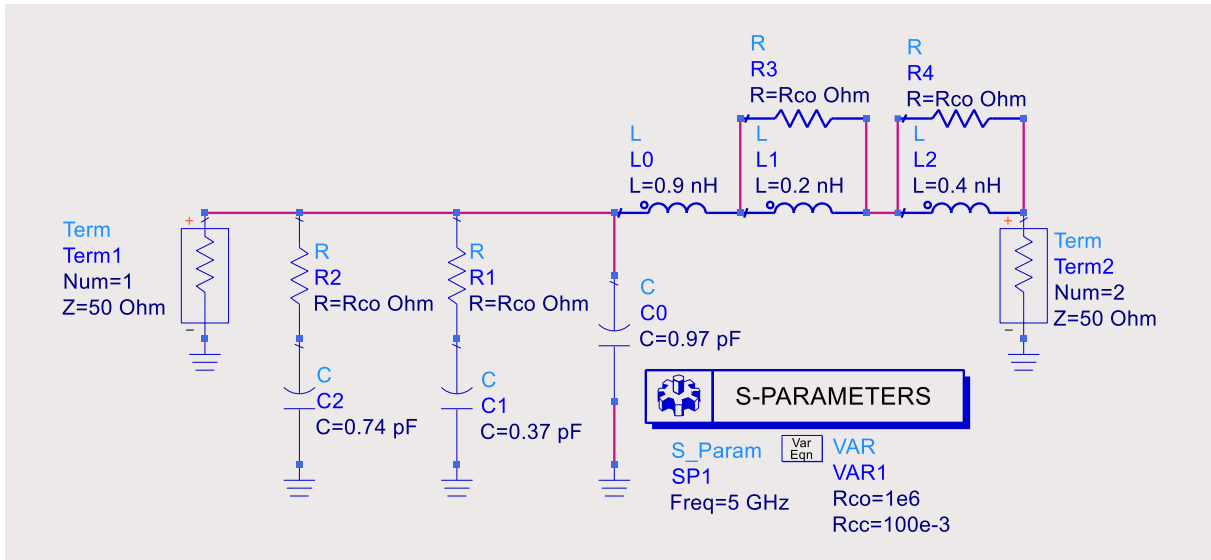


Figure IV-6 : Réseau LC 4 bits en éléments localisés avec les résultats des simulations de ses 16 combinaisons possibles montrés sur l'abaque de Smith.

$L_0$  et  $C_0$  sont des éléments fixes et donc pas reconfigurables.  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $L_2$  et  $C_2$ , représentent les 4 bits qui forment ce réseau d'adaptation. Des résistances sont ajoutées aux bornes des 4 bits pour les activer (résistance court-circuitée) ou les

désactiver (résistance en circuit-ouvert), et ainsi simuler le fonctionnement des switch MEMS.

Le paramètre de réflexion  $S_{22}$  sur l'abaque de Smith permet d'analyser le comportement de l'adaptateur en impédance et trouver la zone d'adaptation souhaitée. Comme montré sur le schéma de la Figure IV-6, la self varie de 0,9 nH à 1,5 nH et la capacité varie de 0,97 pF à 2,08 pF. La variation des selfs se montre dans le changement de position des points verticalement en suivant la direction des cercles des parties réelles des impédances dans le sens de la montre. Quant à la variation des capacités, elle se montre dans le changement des positions horizontalement comme montré sur l'abaque.

### IV.4.1. La Création d'une Inductance à partir d'une Fente Coplanaire

Le choix de la conception des inductances en utilisant des fentes a été guidé sur leur facilité de conception.

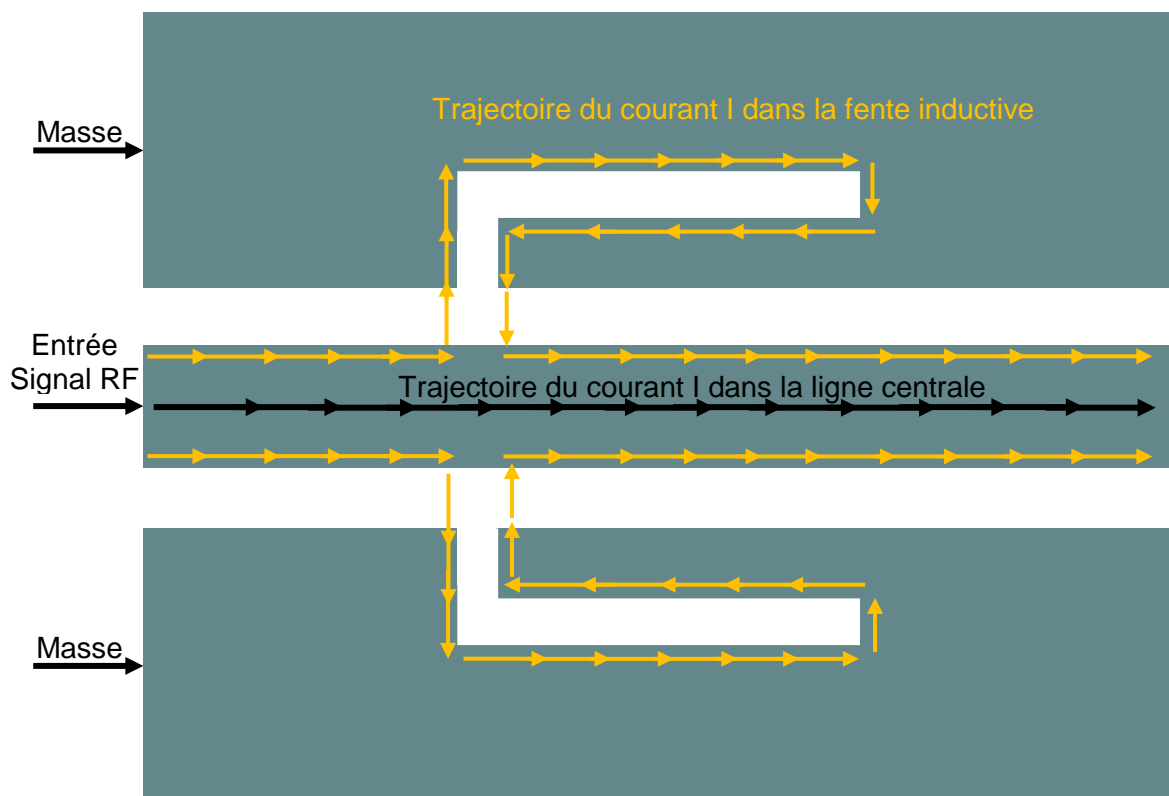


Figure IV-7 : Schéma simplifié expliquant la création d'un champ magnétique qui forme une inductance en utilisant le retard de propagation du courant.

D'un point de vue électromagnétique, la fente n'est active que si elle interrompt le passage du courant. Quand le signal arrive au niveau de la fente, les lignes de courant

se dévient et se concentrent sur les deux extrémités de la fente. Le retard de transmission du courant entre la ligne centrale RF et les deux fentes inductives provoque une accumulation d'énergie magnétique et produit l'effet d'une inductance  $L$ .

L'intégration est faite sur une ligne coplanaire et les fentes seront réalisées dans le plan de masse. L'effet des champs magnétiques et électriques se manifeste autour de la fente comme le montre la Figure IV-7. Le champ magnétique  $H$  est maximal aux extrémités alors que le champ électrique  $E$  est maximal au centre de la fente.

#### **IV.4.2. Layout de l'Inductance en Fente de Longueur Commutée sur Momentum**

Plusieurs étapes de conception et de simulations ont été réalisées pour arriver à dimensionner un layout qui nous donne les valeurs d'inductance souhaitées. Ce dessin est représenté sur la Figure IV-8. La valeur de la self est proportionnelle à la longueur de la fente, d'où l'intérêt de son optimisation pour atteindre la plage de variation fixée précédemment. Le layout, sur ligne coplanaire, proposé ici a pour but de remplacer les selfs reconfigurables  $L_1$  et  $L_2$  qui sont de 0,2 nH et 0,4 nH respectivement avec une fréquence de travail de 5 GHz.

Dans cette première partie, la commutation des longueurs des inductances est obtenue en utilisant des simples bouts métalliques idéaux comme montrés sur la Figure IV-8. En insérant une bande métallique, la fente est reliée directement à la masse et devient court-circuitée, c'est une méthode simple pour la désactiver du circuit. Ensuite, l'activation se fait simplement en enlevant les éléments métalliques pour réintroduire l'inductance.

Afin d'extraire les valeurs correctes des selfs du layout, il est important de fitter la phase de la ligne coplanaire seule avec celle qui sera utilisée dans le schéma électrique de ADS pour la comparaison entre les deux, comme est montré sur la Figure IV-9. La longueur de ligne centrale modifie la valeur effective de la self qu'il faut prendre en considération pour optimiser les longueurs des fentes de  $L_1$  et  $L_2$ .

En comparant les résultats de simulations du Layout avec ceux d'une self idéale avec les paramètres  $S$ , les valeurs de 0,2 nH et 0,4 nH souhaitées sont bien obtenues avec les fentes de  $L_1$  et  $L_2$ , respectivement, tel que montré sur la Figure IV-10.



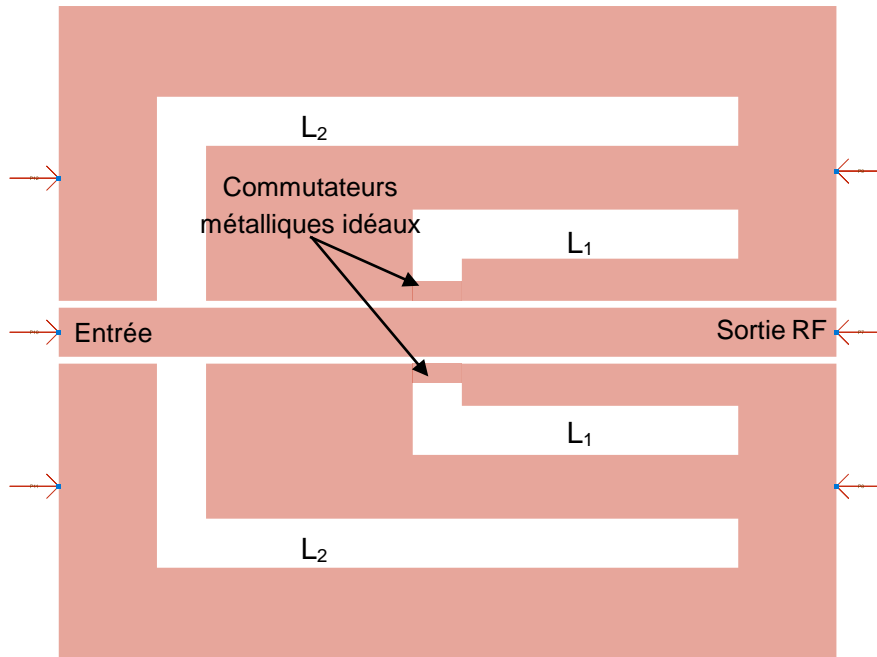


Figure IV-8 : Layout d'une inductance 2 bits coplanaire en fentes.

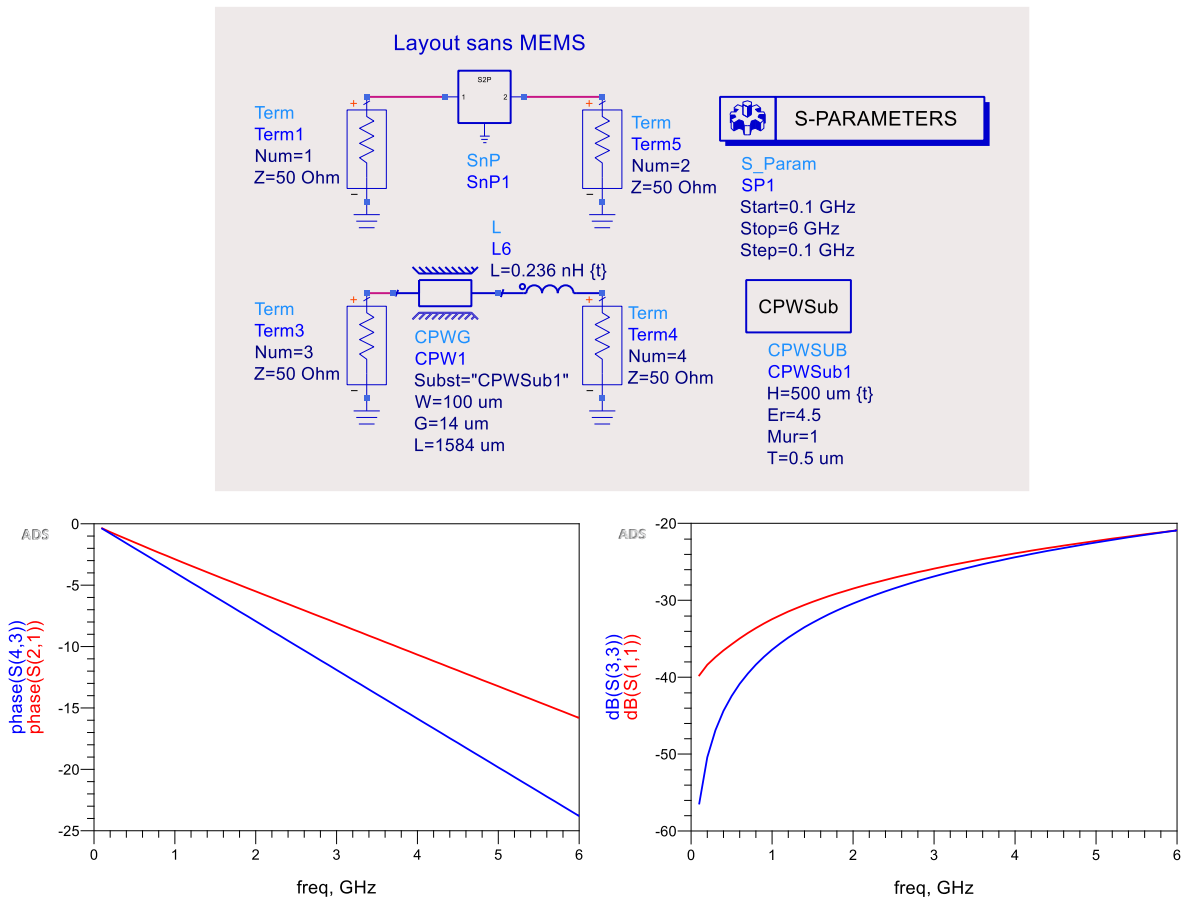


Figure IV-9 : Extraction de la valeur de l'inductance de la ligne coplanaire avec les deux fentes inductives court-circuitées.

# Chapitre IV. Conception d'un Tuner Reconfigurable en Utilisant des Commutateurs MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

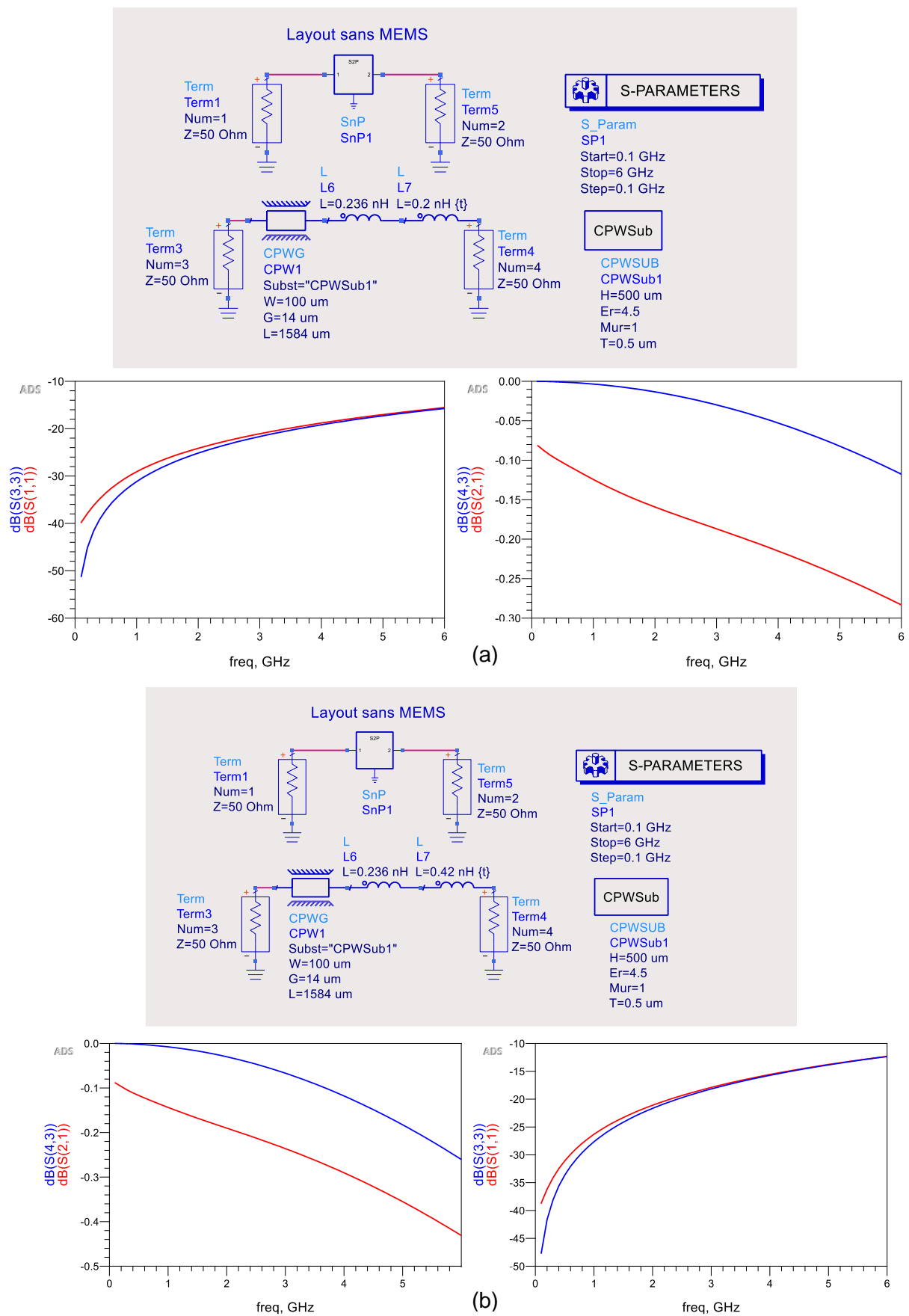


Figure IV-10 : schéma électrique pour l'extraction des valeurs des fentes inductives L<sub>1</sub> (a) et L<sub>2</sub> (b), ainsi que leurs réponses des paramètres S.

### IV.4.3. Test du Layout dans le Tuner avec des Capacités Idéales

Puisque les Layouts des deux inductances  $L_1$  et  $L_2$  ont été fixés précédemment, les inductances idéales utilisées dans le schéma électrique du Tuner peuvent être remplacées par ces éléments non idéaux. Les données de simulations des inductances en fentes sont intégrées dans le schéma en utilisant le bloc SnP à deux ports. Afin d'obtenir les 16 combinaisons possibles que représente l'adaptateur d'impédance, il faut commuter à la fois les inductances du layout, toujours avec des

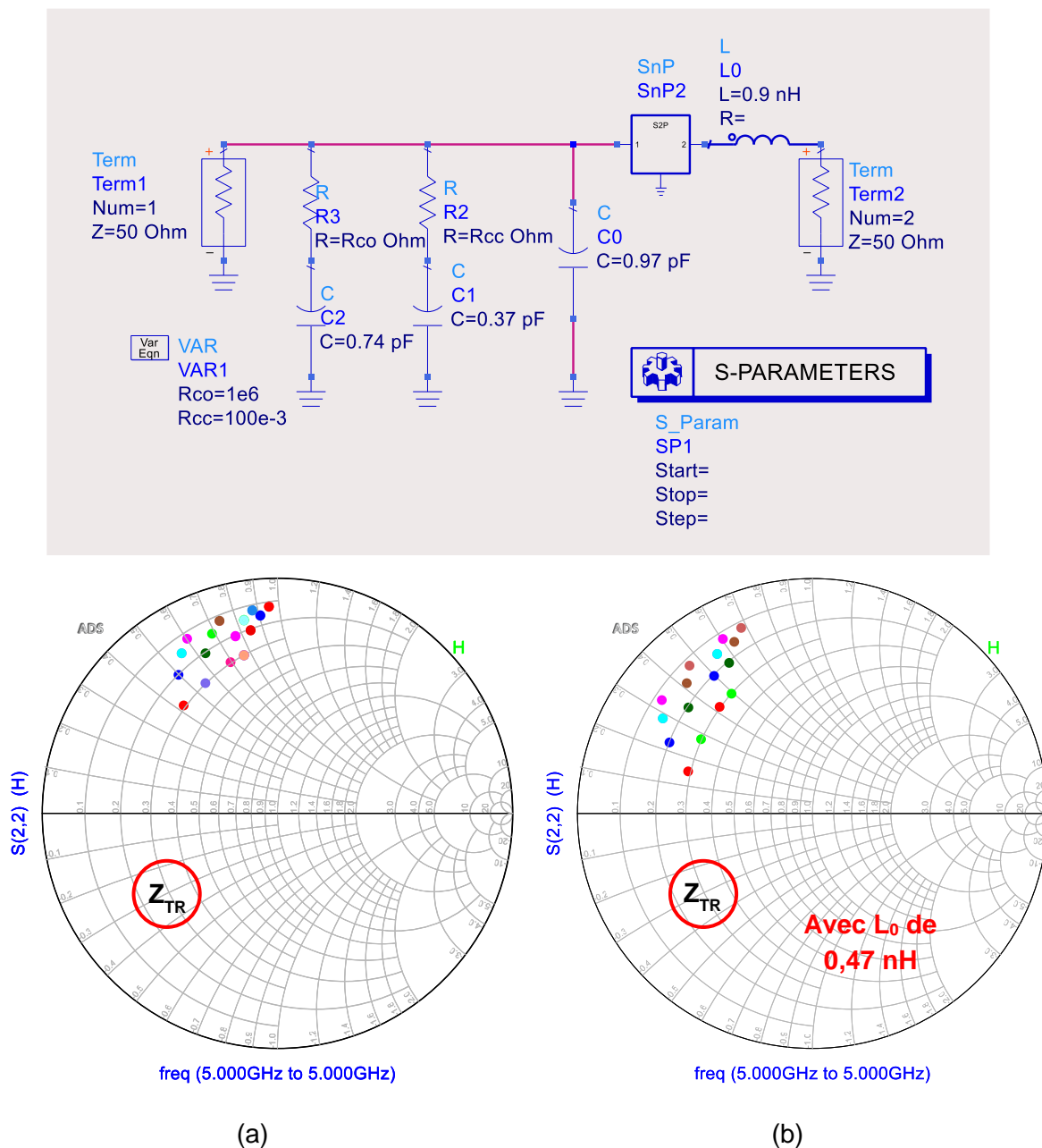


Figure IV-11 : Intégration du Layout des inductances dans le Tuner et les résultats des simulations des 16 combinaisons possibles, avant l'optimisation de  $L_0$  (a) et après (b).

lignes idéales, et les capacités avec les résistances qui permettent de les actionner ou les court-circuiter. Le schéma électrique du Tuner est représenté sur la Figure IV-11.

En comparant les résultats des simulations de ce schéma avec celui de la Figure IV-6, la différence de la réponse est évidente. En effet, en prenant en considération la self de la ligne coplanaire seule, la valeur de la somme des inductances a augmenté, comme on pouvait s'y attendre avec une longueur de ligne coplanaire intégrée. La diminution de la longueur électrique de cette ligne n'a pas annulé le décalage important de la réponse. Il était alors plus judicieux d'optimiser la valeur de la self fixe  $L_0$ , en la diminuant afin d'obtenir un résultat comparable à celui souhaité théoriquement.

La valeur de l'inductance fixe  $L_0$  a permis de décaler les résultats dans la zone souhaitée sur l'abaque de Smith et elle a été fixée à 0,47 nH, comme montré sur la Figure IV-11 (b).

#### IV.4.4. Commutation du Tuner avec les MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

L'inductance fixe qui a été optimisée à une valeur de 0.47 nH sera remplacée par une inductance spirale carrée à une seule couche. Le choix de ce type de structure inductive a été fait car c'est le plus utilisé dans le domaine des radiofréquences pour des valeurs d'inductances qui ne dépassent pas quelques nH. Cette topologie offre également l'avantage de la facilité de fabrication et un rapport d'inductance sur surface occupée plus important que les autres types d'inductances. Le composant a été conçu en utilisant MOMENTUM sur un substrat en Silice et de l'or comme matériau conducteur.

Dans une première étape, l'inductance de valeur fixe a été conçue sans prendre en compte le plan de masse dont l'importance n'apparaît que dans les mesures. Le dessin du composant est représenté sur la Figure IV-12 et ses paramètres géométriques sont représentés dans le Tableau 12.

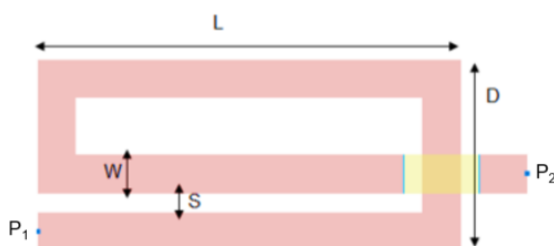


Figure IV-12 : Layout de l'inductance en spirale carrée sur MOMENTUM.

Largeur de la ligne W	20 $\mu\text{m}$
Nombre de tours N	1
Gap entre les lignes S	10 $\mu\text{m}$
Largeur de la spirale D	100 $\mu\text{m}$
Longueur de la spirale L	221,5 $\mu\text{m}$

Tableau 12 : les paramètres géométriques de l'inductance fixe.

L'impédance d'une inductance est définie par l'équation (28) suivante :

$$Z_L = jL\omega \quad (28)$$

En utilisant cette formule et en simulant le schéma électrique représenté sur la Figure IV-13, nous pouvons extraire directement la valeur de l'inductance conçue, avec l'équation (29) suivante :

$$L (H) = \frac{Im (Z_e)}{2\pi f} \quad (29)$$

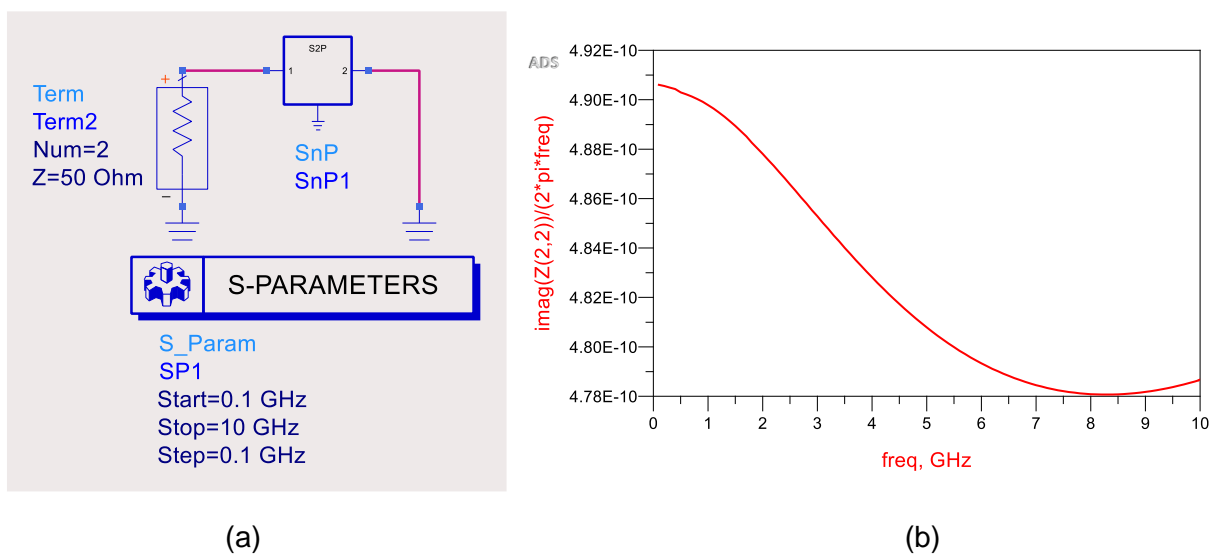


Figure IV-13 : Schéma électrique de simulation des paramètres S de l'inductance (a) et la courbe d'extraction de la valeur de l'inductance (b).

La valeur de l'inductance extraite à partir des simulations des paramètres S à 5 GHz est de 0.48 nH.

Ensuite, avant d'intégrer l'inductance dans le circuit reconfigurable, nous allons extraire la valeur de l'effet inductif de la ligne coplanaire avec les fentes court-circuitées avec une ligne conductrice simple. Le circuit simulé ainsi que les résultats de ses simulations sont montrés sur la Figure IV-14. A 5 GHz, la ligne coplanaire donne une valeur d'inductance de 0.5 nH.

Maintenant, en intégrant la bobine en spirale carrée dans le layout de l'inductance reconfigurable, tel que montré sur la Figure IV-15, le circuit donne une valeur d'inductance totale de 0.94 nH. En faisant la soustraction entre les deux valeurs d'inductance, nous obtenons la valeur de la bobine en spirale qui est de 0.44 nH.

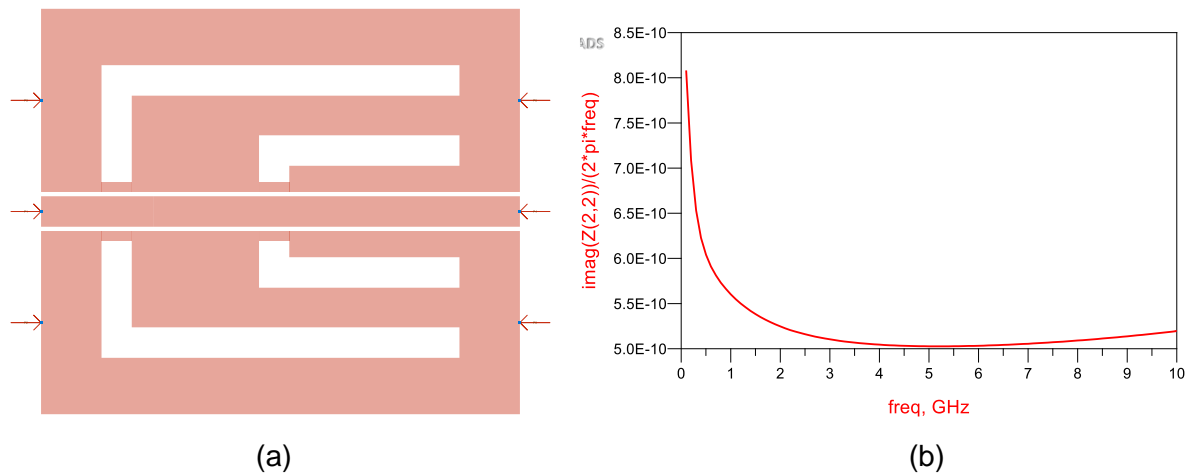


Figure IV-14 : Layout de la ligne coplanaire avec les fentes inductives court-circuitées (a) et la courbe d'extraction de la valeur de l'inductance de la ligne coplanaire (b).

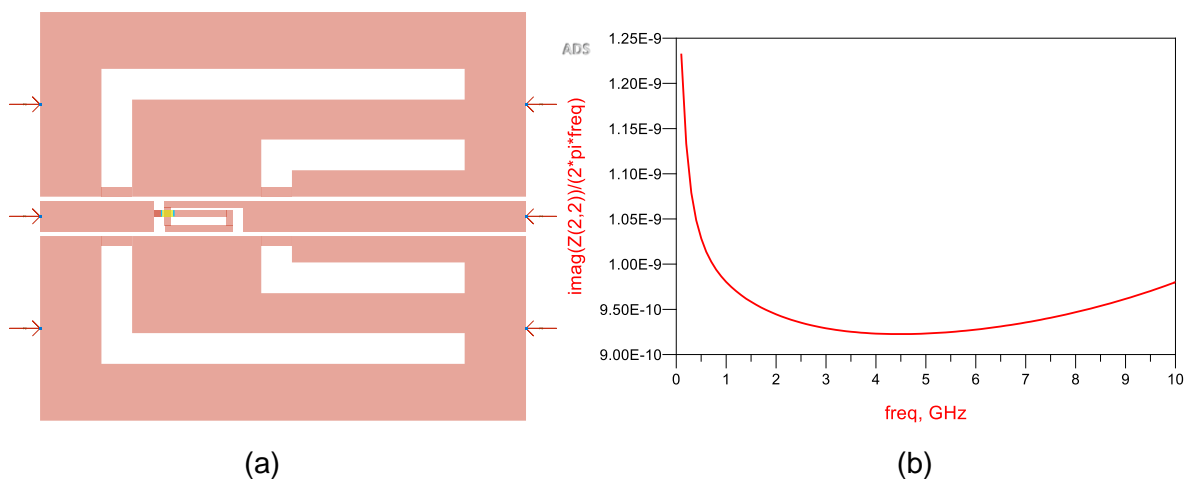


Figure IV-15 : Layout de l'inductance reconfigurable à 2 bits intégrant l'inductance fixe (a) et la courbe d'extraction de sa valeur (b).

Dans la partie qui suit, les commutateurs idéaux insérées précédemment dans le Tuner, seront remplacés par les commutateurs MEMS en Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> détaillés dans le premier chapitre, comme montré sur la Figure IV-16.

Afin de vérifier que les valeurs des inductances optimisées sont toujours correctes en intégrant les commutateurs MEMS, une première simulation du circuit, avec les deux fentes inductives L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub> court-circuitées, a été réalisée, tel que montré sur la Figure IV-16.

## Chapitre IV. Conception d'un Tuner Reconfigurable en Utilisant des Commutateurs MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

Le résultat de simulation montre une réponse correcte du circuit, avec des pertes d'insertion  $S_{21}$  de -0.44 dB et des pertes de réflexion  $S_{11}$  de -18 dB.

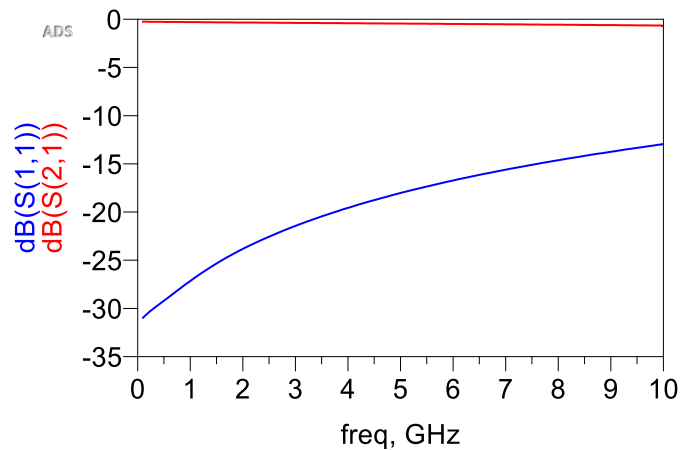
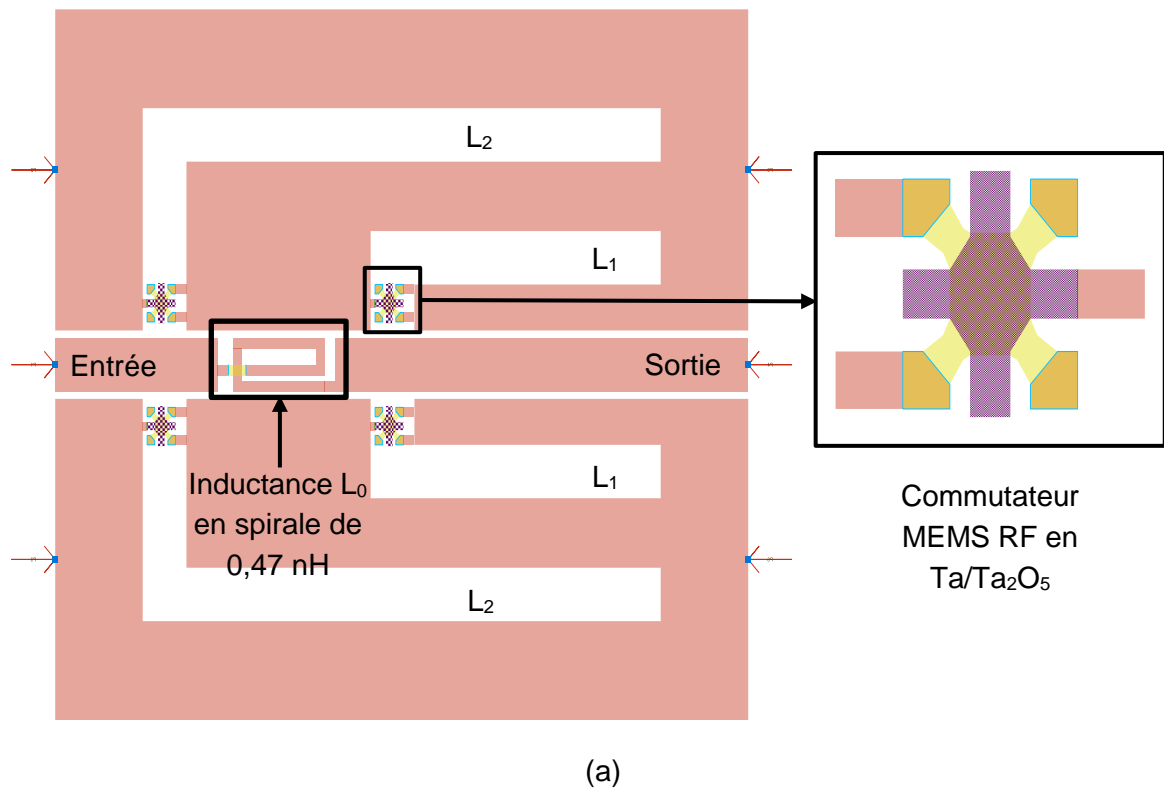


Figure IV-16 : Layout de l'inductance reconfigurable utilisant les commutateurs MEMS RF en Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> (a) et le résultat de simulation des paramètres S (b) .

L'étape suivante consiste à extraire la valeur de l'inductance fixe tout en adaptant la phase entre les deux circuits de comparaison représentés sur la figure. Le schéma montre que la valeur  $L_0$  a bien une valeur de 0.48 nH.

## Chapitre IV. Conception d'un Tuner Reconfigurable en Utilisant des Commutateurs MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

Ensuite, en répétant la même étape en contrôlant la commutation des fentes inductives avec les commutateurs MEMS, nous avons trouvé que les valeurs de  $L_1$  et  $L_2$  gardent bien leurs valeurs de 0,2 nH et 0,4 nH respectivement.

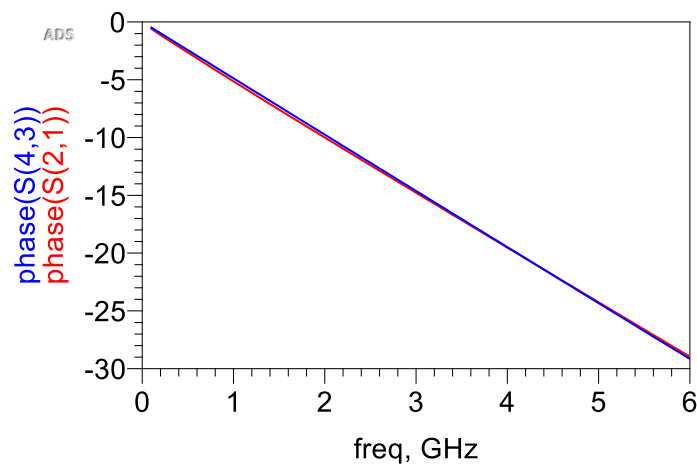
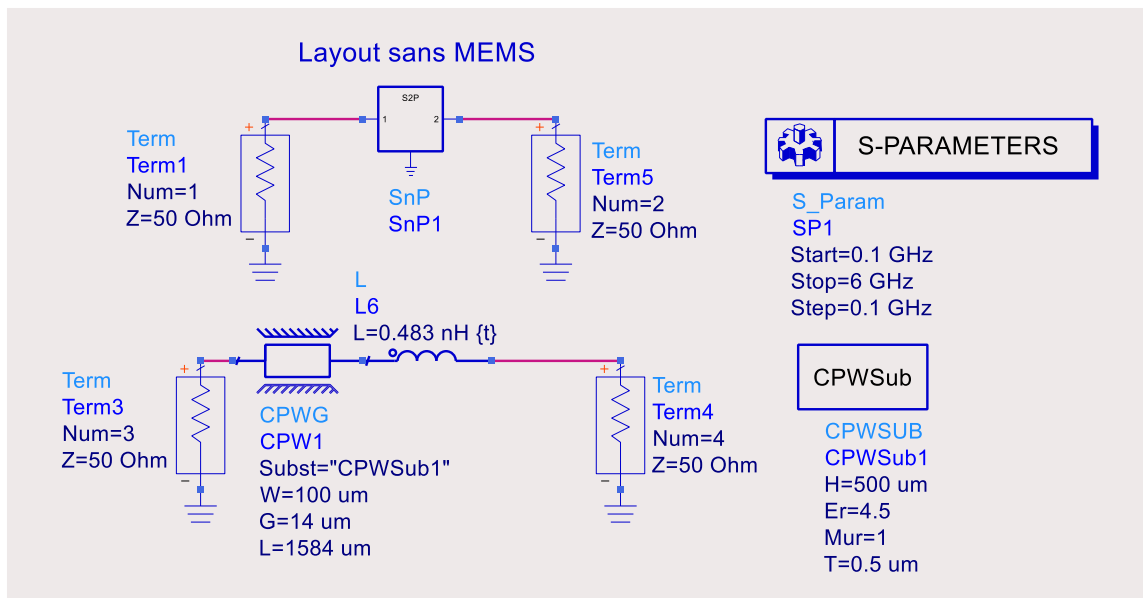


Figure IV-17 : Schéma électrique d'extraction de la valeur de l'inductance  $L_0$  et la courbe d'adaptation de la phase des deux circuits de comparaison.

Dans le schéma électrique du Tuner, représenté sur la Figure IV-18, des blocs SnP, qui permettent d'extraire les données des simulations RF, ont été insérés. Le bloc SnP1 représente le layout de l'inductance reconfigurable avec des commutateurs MEMS. Quant aux blocs SnP2 et SnP3, ils remplacent les données des commutateurs MEMS en Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> pour bloquer ou transmettre le signal RF dans les capacités C1 et C2. Les résultats des simulations de ce Tuner pour les 16 combinaisons possibles sont donnés dans l'abaque de Smith de la Figure IV-18.



## Chapitre IV. Conception d'un Tuner Reconfigurable en Utilisant des Commutateurs MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>

Sur l'abaque, un changement de la localisation des points d'adaptation est remarqué. Les points sont beaucoup plus serrés et couvrent en conséquence une zone d'adaptation plus étroite que celle simulée avec des commutateurs idéaux. Il est alors possible que ces déplacements sont dus aux pertes qu'engendrent les commutateurs MEMS utilisés. Une optimisation des valeurs des inductances reconfigurables et des capacités utilisées serait peut-être une solution envisageable pour retrouver la zone d'adaptation souhaitée.

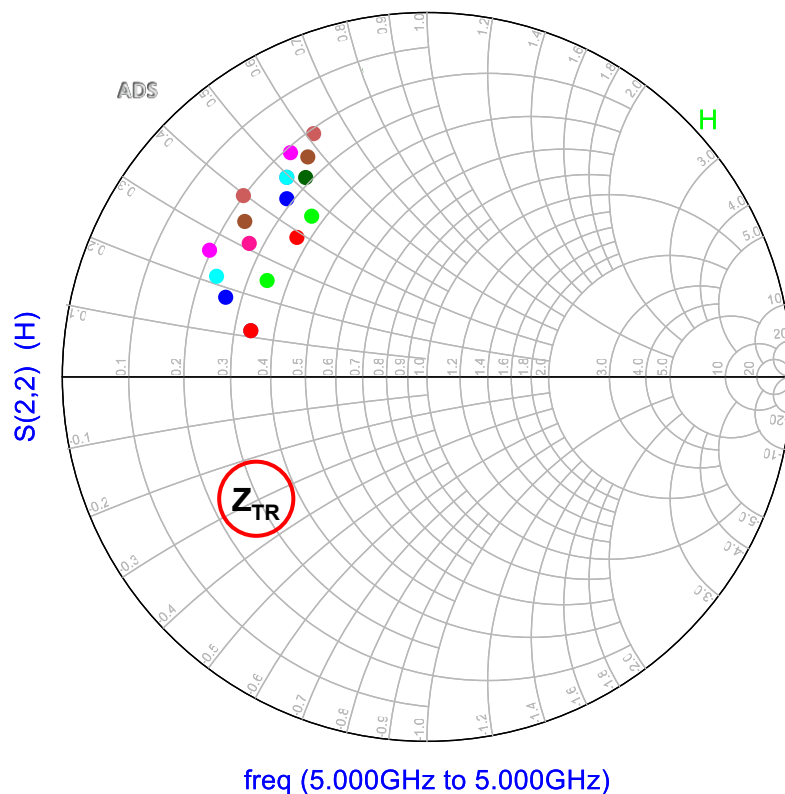
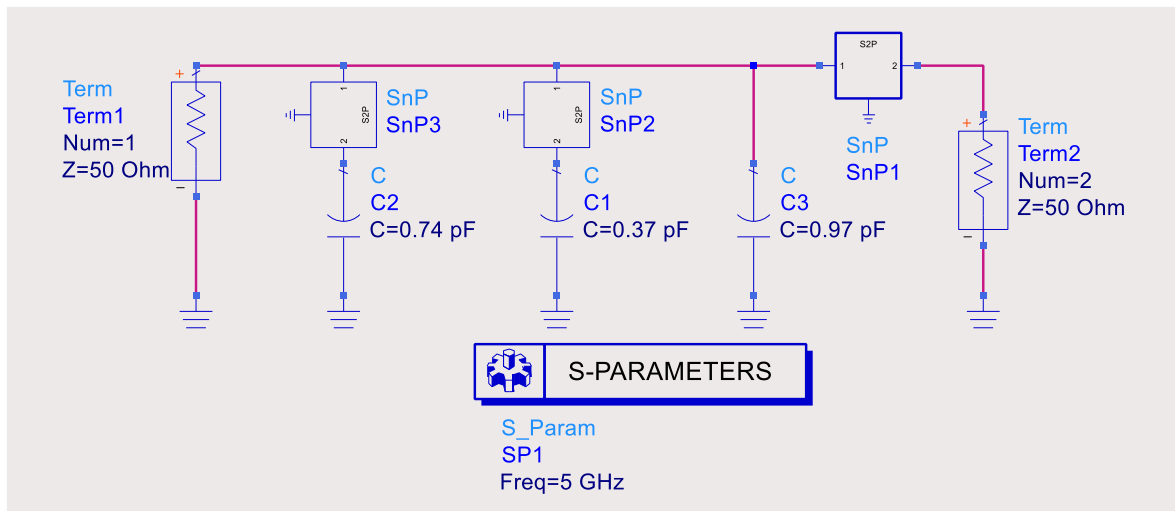
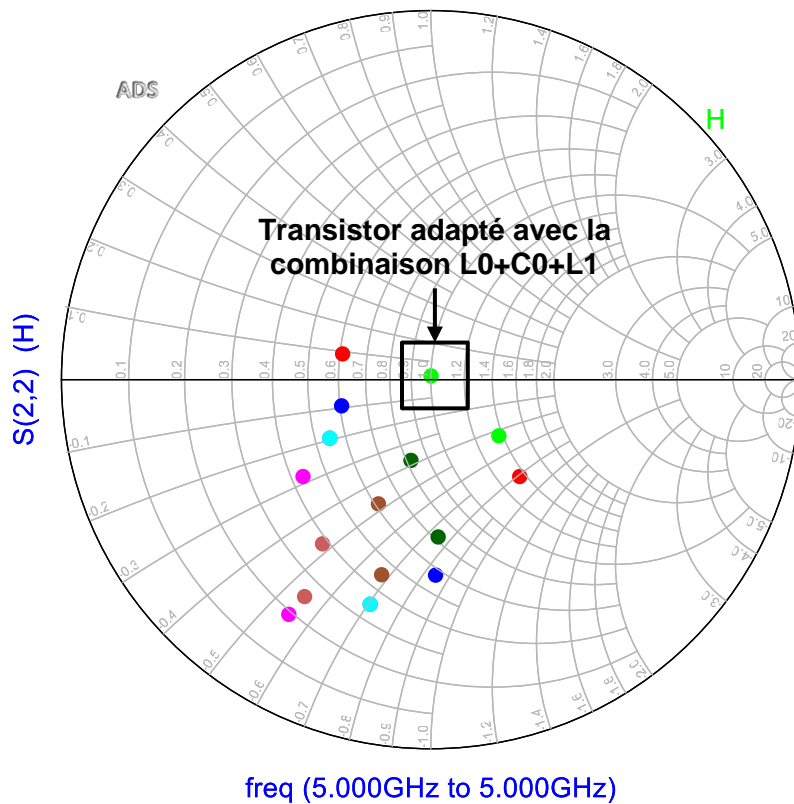


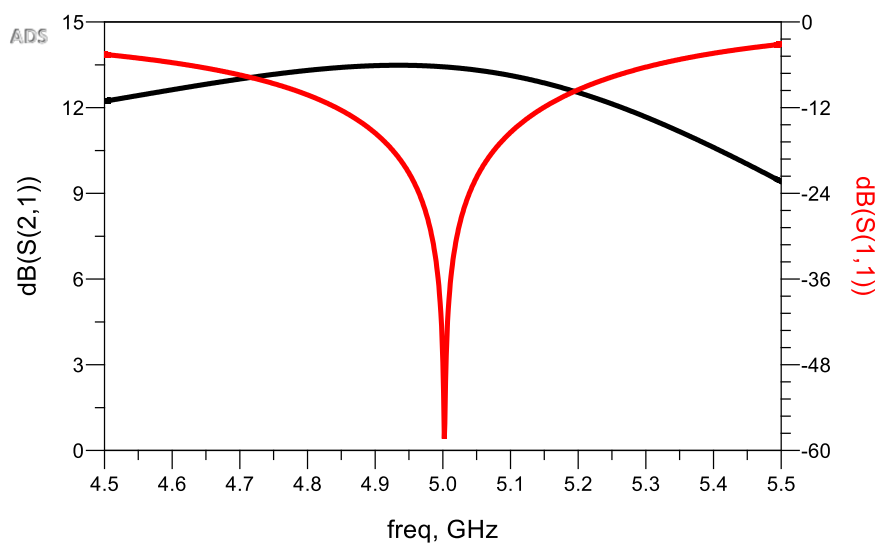
Figure IV-18 : Schéma électrique du Tuner complet avec ses résultats des simulations représentés sur l'abaque de Smith.

### IV.5. Test du Tuner pour l'Adaptation du Transistor

Dans cette partie, le Tuner sera simulé connecté au modèle du transistor CGH40010F de WolfSpeed et l'inductance reconfigurable avec les MEMS Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>. Les résultats de simulations du circuit sont représentés sur la Figure IV-19.



(a)



(b)

Figure IV-19 : Les résultats de simulations de l'adaptation du transistor avec le Tuner (a) et sa réponse en paramètres S (b).

Le transistor a été adapté à l'entrée en utilisant l'outil de Smith Chart intégré dans ADS. Une simulation des 16 combinaisons montrée dans l'abaque de Smith de la Figure IV-19 (a) est réalisée pour analyser le comportement du circuit à la fréquence de travail de 5 GHz. L'abaque de Smith montre que la sortie du transistor est bien adaptée avec la combinaison qui inclut la self fixe  $L_0$  de 0,47 nH, l'inductance reconfigurable avec la self  $L_1$  de 0,2 nH activée et la capacité fixe  $C_0$  qui a été optimisée à 0,93 pF.

La réponse de l'amplificateur adapté en paramètres S, dans la bande de fréquence qui varie de 4,5 GHz à 5,5 GHz, est montrée sur la Figure IV-19 (b). A 5 GHz, l'amplificateur donne un gain de 13 dB et une bonne isolation  $S_{11}$  de 47 dB. Sa fabrication est prévue sur un substrat FR4 dans une carte PCB. Le prototype de l'adaptateur d'impédance reconfigurable est alors validé et pourrait être fabriqué pour le tester. Si le Tuner est packagé et validé en mesures, son intégration se fera dans la carte PCB de l'amplificateur.

### IV.6. Conclusion

Le problème de l'adaptation d'impédance dans le domaine des radiofréquences est aujourd'hui très étudié. La conception des réseaux d'adaptation pose toujours de nouvelles exigences en vue d'une intégration plus facile, des pertes plus faibles et de la possibilité de leur réutilisation. Ils jouent un rôle important dans l'efficacité et la linéarité des blocs émetteurs-récepteurs des antennes. En effet, ils sont utilisés pour connecter deux éléments et leur principal défi se situe au niveau de la sortie de l'amplificateur dans l'émission et la réception du signal à l'antenne [48] [49].

Avec la technologie des MEMS RF, un réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable avec une tenue en puissance remarquable, des faibles pertes d'insertion et une taille miniaturisée, peut être réalisé. Dans ce chapitre, un prototype d'un adaptateur d'impédance utilisant des commutateurs MEMS RF a été proposé. Il a été conçu et simulé en utilisant ADS et MOMENTUM. Sa fréquence de travail est de 5 GHz et il était réalisé dans l'objectif d'adapter l'impédance de sortie du transistor GaN HEMT CGH40010F.

Une étude DC, en petit signal et en fort signal du transistor a été réalisée et l'extraction de son impédance de sortie a été projetée sur l'abaque de Smith. Ensuite, un réseau d'adaptation d'impédance idéal en L, utilisant des éléments localisés a été testé et fixé dans la zone d'adaptation qui correspond au transistor. Les valeurs des selfs et des capacités ont été fixés et le Layout de l'inductance reconfigurable utilisant les commutateurs MEMS a été détaillé. Le tuner a été testé sur le transistor et il a bien montré l'adaptation de son impédance.

La suite de ce projet consisterait à concevoir l'amplificateur sur une carte PCB utilisant un substrat FR4 ensuite y intégrer le réseau d'adaptation fabriqué et encapsulé.



## Conclusion générale

---

Les réseaux de communication continuent à se développer dans le monde entier en raison de la croissance rapide de la technologie de communication sans fil. Les antennes reconfigurables avec un débit de données élevé, très demandés dans ce marché de communication sans fil, ont attiré l'attention des chercheurs. En effet, ces antennes reconfigurables peuvent présenter différentes fonctions en terme de fréquence de fonctionnement ainsi qu'en polarisations. L'autonomie de l'antenne, en reconfiguration des plages de fréquences, peut être réalisée en employant des circuits de commutation tels que les commutateurs électroniques, mécaniques, physiques ou optiques.

Les commutateurs MEMS RF ont suscité beaucoup d'intérêt et ont été intégrés dans la conception des antennes reconfigurables, en raison de leur efficacité. Leur succès est dû à leurs caractéristiques attrayantes comme leur très faible consommation en puissance, leurs faibles pertes d'insertion, leur haute linéarité ainsi que leur taille miniaturisée qui facilite leur intégration. Par conséquent, ces commutateurs offrent un grand potentiel pour améliorer les performances des antennes dans les bandes de fréquence 4G et 5G, tout en réduisant leur coût.

Afin de rendre les antennes reconfigurables, il est primordial de travailler sur les circuits qui sont utilisés dans sa chaîne de réception. C'est ce qu'on appelle la Front-end de l'antenne et elle permet de traiter le signal transmis à une fréquence radio (RF) insérée avant de le convertir en une fréquence intermédiaire (IF) plus basse. En occurrence, l'utilisation des commutateurs MEMS RF serait intéressante dans la réalisation des blocs de composants reconfigurables tels que des réseaux d'adaptation d'impédance, des déphaseurs, des filtres accordables, des amplificateurs de puissance (PA) adaptatifs ainsi que des amplificateurs à faible bruit (LNA) accordables.

Dans les travaux de cette thèse, différents circuits reconfigurables qui intègrent des commutateurs MEMS RF, ont été conçus et étudiés en utilisant le logiciel Agilent Keysight ADS. Dans un premier chapitre, un état de l'art de ces commutateurs a été représenté. Différents domaines d'applications ainsi que des exemples de circuits ont été donnés. La théorie de ces composants, portant sur leurs différents types et modes de configurations, a été détaillée. Enfin, nous avons résumé leurs principaux défauts mécaniques et électriques les plus traités aujourd'hui dans les travaux de recherches.

L'intérêt du deuxième chapitre portait principalement sur la recherche d'une solution envisageable pour une défaillance électrique précise, qui est le phénomène du chargement du diélectrique. Ce phénomène, qui est fortement lié au type de diélectrique utilisé dans la fabrication du commutateur, nous a inspiré à utiliser le diélectrique Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> de haute qualité qui représente une forte permittivité diélectrique de 25. Nous avons par conséquent réalisé les simulations, la fabrication ainsi que les mesures qui nous ont permis de valider notre théorie. Ce commutateur MEMS RF,

fonctionnant à une fréquence de 20 GHz, a bien démontré un fonctionnement fiable du commutateur sans l'apparition du phénomène de chargement du diélectrique. Il a également donné une grande valeur de capacité de 350 fF et un contraste capacitif élevé de 7.

Le chapitre 3 concernait la conception d'un déphaseur à réflexion reconfigurable en intégrant le coupleur hybride de Lange et des commutateurs MEMS RF ou aussi des commutateurs à matériaux à changement de phase PCM à une fréquence de travail de 20 GHz. Une définition ainsi qu'une explication du fonctionnement du coupleur hybride de Lange ont été détaillés. Dans ces travaux de thèse, nous avons conçu différents types de commutateurs MEMS RF capacitifs et nous avons intégré dans la conception du déphaseur ceux qui sont les plus prometteurs. Par conséquent, différents déphaseurs ont été réalisés dont celui utilisant les commutateurs Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>. Ce circuit a démontré des pertes d'insertion supérieures à -0.8 dB et une isolation inférieure à -23 dB entre les états ON et OFF des commutateurs MEMS. Il a également garanti le déphasage de 180° souhaité. Ensuite, nous avons présenté un déphaseur à 2 bits et un deuxième à 3 bits utilisant les commutateurs MEMS Au/SiN à deux électrodes RF. Le déphaseur à 2 bits a montré des pertes d'insertion supérieures à -2 dB et une isolation inférieure à -16 dB ainsi que des pas de déphasage de 0°, 96° et 186°. Cependant, avec celui à 3 bits il était plus difficile de l'optimiser et atteindre les objectifs théoriques fixés. En effet, il a démontré des pertes d'insertions supérieures à -2 dB et une isolation inférieure à -15 dB sans atteindre un déphasage de 180°. Enfin, un dernier déphaseur employant les commutateurs PCM a montré des pertes d'insertion supérieures à -3.2 dB, une isolation inférieure à -15 dB et un déphasage de 180°. Cependant, ce circuit reste à optimiser pour diminuer les pertes assez élevées. Les résultats des différents déphaseurs entre les états ON et OFF des commutateurs sont résumés dans le tableau afin de simplifier leur interprétation.

	Déphaseur avec les MEMS Ta/Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub>	Déphaseur avec les MEMS Au/SiN 2 bits	Déphaseur avec les MEMS Au/SiN 3 bits	Déphaseur avec les PCM
<b>Les pertes d'insertion S<sub>21</sub></b>	> -0.8 dB	> -2 dB	> -2 dB	> 3.2 dB
<b>L'isolation S<sub>11</sub></b>	< -23 dB	< -16 dB	< -15 dB	< -15 dB
<b>Le déphasage Δφ</b>	180°	0°,96°,186°	166°	210°

Tableau 13 : Résumé des résultats des différents déphaseurs à réflexion reconfigurables conçus

Le quatrième et dernier chapitre traite la conception d'un adaptateur d'impédance reconfigurable utilisant les commutateurs MEMS Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> à une fréquence de travail de 5 GHz. Le choix de la fréquence ainsi que la plage d'adaptation de ce Tuner ont été choisis en se basant sur les caractéristiques d'un transistor GaN HEMT, le CGH40010F. Le test du Tuner conçu sur le transistor en utilisant ADS a été une réussite. En effet, il a bien adapté le transistor en sortie mais avec un seul point d'adaptation sur l'abaque de Smith. Concernant la suite de ce chapitre, nous avons entamé la conception d'un amplificateur utilisant le transistor CGH40010F sur une carte PCB utilisant un substrat FR4. Le process de fabrication de cette carte a été réalisé en utilisant le logiciel KiCAD et en se basant sur le prototype d'un amplificateur WolfSpeed déjà en vente sur le marché, représenté sur la Figure C-20.

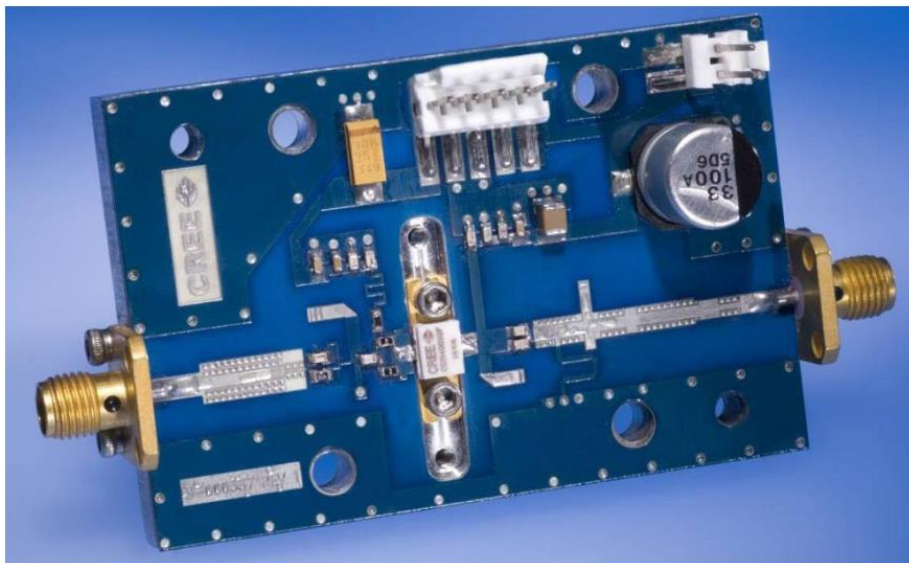


Figure C-20 : Amplificateur de puissance du fabricant WolfSpeed utilisant le transistor GaN HEMT CGH40010F.





## Article Publié

---

J. -C. Orlianges, M. Laouini, C. Hallepee and P. Blondy, "RF-MEMS Switched Capacitor using Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> Electrodes," *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Los Angeles, CA, USA, 2020, pp. 41-44, doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223836.

## **Références Bibliographiques**

---

## Références bibliographiques

---

- [1] « RF MEMS: Theory, Design, and Technology | Gabriel M. Rebeiz | download ». <https://fr1lib.org/book/1082103/bfdabd> (consulté le 2 février 2022).
- [2] H. Zareie et G. M. Rebeiz, « Compact High-Power SPST and SP4T RF MEMS Metal-Contact Switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, n° 2, p. 297-305, févr. 2014, doi: 10.1109/TMTT.2013.2296749.
- [3] J. Yao, « RF MEMS from a device perspective », *J Micromech Microeng*, vol. 10, p. 960-131706704, déc. 2000, doi: 10.1088/0960-1317/10/4/201.
- [4] G. M. Rebeiz et J. B. Muldavin, « RF MEMS switches and switch circuits », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 2, n° 4, p. 59-71, déc. 2001, doi: 10.1109/6668.969936.
- [5] G. M. Rebeiz, « RF MEMS for wireless-bands tunable networks », in *Digest of Papers. 2006 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, janv. 2006, p. 1 pp.-. doi: 10.1109/SMIC.2005.1587893.
- [6] Theme-Paradise, « RF MEMS SmarTuners – Cavendish Kinetics ». <https://www.cavendish-kinetics.com/rf-mems-products/rf-mems-smartuners/> (consulté le 2 septembre 2022).
- [7] « Long-term actuation demonstration of RF-MEMS switches for space applications | IEEE Conference Publication | IEEE Xplore ». <https://ieeexplore.ieee.org/document/8394235> (consulté le 2 septembre 2022).
- [8] M. Micro, « RF Switch Matrix | RF Subsystems from Menlo Micro », *Menlo Micro*. <https://menlomicro.com/products/rf-subsystems> (consulté le 2 septembre 2022).
- [9] J. Bouchaud, B. Knoblich, H. Tilmans, F. Coccetti, et A. El Fatatry, « RF MEMS roadmap », in *2007 European Microwave Conference*, oct. 2007, p. 1141-1144. doi: 10.1109/EUMC.2007.4405400.
- [10] C. Bordas, « Optimisation technologique de commutateurs MEMS RF à tenue en puissance améliorée - Application à l'élaboration d'un synthétiseur d'impédance MEMS en bande K », phdthesis, Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008. Consulté le: 5 septembre 2022. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00265347>
- [11] A. L. G. N. Aditya et E. Rufus, « MEMS Capacitive Switch with Stress Concentration Regions for Wide band Applications Applications - Switching time Improvement for High Speed Applications », in *2019 International Conference on Vision Towards Emerging Trends in Communication and Networking (ViTECoN)*, mars 2019, p. 1-5. doi: 10.1109/ViTECoN.2019.8899438.
- [12] R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, et G. M. Rebeiz, « Miniature RF MEMS metal-contact switches for DC-20 GHz applications », in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, juin 2011, p. 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2011.5972867.
- [13] P. M. Zavracky, N. E. McGruer, R. H. Morrison, et D. Potter, « Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications », *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 9, n° 4, p. 338-347, 1999, doi: 10.1002/(SICI)1099-047X(199907)9:4<338::AID-MMCE5>3.0.CO;2-Q.
- [14] Y.-Q. Zhu, L. Han, L.-F. Wang, J.-Y. Tang, et Q.-A. Huang, « A Novel Three-State RF MEMS Switch for Ultrabroadband (DC-40 GHz) Applications », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 34, n° 8, p. 1062-1064, août 2013, doi: 10.1109/LED.2013.2269993.

## Références bibliographiques

---

- [15] A. Koszewski, « Etude de la fiabilité de MEMS à fonctionnement électrostatique », phdthesis, Université de Grenoble, 2011. Consulté le: 19 avril 2022. [En ligne]. Disponible sur: <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00858495>
- [16] D. Molinero, S. Cunningham, D. DeReus, et A. S. Morris, « Dielectric Charging Characterization of Triboelectric Effects in MEMS Switches », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 25, n° 4, p. 737-743, août 2016, doi: 10.1109/JMEMS.2016.2573742.
- [17] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, et M. Eberly, « RF power handling of capacitive RF MEMS devices », in *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278)*, juin 2002, vol. 1, p. 329-332 vol.1. doi: 10.1109/MWSYM.2002.1011623.
- [18] D. Molinero, S. Aghaei, A. S. Morris, et S. Cunningham, « Linearity and RF Power Handling on Capacitive RF MEMS Switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 67, n° 12, p. 4905-4913, déc. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2945273.
- [19] H. Sedaghat-Pisheh, R. Mahameed, et G. M. Rebeiz, « RF MEMS miniature-switched capacitors with pull-down and pull-up electrodes for high power applications », *2011 IEEE MTT- Int. Microw. Symp.*, 2011, doi: 10.1109/MWSYM.2011.5972915.
- [20] N. Belkadi, K. Nadaud, C. Hallépée, D. Passerieux, et P. Blondy, « Zero-Level Packaged 5W CW RF-MEMS Switched Capacitors », in *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, sept. 2018, p. 559-562. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541766.
- [21] N. Belkadi, K. Nadaud, C. Hallepee, D. Passerieux, et P. Blondy, « Zero-Level Packaged RF-MEMS Switched Capacitors on Glass Substrates », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 29, n° 1, p. 109-116, févr. 2020, doi: 10.1109/JMEMS.2019.2949949.
- [22] C. Liu et Y.-C. Tai, « Sealing of micromachined cavities using chemical vapor deposition methods: characterization and optimization », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 8, n° 2, p. 135-145, juin 1999, doi: 10.1109/84.767109.
- [23] M. Wuttig, « Towards Universal Memories? Exploring the Potential of Phase Change Materials », in *2007 International Symposium on VLSI Technology, Systems and Applications (VLSI-TSA)*, avr. 2007, p. 1-2. doi: 10.1109/VTSA.2007.378927.
- [24] H. Iwasaki *et al.*, « Completely Erasable Phase Change Optical Disk II -application Of Ag-In-Sb-Te Mixed-phased System For CD-rewritable Compatible With CD1X And CD2X », in *Conference Digest Joint International Symposium on Optical Memory and Optical Data Storage 1993*, juill. 1993, p. 144-145. doi: 10.1109/OMODS.1993.696762.
- [25] J. Moon, H.-C. Seo, et D. Le, « High linearity 1-ohm RF switches with phase-change materials », in *2014 IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in Rf Systems*, janv. 2014, p. 7-9. doi: 10.1109/SiRF.2014.6828512.
- [26] N. El-Hinnawy *et al.*, « 12.5 THz Fco GeTe Inline Phase-Change Switch Technology for Reconfigurable RF and Switching Applications », in *2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, oct. 2014, p. 1-3. doi: 10.1109/CSICS.2014.6978522.
- [27] « Chalcogenide Phase-Change Material Germanium Telluride for Radio-Frequency Applications: An overview | IEEE Journals & Magazine | IEEE Xplore ». <https://ieeexplore.ieee.org/document/9756563> (consulté le 1 septembre 2022).
- [28] T. Singh et R. R. Mansour, « Characterization, Optimization, and Fabrication of Phase Change Material Germanium Telluride Based Miniaturized DC–67 GHz RF Switches », *IEEE*

## Références bibliographiques

---

*Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 67, n° 8, p. 3237-3250, août 2019, doi: 10.1109/TMTT.2019.2926458.

[29] J.-S. Moon *et al.*, « 11 THz figure-of-merit phase-change RF switches for reconfigurable wireless front-ends », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, mai 2015, p. 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167005.

[30] I. Bettoumi, N. Le Gall, et P. Blondy, « Phase Change Material (PCM) RF Switches With Integrated Decoupling Bias Circuit », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, p. 1-4, 2021, doi: 10.1109/LMWC.2021.3114325.

[31] W.-G. Kim, J. P. Thakur, H.-Y. Yu, S.-S. Choi, et Y.-H. Kim, « Ka-band hybrid phase shifter for analog phase shift range extension using 0.13- $\mu\text{m}$  CMOS technology », in *2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, oct. 2010, p. 603-606. doi: 10.1109/ARRAY.2010.5613306.

[32] F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, G. Kossiavas, et V. Fusco, « Reconfigurable phased-arrays based on hybrid couplers in reflection mode », in *11th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM 2005]*, juin 2005, p. 1-4. doi: 10.1109/ANTEM.2005.7852071.

[33] M. Sadiq *et al.*, « Déphaseurs numériques à base de VO<sub>2</sub> pour réseaux phasés », mai 2019, p. 1. Consulté le: 31 août 2021. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.univ-brest.fr/hal-02135559>

[34] T. Singh et R. R. Mansour, « Loss Compensated PCM GeTe-Based Latching Wideband 3-bit Switched True-Time-Delay Phase Shifters for mmWave Phased Arrays », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 68, n° 9, p. 3745-3755, sept. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.3007833.

[35] T. Singh, N. K. Khaira, et R. R. Mansour, « Thermally Actuated SOI RF MEMS-Based Fully Integrated Passive Reflective-Type Analog Phase Shifter for mmWave Applications », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 69, n° 1, p. 119-131, janv. 2021, doi: 10.1109/TMTT.2020.3018141.

[36] G. M. Rebeiz, G.-L. Tan, et J. S. Hayden, « RF MEMS phase shifters: design and applications », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, n° 2, p. 72-81, juin 2002, doi: 10.1109/MMW.2002.1004054.

[37] J.-J. Hung, L. Dussopt, et G. M. Rebeiz, « Distributed 2- and 3-bit W-band MEMS phase shifters on glass substrates », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, n° 2, p. 600-606, févr. 2004, doi: 10.1109/TMTT.2003.821941.

[38] B. Biglarbegan, M.-R. Nezhad-Ahmadi, M. Fakharzadeh, et S. Safavi-Naeini, « A wideband 90° continuous phase shifter for 60GHz phased array transceiver in 90nm CMOS technology », in *2009 European Microwave Conference (EuMC)*, sept. 2009, p. 1832-1835. doi: 10.23919/EUMC.2009.5295981.

[39] M. Tabesh, A. Arbabian, et A. Niknejad, « 60GHz low-loss compact phase shifters using a transformer-based hybrid in 65nm CMOS », in *2011 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, sept. 2011, p. 1-4. doi: 10.1109/CICC.2011.6055324.

[40] T.-W. Li et H. Wang, « A Millimeter-Wave Fully Integrated Passive Reflection-Type Phase Shifter With Transformer-Based Multi-Resonance Loads for 360° Phase Shifting »,

## Références bibliographiques

---

*IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 65, n° 4, p. 1406-1419, avr. 2018, doi: 10.1109/TCSI.2017.2748078.

[41] W.-T. Li, Y.-H. Kuo, Y.-M. Wu, J.-H. Cheng, T.-W. Huang, et J.-H. Tsai, « An X-band full-360° reflection type phase shifter with low insertion loss », in *2012 7th European Microwave Integrated Circuit Conference*, oct. 2012, p. 754-757.

[42] T. Huang, L. Jeevananthan, S. Ituah, G. Chen, M.-R. Nezhad-Ahmadi, et S. Safavi-Naeini, « A Miniaturized 0.13- $\mu\text{m}$  BiCMOS Reflective-Type Phase Shifter for K-Band Phased Arrays (Invited) », in *2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, mai 2019, p. 1-5. doi: 10.1109/ISCAS.2019.8702251.

[43] « Fonctions élémentaires en hyperfréquence: coupleur ». <https://www.hyperfr.com/Hyperfrequences/Applications/fonctions/coupleur.html> (consulté le 8 novembre 2021).

[44] A. van Bezooijen *et al.*, « A GSM/EDGE/WCDMA Adaptive Series-LC Matching Network Using RF-MEMS Switches », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, n° 10, p. 2259-2268, oct. 2008, doi: 10.1109/JSSC.2008.2004334.

[45] M. A. de Jongh, A. van Bezooijen, K. R. Boyle, et T. Bakker, « Mobile phone performance improvements using an adaptively controlled antenna tuner », in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, juin 2011, p. 1-4. doi: 10.1109/MWSYM.2011.5972667.

[46] A. Tombak, « A Ferroelectric-Capacitor-Based Tunable Matching Network for Quad-Band Cellular Power Amplifiers », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 2, p. 370-375, févr. 2007, doi: 10.1109/TMTT.2006.889349.

[47] C. Sanchez-Perez, J. D. Mingo, P. Garcia-Ducar, et P. L. Carro, « Performance improvement of mobile DVB-H terminals using a reconfigurable impedance tuning network », *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 55, n° 4, p. 1875-1882, nov. 2009, doi: 10.1109/TCE.2009.5373745.

[48] M. Bedani, F. Carozza, R. Gaddi, A. Gnudi, B. Margesin, et F. Giacomozzi, « A Reconfigurable Impedance Matching Network Employing RF-MEMS Switches », in *DTIP 2007*, Stresa, Iago Maggiore, Italy, avr. 2007, p. 11-15. Consulté le: 29 septembre 2022. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00257653>

[49] F. Ziraksaz et A. Hassanzadeh, « A 23.4-31.9 GHz Tunable RF-MEMS Impedance Matching Network for 5G Power Amplifier », in *2021 29th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, mai 2021, p. 69-73. doi: 10.1109/ICEE52715.2021.9544293.

## Résumé

---

Ce manuscrit représente les travaux de thèse qui traitent principalement la conception des commutateurs MEMS RF pour des circuits reconfigurables. Une solution qui résout le problème du phénomène de piégeage dans le diélectrique des commutateurs a été proposée en utilisant le diélectrique Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>. Ce commutateur MEMS RF, fonctionnant à une fréquence de 20 GHz, a bien démontré un fonctionnement fiable sans l'apparition du phénomène de chargement du diélectrique. Il a également donné une grande valeur de capacité de 350 fF et un contraste capacitif élevé de 7. Ces composants ont été ensuite intégrés dans la conception d'un déphaseur en réflexion qui utilise le coupleur hybride de Lange. Le déphaseur a garanti un déphasage de 180°, des faibles pertes d'insertion ainsi qu'une bonne isolation inférieure à -23 dB. D'autres commutateurs MEMS RF en Au/SiN ont également été employés dans la conception d'un déphaseur à 2 bits et un autre à 3 bits. Le déphaseur à 2 bits a démontré la possibilité d'avoir un déphasage régulier de 0°, 96° et 186° avec un pas approximatif de 90°. Les commutateurs à matériaux à changement de phase PCM, conçus au sein de notre laboratoire XLIM, ont également été testés pour la conception d'un déphaseur. Ce dernier a pu atteindre les 180° de déphasage avec un problème de pertes d'insertions assez conséquents. Un dernier projet qui portait sur la conception d'un Tuner d'impédance reconfigurable LC a été détaillé. Cet adaptateur d'impédance a été testé sur le transistor WolfSpeed CGH40010F et a démontré une bonne adaptation en sortie du transistor à la fréquence de travail de 5 GHz. La conception du Tuner ainsi que son intégration dans une carte PCB avec un substrat FR4 restent, cependant, des perspectives.

---

Mots-clés : Commutateurs MEMS RF, Déphaseur en Réflexion, Adaptateur d'Impédance MEMS RF, Commutateurs PCM, Antennes Reconfigurables.

## Abstract

---

This manuscript represents the thesis work that mainly deals with the design of RF MEMS switches for reconfigurable circuits. A solution that solves the problem of trapping phenomenon in the dielectric of the switch has been proposed using Ta/Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> dielectric. This RF MEMS switch, operating at a frequency of 20 GHz, has showed reliable operation without the occurrence of the dielectric-trapping phenomenon. It also gave a high capacitance value of 350 fF and a high capacitive contrast of seven. These components are then integrated into the design of a reflective type phase shifter using the Lange hybrid coupler. The phase shifter guaranteed a 180° phase shift, low insertion losses as well as good isolation below -23 dB. Other RF MEMS switches, using Au/SiN actuation electrode, are used in the design of a 2-bit and a 3-bit phase shifter. The 2-bit phase shifter demonstrated the ability to have a smooth phase shift of 0°, 96° and 186° with an approximate step size of 90°. The PCM phase change materials switches, designed in our XLIM laboratory, were also tested for the design of a phase shifter. The conceived circuit was able to reach the 180° phase shift with, however, high insertion losses. In the last project, we detailed a design of an LC reconfigurable impedance tuner. This impedance adapter is tested on the WolfSpeed CGH40010F transistor and demonstrated a good matching at the output of the transistor at 5 GHz. The design of the tuner and its integration into a PCB card on a FR4 substrate are still, however, a matter of concern.

---

Keywords: RF MEMS Switches, Reflective Type Phase Shifter, Tunable RF MEMS Impedance Matching, PCM Switches, Reconfigurable Antennas.

