

Thèse de doctorat

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 et Ingénierie pour l'Information – Electronique des hautes fréquences, photonique et système

Présentée et soutenue par
Edouard JOUIN

Le 15 décembre 2022

Développement d'une solution « single chip » à base de MEMS RF pour la réalisation d'un tuner pour le test de circuits microondes

Thèse dirigée par Pierre BLONDY

JURY :

Président du jury

M. Dominique CROS, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Erwan FOURN, Maître de conférences, INSA, Rennes

M. Emmanuel DUBOIS, Directeur de Recherches, CNRS, IEMN, Lille

Examineurs

M. Pierre ANDRIEU, Ingénieur, CEA CESTA, Le Barp

M. Romain STEFANINI, Ingénieur, Airmems, Limoges

M. Pierre BLONDY, Professeur, Université de Limoges

Invités

M. Audrey MARTIN, Maître de Conférences, Université de Limoges

M. Fabien DEGERY, Ingénieur, CEA CESTA, Le Barp

A ma mamie

« Tout ce que je sais, c'est que je ne sais rien, tandis que les autres croient savoir ce qu'ils ne savent pas. »

Socrate

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier le **CEA-CESTA** pour avoir financé ces travaux de recherche, tout particulièrement **Pierre ANDRIEU** pour m'avoir laissé une grande liberté dans mes travaux.

Je remercie profondément mon directeur de thèse **Pierre BLONDY**, pour son accompagnement, sa grande expérience et sa confiance tout au long de ces travaux. Ce fut une réelle chance de l'avoir comme mentor.

Je tiens à remercier tous les membres du jury qui ont accepté de participer à ma soutenance de thèse, plus particulièrement **Erwan FOURN** et **Emmanuel DUBOIS** pour avoir accepté de rapporter ces travaux de recherche.

J'aimerais remercier **Cyril GUINES** pour ses nombreuses formations concernant la micro-fabrication ainsi que son engagement pour le bon fonctionnement de la salle blanche. **Ling Yan ZHANG** pour sa rigueur et ses précieux conseils concernant la micro-fabrication. **Damien PASSERIEUX** et **Clément HALLEPEE** pour leur expertise pour la partie instrumentation. Sébastien **ROUGIER** pour les nombreuses journées passées à réaliser des découpes FIB. Je remercie également l'**IRCER** qui m'a aidé pour l'utilisation du FIB.

Je remercie l'ensemble du personnel du laboratoire, pour m'avoir permis de réaliser ces travaux dans les meilleures conditions.

Je finirais par remercier ma famille et tous mes proches, pour leur soutien tout au long de ma thèse.

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



Table des matières

Introduction générale.....	18
Chapitre I. Les MEMS RF.....	22
1.1. Les commutateurs RF.....	23
1.2. Les différentes technologies de commutateurs RF.....	24
1.3. Les MEMS RF et leur intégration dans les systèmes.....	25
1.3.1. Les MEMS RF.....	25
1.3.1.1. Les MEMS RF capacitifs.....	27
1.3.1.2. Les MEMS RF ohmiques.....	28
1.3.2. L'encapsulation d'un MEMS RF.....	29
1.3.3. Les différents types de montages sur circuit imprimé.....	30
1.3.4. La polarisation d'un MEMS RF à actionnement électrostatique.....	31
1.3.5. Micro-fabrication des MEMS RF.....	33
1.4. Etat de l'art des MEMS RF à contact ohmique.....	35
1.4.1. NXP Semiconductors.....	35
1.4.2. Menlo Micro.....	37
1.4.3. Airmems.....	39
1.5. Conclusion.....	40
Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces.....	43
2.1. Introduction.....	44
2.2. Switch MEMS RF à contact ohmique développé par XLIM.....	44
2.2.1. Le design (n°0).....	44
2.2.2. Le processus de fabrication (A).....	45
2.3. Encapsulation 0-level par couches minces.....	46
2.4. Compatibilité de l'encapsulation 0-level par couches minces et du switch MEMS RF (design n°0).....	47
2.5. Développement d'un nouveau switch MEMS RF à contact ohmique compatible pour une encapsulation en 0-level par couches minces.....	49
2.5.1. Première version du nouveau switch MEMS RF.....	49
2.5.1.1. Le design (n°1).....	49
2.5.1.2. Processus de fabrication (B).....	51
2.5.1.3. Micro-fabrication, design : problématiques rencontrées.....	52
2.5.2. Deuxième version du nouveau switch MEMS RF.....	54
2.5.2.1. Le design (n°2).....	54
2.5.2.2. Processus de fabrication (C).....	56
2.5.2.3. Problématiques liées à la polarisation dans les accès RF.....	57
2.5.2.4. Résultats de mesures.....	61
2.5.3. Troisième version du nouveau switch MEMS RF.....	63
2.5.3.1. Le design (n°3).....	63
2.5.3.2. Processus de fabrication (D).....	65
2.5.3.3. Résultats de mesures.....	65
2.5.4. Versions finales du nouveau switch MEMS RF.....	67
2.5.4.1. Version avec une forte résistance.....	67

2.5.4.2. Version avec une capacité diminuée	67
2.5.4.3. Résultats de mesures	70
2.5.4.3.1. Version finale avec la capacité diminuée (Design n°4 et processus de fabrication D).....	70
2.5.4.3.2. Version finale avec la capacité diminuée et la forte résistance (Design n°4 et processus de fabrication E)	70
2.5.4.3.3. Version finale avec la forte résistance (Design n°3 et processus de fabrication E)	72
2.6. Fabrication de l'encapsulation 0-level par couches minces	74
2.7. Récapitulatif des résultats obtenus.....	76
2.8. Conclusion	78
Chapitre III. Tuner RF pour la caractérisation d'antennes	81
3.1. Introduction	82
3.1.1. Les méthodes de mesure d'antenne.....	82
3.1.1.1. Mesure en rayonnement	82
3.1.1.2. Mesure en rétrodiffusion.....	83
3.1.2. Système de mesure par rétrodiffusion attendu	85
3.2. Tuner RF à base de MEMS RF et de charges CMS.....	86
3.2.1. Le design du tuner RF sur carte	86
3.2.2. Banc de mesure du tuner sur carte.....	89
3.2.3. Résultats de mesures du tuner RF	89
3.3. Tuner monolithique en technologie MEMS pour la caractérisation d'antennes.....	91
3.3.1. Cahier des charges du tuner monolithique	91
3.3.2. Conception du tuner microfabriqué en technologie MEMS	92
3.3.2.1. Le processus de fabrication	92
3.3.2.2. Le design	95
3.3.2.2.1. Les MEMS RF	97
3.3.2.2.2. Les capacités.....	97
3.3.2.2.3. La charge adaptée.....	98
3.3.2.3. Résultats de mesures	99
3.3.2.3.1. Pour les différentes charges	99
3.3.2.3.2. Réponse fréquentielle du circuit passant (Through)	102
3.3.3. Conclusion.....	102
3.3.4. Conception du tuner microfabriqué en technologie PCM	103
3.4. Conclusion	106
Chapitre IV. Reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz.....	108
4.1. Introduction	109
4.2. Reconfigurabilité d'un reflectarray	110
4.3. Définition des objectifs	113
4.4. Cellule unitaire fixe d'un reflectarray fonctionnant à 28GHz	114
4.4.1. Le design RF	114
4.4.2. Le système de mesure	116
4.4.3. Résultats de mesures et validation du concept.....	117
4.4.4. Conclusion.....	119
4.5. Cellule unitaire reconfigurable d'un reflectarray fonctionnant à 28GHz	120
4.5.1. Le design d'une cellule réflectrice double du RAR piloté optiquement	120
4.5.1.1. Le design de l'antenne (partie RF du PCB)	120

4.5.1.2. Le design du stub.....	121
4.5.2. Le design du circuit de commande optique (partie analogique du PCB)	123
4.5.3. Résultats	125
4.5.3.1. Résultats de simulations	125
4.5.3.2. Les différentes réalisations (Partie RF)	127
4.5.3.3. Résultats de mesures	129
4.5.4. Débogage des RAR.....	133
4.6. Conclusion	139
Conclusion générale.....	141
Liste des publications	145
Références bibliographiques	147
Annexe	154

Table des illustrations

Figure 0-1 : Caractérisation d'antenne en rayonnement.	19
Figure I-1 : Représentation des états ouvert et fermés d'un commutateur RF.	23
Figure I-2 : Resonant Gate Transistor [9].....	26
Figure I-3 : Représentation schématique d'un MEMS RF ohmique.	277
Figure I-4 : Représentation schématique d'un MEMS RF capacitif, (a) à l'état haut, (b) et à l'état bas.....	27
Figure I-5 : SmartTune 32CK [11], (a) image optique vue de dessous, (b) et image MEB d'une coupe.....	28
Figure I-6 : Représentation schématique d'un MEMS RF ohmique, (a) à l'état haut, (b) et à l'état bas.....	28
Figure I-7 : Encapsulation 0-level, (a) par coque, (b) par couches minces.....	30
Figure I-8 : Différents types de montage sur carte, (a) par wire-bonding, (b) par flip chip.	31
Figure I-9 : Schéma illustrant l'équation I-3.....	32
Figure I-10 : Montages de polarisation, (a) hors accès RF, (b) dans l'accès RF.	33
Figure I-11 : Schéma électrique d'un té de polarisation.	33
Figure I-12 : Processus de photolithographie, (a) étalement de la résine, (b) alignement, (c) insolation, (d) développement.....	34
Figure I-13 : Processus d'impression de motifs pour un matériau voulu. Par gravure, (a.1) dépôt du matériau, (a.2) photolithographie positive, (a.3) gravure, (a.4) nettoyage de la résine. Par lift-off, (b.1) photolithographie négative, (b.2) dépôt du matériau, (b.3) lift-off.	34
Figure I-14 : Image microscope du MEMS RF développé par NXP semiconductors [17].....	35
Figure I-15 : Vue en coupe du MEMS RF (pas à l'échelle), (a) image SEM, (b) et dessin schématique. Dans l'image SEM, les électrodes d'actuation et le plot de contact de sont pas visibles [17].	36
Figure I-16 : Résultats de mesures, (A) pertes d'insertion, et (B) isolation, du switch encapsulé dans les états ouvert et fermé [17].	36
Figure I-17 : MEMS RF SP4T de la société Menlo Micro, (a) vue de dessus, (b) et vue de dessous [4].....	37
Figure I-18 : Résultats de mesures du MEMS RF SP4T de la société Menlo Micro, (a) les pertes d'insertion à l'état ON, (b) les pertes de retour à l'état ON, (c) et l'isolation à l'état OFF [4].....	38
Figure I-19 : Microphotographie du switch de la société d'AirMems [18].....	39
Figure I-20 : Résultats de mesures du switch AirMems, (a) à l'état fermé, (b) et à l'état ouvert [18].	40
Figure II-1 : Design du commutateur RF à contact ohmique développé par XLIM.	45

Figure II-2 : Vue en coupe des étapes de fabrication du commutateur de base, (a) électrode, (b) couche sacrificiée 1, (c) couche sacrificiée 2, (d) cantilever en Au, (e) libération.....	45
Figure II-3 : (a) Design de l'encapsulation 0-level par couches minces, (b) image MEB d'une cavité non scellée sur une membrane de design n°0 posée à plat sur le substrat.	46
Figure II-4 : Vue en coupe des étapes de fabrication de l'encapsulation 0-level par couches minces, (a) couche sacrificiée, (b) cavité, (c) libération et séchage, (d) scellement, (e) passivation.	47
Figure II-5 : Image MEB après découpe une découpe FIB montrant un défaut de gravure de l'Au.	48
Figure II-6 : Image MEB après une découpe FIB d'une cavité libérée sur une membrane.	49
Figure II-7 : Design de la première version du nouveau switch MEMS RF.....	50
Figure II-8 : Simulations MEF du déplacement de la membrane après libération, dans l'axe z, (a) pour un empilement Au/Si ₃ N ₄ 400/700nm, (b) et pour un empilement Au/ Si ₃ N ₄ /Au 400/700/400nm.	50
Figure II-9 : Vue en coupe des étapes de fabrication de la première version du nouveau commutateur, (a) électrode, (b) 1 ^{ère} couche sacrificiée, (c) 2 ^{ème} couche sacrificiée, (d) 1 ^{ère} métallisation de la membrane, (e) couche structurelle de la membrane, (f) 2 ^{ème} métallisation de la membrane, (g) libération et séchage.....	51
Figure II-10 : Image MEB de la première version du nouveau commutateur libéré.	51
Figure II-11 : Image au microscope optique de la première version du commutateur libéré avec les lignes CPW.....	52
Figure II-12 : Image MEB d'une découpe FIB d'un ancrage (1).	53
Figure II-13 : Image MEB d'une découpe FIB d'un ancrage (2).	53
Figure II-14 : Image MEB des reprises de contact entre les deux couches d'Au formant la membrane.	53
Figure II-15 : Comparaison optique de la déflexion d'une couche de Si ₃ N ₄ pour une épaisseur de 400nm avec, (a) deux ancrages et, (b) quatre ancrages, et pour une épaisseur de 600nm avec, (c) deux ancrages et, (d) quatre ancrages.	54
Figure II-16 : Simulations MEF, (a) sans contact avec le diélectrique, (b) avec contact avec le diélectrique.....	55
Figure II-17 : Design de la deuxième version du nouveau switch MEMS RF.	56
Figure II-18 : Image au microscope optique de la deuxième version du nouveau switch MEMS RF fabriqué.....	56
Figure II-19 : Vue en coupe des étapes de fabrication de la deuxième version du nouveau commutateur, (a) électrode, (b) couche isolante, (c) sortie RF, (d) 1 ^{ère} couche sacrificiée, (e) 2 ^{ème} couche sacrificiée, (f) 1 ^{ère} métallisation de la membrane, (g) structure de la membrane, (h) 2 ^{ème} métallisation de la membrane, (i) et, libération et séchage.....	57
Figure II-20 : Représentation de la fuite du signal de polarisation bipolaire dans le chemin RF. La forte variation du signal de polarisation provoque des pics dans le chemin RF.	57

Figure II-21 : Concept proposé. L'électrode d'actionnement est divisée en deux électrodes, avec des signaux de polarisations opposés appliqués. Le signal de polarisation dans le chemin RF est réduit.	58
Figure II-22 : Image au microscope optique du commutateur à deux ancrages, fabriqué avec deux électrodes, (a) vue globale du composant avec les lignes CPW, (b) vue zoomée sur le MEMS RF uniquement.	59
Figure II-23 : Configuration pour la mesure de la fuite du signal de polarisation.	59
Figure II-24 : Image de la configuration pour la mesure de la fuite du signal de polarisation.	60
Figure II-25 : Mesure de la fuite de polarisation pour des configurations à une et deux électrodes.....	60
Figure II-26 : Résultats de mesures de la deuxième version du nouveau switch MEMS RF.	62
Figure II-27 : Mise en évidence des problèmes de contact, (a) la couche sacrificiée est bien alignée sur la sortie, (c) la couche sacrificiée est mal alignée sur la sortie.	63
Figure II-28 : Image au microscope optique du MEMS RF design n°3 fabriqué avec le processus de fabrication E.	64
Figure II-29 : Image MEB d'une découpe FIB d'un MEMS RF design n°3 fabriqué avec le processus de fabrication D, (a) vue globale du switch, (b) vue zoomée sur le plot de contact.	64
Figure II-30 : Vue en coupe des étapes de fabrication du processus D, (a) électrode, (b) couche isolante, (c) sortie RF, (d) 1 ^{ère} couche sacrificiée, (e) 2 ^{ème} couche sacrificiée, (f) métallisation de la membrane, (g) structure de la membrane, (h) libération.....	65
Figure II-31 : Résultats de mesures de la troisième version du nouveau commutateur MEMS RF.	66
Figure II-32 : Design de la version final du commutateur MEMS RF avec la capacité diminuée (n°4).....	67
Figure II-33 : Comparaison de la surface parasitant le fonctionnement du MEMS RF, (a) pour le design n°3 et, (b) pour le design n°4.....	68
Figure II-34 : Image au microscope optique du design n°4 fabriqué avec le processus de fabrication D.....	68
Figure II-35 : Image MEB d'une découpe FIB d'un MEMS RF design n°4 fabriqué avec le processus de fabrication D, (a) vue globale du switch, (b) vue zoomée sur le dimple.....	69
Figure II-36 : Résultats de mesures du design n°4 pour le processus de fabrication D, (a) à l'état ON, (b) à l'état OFF.	71
Figure II-37 : Résultats de mesures du design n°4 pour le processus de fabrication E, (a) à l'état ON, (b) à l'état OFF.	72
Figure II-38 : Résultats de mesures du design n°3 et processus de fabrication B, (a) à l'état ON, (b) à l'état OFF.....	73
Figure II-39 : Image MEB d'une découpe FIB au niveau des plots de scellements d'un commutateur encapsulé en 0-level par couches minces.....	75

Figure II-40 : Image MEB d'une découpe FIB au niveau du plot de contact, d'un commutateur encapsulé en 0-level par couches minces.	75
Figure II-41 : Image optique de multiples encapsulation 0-level par couches minces sans passivation.	76
Figure III-1 : Caractérisation d'antenne en rayonnement.	83
Figure III-2 : Caractérisation d'antenne en rétrodiffusion.	83
Figure III-3 : Représentation schématique des modes antenne et structure.	84
Figure III-4 : Système de mesure par rétrodiffusion au niveau de l'antenne sous tests.	85
Figure III-5 : Tuner RF sur carte, (a) vierge, (b) et monté.	86
Figure III-6 : Paramètres S du tuner sur carte sans MEMS avec un bonding reliant les deux ports (à la place du MEMS 1).	87
Figure III-7 : Schéma électrique du tuner sur carte.	88
Figure III-8 : Circuit de commande d'un MEMS RF fonctionnant avec une tension continue.	88
Figure III-9 : Banc de mesure du tuner sur carte.	89
Figure III-10 : Impédance d'entrée du tuner sur carte pour une charge 50Ω , une capacité de 1pF et pour un circuit ouvert, (a) sur la bande 100MHz - 2GHz , (b) et à 1GHz	90
Figure III-11 : Paramètres S lorsque le MEMS 1 est à l'état bas (circuit passant entre le port 1 et 2).	91
Figure III-12 : Schéma de principe du tuner microfabriqué.	92
Figure III-13 : Processus de fabrication en couches minces du tuner envisagé.	93
Figure III-14 : Image MEB d'une couche de cuivre réagissant après un dépôt de Si_3N_4 , (a) vue d'ensemble, (b) et après une découpe FIB.	94
Figure III-15 : Processus de fabrication du tuner réalisé.	94
Figure III-16 : Image optique du tuner microfabriqué (MEMS RF design n°4 processus de fabrication A).	95
Figure III-17 : Vue zoomée du tuner sur les MEMS RF et les charges avec une représentation des trajectoires possibles du courant.	96
Figure III-18 : Design d'une capacité MIM.	97
Figure III-19 : Design d'une résistance en couche mince.	98
Figure III-20 : Impédance d'entrée des différentes charges (CC, CO, 72Ω , 1.5pF et 0.6pF), sur la bande 10MHz - 20GHz	100
Figure III-21 : Schémas équivalent pour, (a) le CC, (b) la résistance 72Ω , (c) le CO, (d) la capacité 1.5pF , (e) et la capacité 0.6pF	100
Figure III-22 : Impédance d'entrée des différentes charges (CC, CO, 72Ω , 1.5pF et 0.6pF), (a) à 1GHz , (b) à 10GHz , (c) à 20GHz	101
Figure III-23 : Résultats de mesure du circuit passant du tuner microfabriqué.	102

Figure III-24 : Vue en coupe des étapes de fabrication du commutateur PCM, (a) commande, (b) couche isolante, (c) ligne CPW, (d) GeTe, (e) et réduction du gap entre l'entrée et la sortie.	103
Figure III-25 : Design du tuner en technologie PCM.	104
Figure III-26 : Résultats de simulations du tuner en technologie PCM, (a) en module pour le through, (b) en impédance d'entrée pour les différentes charges sur la bande DC-20GHz, (c) et à 5GHz.	105
Figure IV-1 : Représentation schématique d'un système reflectarray en technologie microruban [43].	109
Figure IV-2 : Méthode pour réaliser un RAR, (a) par résonateur accordable, (b) par onde guidée [51].	111
Figure IV-3 : RAR utilisant une diode PIN pour la méthode des ondes guidées [60].	112
Figure IV-4 : RAR utilisant une diode PIN pour la méthode du résonateur accordable [52].	113
Figure IV-5 : Schéma de fonctionnement d'un RAR piloté optiquement.	114
Figure IV-6 : Design de deux cellules unitaires avec rajout pour la caractérisation expérimentale.	115
Figure IV-7 : Design d'une cellule unitaire fixe, (a) vue de dessus, (b) vue de côté.	115
Figure IV-8 : Cellules unitaires double fabriquées par Eurocircuits.	116
Figure IV-9 : (a) Système de mesure pour la cellule unitaire d'un RA ou RRA, (b) flange où se loge l'antenne.	117
Figure IV-10 : Résultats de mesure de deux cellules unitaires du RA pour des longueurs de stubs allant de 0 μ m à 1000 μ m, (a) en module, (b) et en argument.	118
Figure IV-11 : Comparaison des résultats de mesure de deux cellules unitaires du RA pour des longueurs de stubs de 200 μ m et 800 μ m, (a) en module, (b) et en argument.	119
Figure IV-12 : Design de l'antenne du RAR face avant.	120
Figure IV-13 : Photo du RAR globale, face avant nue.	121
Figure IV-14 : Design du stub reconfigurable pour MEMS RF design n°3.	122
Figure IV-15 : Designs du stub reconfigurable pour les MEMS RF, (a) design n°4, (b) et présentés dans [19].	123
Figure IV-16 : Schéma électronique du circuit de commande optique	124
Figure IV-17 : Tension au niveau de l'électrode du MEMS RF en fonction de la résistance du phototransistor.	124
Figure IV-18 : Photo du RAR, face arrière, (a) avec circuit de commande nu, (b) et sans circuit de commande.	125
Figure IV-19 : Modèle de simulation sans le substrat, (a) vue en coupe de la double cellule unitaire, (b) et vue de la face avant d'une cellule unitaire.	126

Figure IV-20 : Résultats de simulations, (a) pour les états ON et OFF en module, (b) et en déphasage entre les états ON et OFF.	127
Figure IV-21 : Stub reconfigurable fabriqué monté sur le PCB, (a) avec les MEMS RF design n°4, (b) avec les MEMS design n°3, (c) et avec les MEMS RF design n°0.	128
Figure IV-22 : RAR avec les MEMS RF design n°4.	129
Figure IV-23 : Résultats de mesure pour trois RAR avec des MEMS RF design n°4.	131
Figure IV-23 : Résultats de mesure pour trois RAR avec des MEMS RF design n°3.	131
Figure IV-25 : Résultats de mesure pour deux RAR avec les MEMS RF présentés dans [19].	133
Figure IV-26 : Pucés réalisées pour déboguer les résultats des RAR, (a) sans métallisation, (b) ligne de polarisation MEMS RF design n°3, (c) stub ouvert, (d) stub fermé, (e) stub ouvert + partie non résistive de la polarisation, (f) stub ouvert + ligne de polarisation des MEMS RF design n°4, (g) et stub ouvert + ligne de polarisation MEMS RF design n°3.	134
Figure IV-27 : Résultats de mesures pour, (a) les pucés 1 et 2 et sans puce en modules, (b) en phase, (c) et pour les pucés 6 et 7 en modules.	135
Figure IV-28 : Résultats de mesures pour, (a) les pucés 3, 4 et 7 en module, (b) en phase, (c) et le déphasage obtenu entre les pucés 3 et 4.	136
Figure IV-29 : Comparaison des résultats obtenus en mesures pour le RAR 3, en simulation, et en mesures pour un RAR (MEMS RF design n°4) avec les VIAS isolés des lignes de polarisation avec de la résine.	137
Figure IV-30 : Comparaison des résultats obtenus en mesures pour le RAR 8, pour un RAR (MEMS RF design n°0) avec les VIAS isolés des lignes de polarisation avec de la résine.	138
Figure IV-31 : Possibilité de design corrigeant les phénomènes de résonnance.	138
Figure A-1 : Chaîne de transmission pour la commande du système de mesure par rétrodiffusion.	155
Figure A-2 : IHM LabVIEW, (a) face avant, (b) et face arrière.	156
Figure A-3 : Circuit électronique pour l'émission.	156
Figure A-4 : Schéma de fonction du circuit de réception.	157
Figure A-5 : Schéma électronique de la réception du signal optique.	157
Figure A-6 : Conversion série/parallèle avec un SN74LV8153PWR, (a) schéma de câblage, (b) correspondance des broches, (c) et chronogramme.	158
Figure A-7 : Schéma électronique du signal de polarisation.	159
Figure A-8 : Résultats de simulations du schéma électronique créant le signal de polarisation.	160

Table des tableaux

Tableau I-1 : Comparaison des différentes technologies de commutateurs RF [1].	25
Tableau I-2 : Comparatif des différents types d'actionnement des MEMS RF [10].....	26
Tableau I-3 : Comparatif des MEMS RF ohmiques encapsulés en 0-level.....	41
Tableau II-1 : Récapitulatif des résultats de mesures des commutateurs réalisés.	77
Tableau II-2 : Comparaison des deux commutateurs les plus performants réalisés avec les MEMS RF existants.....	78
Tableau IV-1 : Technologies utilisées dans les reflectarrays reconfigurables associées à une évaluation qualitative de quelques propriétés (Les symboles '+', '0', et '-' réfèrent à bon, neutre et mauvais respectivement) [51].....	111
Tableau IV-2 : Dimensions du design de la cellule unitaire double du RA.....	116
Tableau IV-3 : Dimensions du design de la cellule unitaire double du RAR.	122

Introduction générale

Introduction générale

La caractérisation de composants hyperfréquences nécessite la mesure préalable d'échantillons de référence, de calibrage de circuits pour la réalisation de mesures fiables et reproductibles. Dans le cas des mesures d'antennes, ce type de calibrage est souvent complexe à mettre en œuvre dans des environnement de mesure comme une chambre anéchoïque. En effet, dans le cas où l'antenne est de grandes dimensions avec un fort gain, il est nécessaire de l'éloigner de la source du système de mesure du diagramme de rayonnement à une distance relativement importante. La mesure nécessite alors d'utiliser des câbles de grande longueur, et des manipulations souvent complexes (Figure 0-1). La présence de câbles métalliques dans l'environnement de mesures perturbe les résultats de mesures, et il est souvent nécessaire de recourir à des montages qui font appel à des sources optoélectroniques, qui sont reliées par des fibres optiques, transparentes au rayonnement électromagnétique.

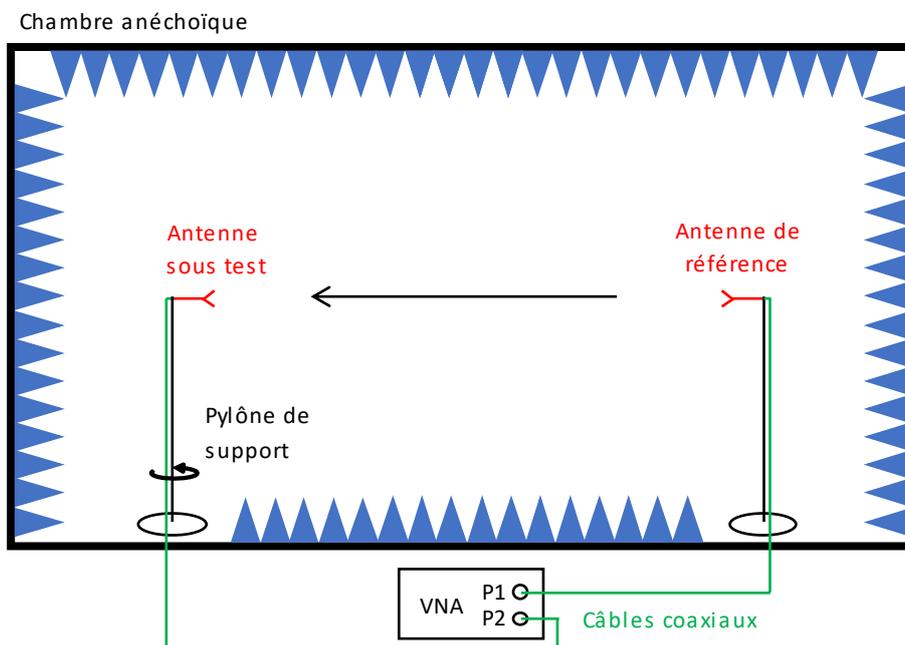


Figure 0-1 : Caractérisation d'antenne en rayonnement.

Ces solutions sont bien développées mais présentent des limitations en termes de paramètres mesurés, notamment sur la réflexion de l'antenne et d'autres solutions complémentaires ont été développées pour améliorer la qualité des mesures. L'une d'elles consiste à connecter l'antenne à un circuit commandé qui permet de faire varier l'impédance de la charge de l'antenne. On peut ainsi déterminer sa surface équivalente Radar à partir d'une mesure en réflexion des signaux envoyés par une source qui fait face à l'antenne. Des calculs permettent ensuite de remonter à toutes les caractéristiques de l'antenne.

Les charges qui doivent être connectées à l'antenne à mesurer sont généralement des capacités de plusieurs valeurs, qui sont proches d'un court-circuit à la fréquence de travail, et d'autres proches d'un circuit ouvert. Une charge adaptée est également connectée pendant la mesure de façon à obtenir un maximum de contraste sur la réflexion mesurée de l'antenne. Pour ces mesures, on utilise un réseau de commutateurs pour connecter successivement l'ensemble des charges lors des mesures en réflexion. Ces commutations entre charges sont répétées autant de fois qu'il y a de points de mesures dans le diagramme, de manière à obtenir une caractérisation complète de l'antenne.

Dans un tel circuit, les pertes des commutateurs utilisés pour passer d'une charge à l'autre sont déterminantes pour le bon fonctionnement des mesures. En effet, la dynamique des mesures en réflexion dépend fortement de la qualité du contraste qu'il est possible d'obtenir entre les différentes charges de l'antenne. Ainsi, la réalisation de ces circuits de charge fait appel à des relais électromécaniques qui sont montés sur des cartes de circuit intégrés, et connectés à l'antenne. Ces relais permettent de conserver un excellent contraste entre les charges, et de réaliser des mesures aussi précises que possible.

Les charges doivent être commutées plusieurs fois pour chaque point de mesure, ce qui peut ralentir significativement la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne suivant le principe décrit plus haut. De plus, la taille et la masse de la carte qui accueille les relais et les charges est importante, ce qui peut perturber les mesures. Une commande optique de ce circuit de commutation est également compliquée à réaliser.

Une solution pour améliorer la vitesse des mesures tout en conservant la dynamique entre les différentes impédances serait d'utiliser des commutateurs MEMS, qui sont à la fois plus rapides (quelques dizaines de micro secondes face à quelques centaines de millisecondes au mieux) et dotés de contraste on/off comparables aux relais mécaniques. La vitesse de la mesure serait seulement limitée par le temps d'acquisition des instruments. Cependant, l'inconvénient des composants MEMS est leur packaging qui ajoute un coût et une complexité significative.

Les travaux de recherches présentés dans ce manuscrit s'attèlent au packaging des MEMS RF, et à la création d'une matrice de commutation pour un système de mesure d'antenne en rétrodiffusion. Au vu de l'utilité des MEMS RF dans les systèmes reconfigurables, le travail de recherche s'est également orienté vers la conception d'une cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable.

Le manuscrit se compose de quatre chapitres. Le premier chapitre est consacré à l'étude des différentes technologies de commutateur RF existant afin de montrer l'intérêt des commutateurs MEMS RF. La technologie des MEMS RF à contact ohmique en détail est présentée ensuite, en passant par la description du système électromécanique, par son packaging, ou encore les techniques de fabrication. Un état de l'art est enfin réalisé pour comprendre à quelles performances un MEMS RF à contact ohmique peut espérer.

Le deuxième chapitre correspond à la réalisation d'un nouveau MEMS RF à contact ohmique compatible avec une encapsulation dite « niveau zéro ». Différents designs et problématiques dans la fabrication sont présentés. Puis plusieurs versions de commutateurs fabriqués et mesurés sont présentées.

Le troisième chapitre concerne la conception de la matrice de commutation monolithique pour la réalisation d'un nouveau système de mesure par rétrodiffusion. Un premier prototype, associant des commutateurs MEMS du commerce et des charges CMS, est réalisé pour montrer le potentiel des MEMS RF dans la réalisation d'une telle matrice. Enfin, un tuner monolithique fabriqué et mesuré, est présenté.

Le quatrième et dernier chapitre présente la réalisation d'une cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz. Une première version de reflectarray à structure fixe est d'abord présentée pour valider le choix du design. Puis une version reconfigurable est fabriquée et mesurée. Les résultats n'étant pas ceux attendus pour la version reconfigurable, une étape de débogage est alors réalisée, amenant des propositions de design.

Chapitre I. Les MEMS RF

1.1. Les commutateurs RF

Les commutateurs RF sont des composants caractérisés par deux états distincts (voir Figure I-1). A l'état ON (ou passant), le commutateur se modélise par une simple résistance traduisant les pertes. A l'état OFF (ou bloqué) il se modélise par une capacité représentant l'isolation entre l'entrée et la sortie.

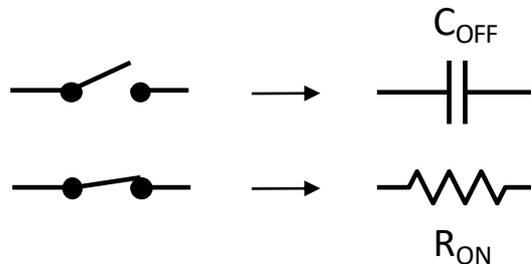


Figure I-1 : Représentation des états ouvert et fermés d'un commutateur RF.

Cependant, le R_{ON} et le C_{OFF} ne suffisent pas pour décrire le comportement du MEMS, effectivement, la caractérisation par les paramètres S est indispensable. A l'état bloqué, le paramètre intéressant est le S_{21} , il traduit l'isolation entre l'entrée et la sortie. L'isolation est considérée forte quand S_{21} est inférieur à -30dB. Plus la valeur de C_{OFF} est faible plus l'isolation sera élevée. A l'état passant, le paramètre S_{11} permet de qualifier l'adaptation. Elle est considérée bonne lorsque le S_{11} est inférieur à -15dB. Le paramètre S_{21} représente les pertes du composant. Il doit être le plus proche de 0dB possible.

Les critères précédemment présentés sont les principaux indicateurs du fonctionnement RF du commutateur, mais il existe d'autres indicateurs le caractérisant :

- Le facteur de mérite (notée FOM , Figure Of Merit) représente le fonctionnement global du commutateur. Elle s'exprime généralement en fs pour les commutateurs RF.

$$FOM = R_{ON} \cdot C_{OFF} \quad (I - 1)$$

- La fréquence de coupure (notée F_C) représente la fréquence à laquelle il n'y a plus de contraste entre les états bloqué et passant. Elle s'exprime généralement en THz.

$$|R_{ON}| = |C_{OFF}| \Rightarrow F_C = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ON} \cdot C_{OFF}} \quad (I - 2)$$

- Le temps de commutation (τ_c)
- La taille du composant
- La tenue en puissance
- Le nombre de cycles de commutation (N_c)
- La linéarité (IP3)

1.2. Les différentes technologies de commutateurs RF

Plusieurs technologies de commutateur RF existent. On peut notamment citer les transistors à effet de champ, les relais électromécaniques, les commutateurs à changement de phase ou encore les microsystèmes électromécaniques.

Les transistors à effet de champ (FET, Field Effect Transistor), sont des commutateurs à semiconducteurs. Ces composants sont commandés en tension. Lors de l'application d'une tension sur la grille, un champ électrique se crée et le canal devient conducteur, le commutateur devient alors passant.

Les relais électromécaniques utilisent une bobine qui une fois alimentée crée un champ magnétique déplaçant une palette qui ouvre ou ferme le contact.

Les commutateurs à changement de phase (PCM, Phase Change Material) utilisent des matériaux possédant deux phases distinctes. Une des phases est amorphe (résistive) et l'autre est cristalline (conductrice). La commutation entre les phases s'obtient par une commande de chauffage.

Les microsystèmes électromécaniques (MEMS, Micro ElectroMechanical System) sont des systèmes possédant une membrane mobile. Majoritairement, leur actionnement est électrostatique. A l'application d'une tension, une force électrostatique est générée ce qui déplace la membrane et ferme le contact.

Ces technologies de commutateurs ont été comparées dans [1] donnant le Tableau I-1. Les MEMS RF sont donc privilégiés pour leur faible consommation, leur petite taille, leurs faibles pertes, et leur forte linéarité. C'est pourquoi cette technologie a été choisie par le CEA-CESTA pour réaliser le tuner. La faible consommation permettra un fonctionnement aisément intégrable sur batterie. Leurs faibles pertes à l'état ON ainsi que leur isolation mécanique à l'état OFF permettront d'obtenir un fort contraste entre les charges. Et leur petite taille permettra d'obtenir un tuner aux dimensions réduites pour obtenir un environnement de mesure le plus approprié.

Tableau I-1 : Comparaison des différentes technologies de commutateurs RF [1].

	Technologie			
	FET (MOS) [2]	MEMS RF [3], [4]	REM ⁽¹⁾ [5]	PCM [6]–[8]
Bi stabilité	Non	Non	Oui	Oui
IL ⁽²⁾ (dB)	1 – 2	0.5 – 2	0.1 – 1	0.1 – 2
Iso ⁽³⁾ (dB)	30 – 50	20 – 30	> 50	20 – 30
R_{ON} (Ω)	5	< 3	< 1	< 10
C_{OFF} (fF)	50	< 15	< 1	< 10
FOM (fs)	100 – 250	5 – 8	< 1	5 – 8
τ_c (μs)	0.001 – 0.1	< 30	5000 – 8000	0.1 – 10
Taille (mm²)	2 – 5	2 – 5	100 – 300	< 0.25
F_{Max} ⁽⁴⁾ (GHz)	200	120	28	67
N_c	> 10 ⁹	> 10 ⁹	> 10 ⁶	> 10 ⁹
IP3 (dBm)	30 – 60	60 – 100	Infini	40 – 80
Consommation	Faible	Faible	Faible	Moyenne
Intégration	Facile	Facile	Difficile	Facile
Packaging	Aucun	Difficile	Facile	Aucun
Coût	0.01 – 5	5 – 20	40 – 300	

⁽¹⁾ Relais ElectroMécanique

⁽²⁾ Insertion losses (pertes d'insertion) à 20GHz

⁽³⁾ Isolation à 20GHz

⁽⁴⁾ Fréquence max de travail

1.3. Les MEMS RF et leur intégration dans les systèmes

1.3.1. Les MEMS RF

Les MEMS, sont des composants mêlant électronique et mécanique. Le concept des MEMS est né en 1967 avec la création originale de Nathanson [9] (Figure I-2). Il est le premier à présenter une structure avec une membrane mobile permettant de modifier les caractéristiques électroniques du composant. La structure de Nathanson s'appelle un « Resonant Gate Transistor ». Cette nouvelle structure de composant a d'abord permis l'arrivée des MEMS avec les micro-capteurs et les accéléromètres, vient ensuite l'ère des MEMS RF.

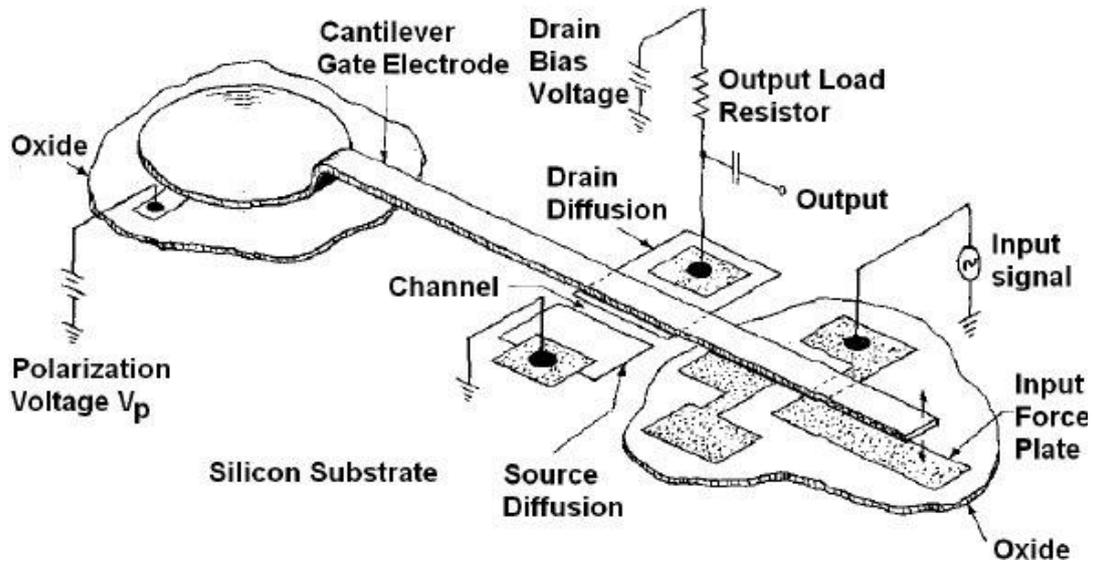


Figure I-2 : Resonant Gate Transistor [9].

Un MEMS RF fonctionne par la mise en mouvement d'une membrane par le biais d'un actionneur, qui peut être, thermique, électrostatique, magnétique ou encore piézoélectrique. La majorité de ces composants est à actionnement électrostatique dû à une consommation quasi nulle (quelques nano watts), à sa petite taille et à son court temps de commutations en comparaison aux autres modes d'actionnement (voir Tableau I-2).

Tableau I-2 : Comparatif des différents types d'actionnement des MEMS RF [10].

	Puissance consommée (en mW)	Taille	Temps de commutation (μ s)
Electrostatique	0	Très petite	1-200
Piézoélectrique	0	Grande	50-500
Magnétique	0-100	Grande	200-1000
Thermique	0-200	Moyenne	300-10000

Les commutateurs MEMS RF sont catégorisés suivant la nature du contact entre l'entrée et la sortie. Effectivement, un MEMS RF peut avoir un contact ohmique, on l'appelle alors MEMS RF ohmique. Les MEMS RF peuvent également intégrer une couche diélectrique entre l'entrée et la sortie, on l'appelle alors MEMS RF capacitif.

Un MEMS RF à actionnement électrostatique se compose principalement (Figure I-3) d'une membrane, partie mobile du commutateur, elle est reliée au reste du circuit par le biais d'ancrages. Les ancrages sont les jonctions entre la membrane et le reste du circuit. La membrane peut posséder un ou plusieurs plots de contact (dimple en anglais). Ce sont les zones qui viendront en contact avec la sortie RF pour fermer le circuit. Pour finir, il possède une électrode de polarisation permettant la génération de la force électrostatique.

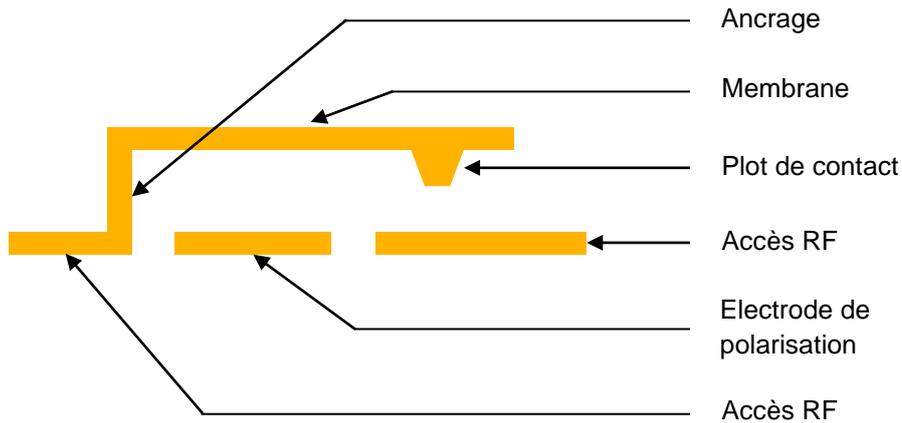


Figure I-3 : Représentation schématique d'un MEMS RF ohmique.

1.3.1.1. Les MEMS RF capacitifs

Les MEMS RF capacitifs possèdent deux états de fonctionnement. La présence d'une couche diélectrique entre les accès RF permet de créer une capacité variable. Elle est notée, C_{UP} à l'état haut, et C_{DOWN} à l'état bas (voir Figure I-4). Ces composants sont principalement utilisés pour réaliser des DTC (Digitally Tunable Capacitor), s'intégrant dans les téléphones mobiles pour modifier la fréquence de résonance d'une antenne par exemple.

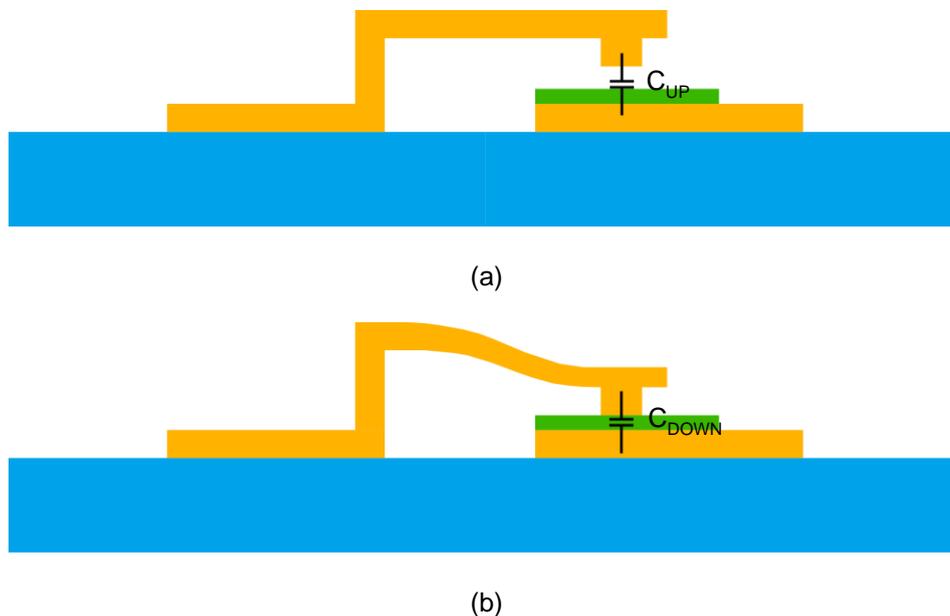


Figure I-4 : Représentation schématique d'un MEMS RF capacitif, (a) à l'état haut, (b) et à l'état bas.

On peut notamment citer, un DTC commercialisé par la société Cavendish Kinetics [11] (Figure I-5). Ce composant permet de faire fonctionner des antennes LTE sur la bande 700MHz-1000MHz. Il fonctionne sur 5-bits permettant d'obtenir une résolution de l'ordre de la dizaine de femtofarads à la centaine de femtofarads, pour des capacités allant de 0.4pF à 5.1pF en fonction de la référence du composant.

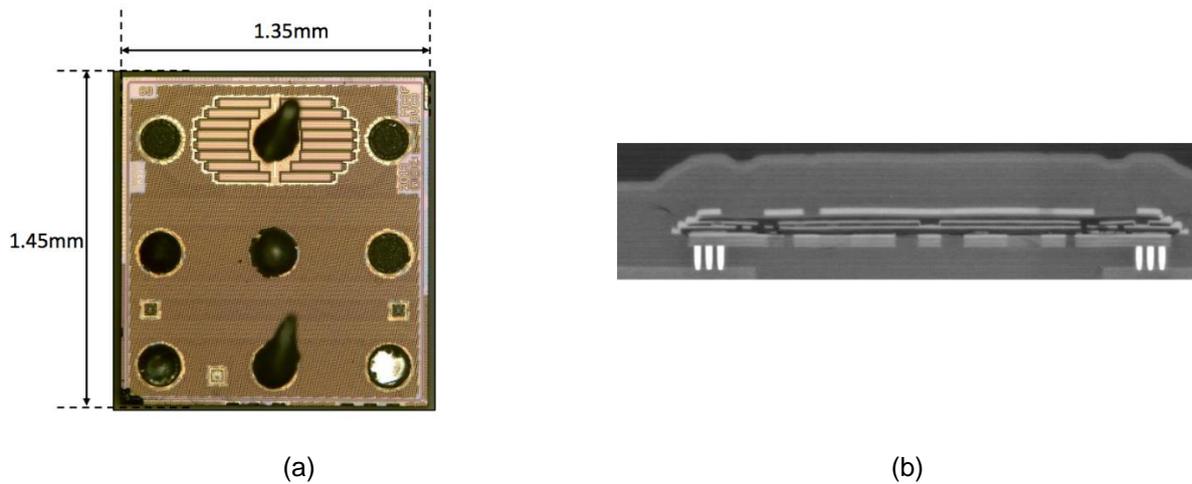


Figure I-5 : SmartTune 32CK [11], (a) image optique vue de dessous, (b) et image MEB d'une coupe.

1.3.1.2. Les MEMS RF ohmiques

Les MEMS RF ohmiques sont des composants à deux états, ouvert et fermé (ou OFF/haut et ON/bas respectivement). Une représentation schématique est sur la Figure I-6. A l'état haut, la surface en regard entre l'entrée et la sortie crée une capacité, elle est notée C_{OFF} . Une fois activé, le MEMS possède un contact métallique, la résistance induite par le MEMS est alors notée R_{ON} . Cette résistance comprend la résistance de la ligne et la résistance due au contact. Un état de l'art des MEMS RF ohmiques est présenté plus bas dans la partie 1.4.

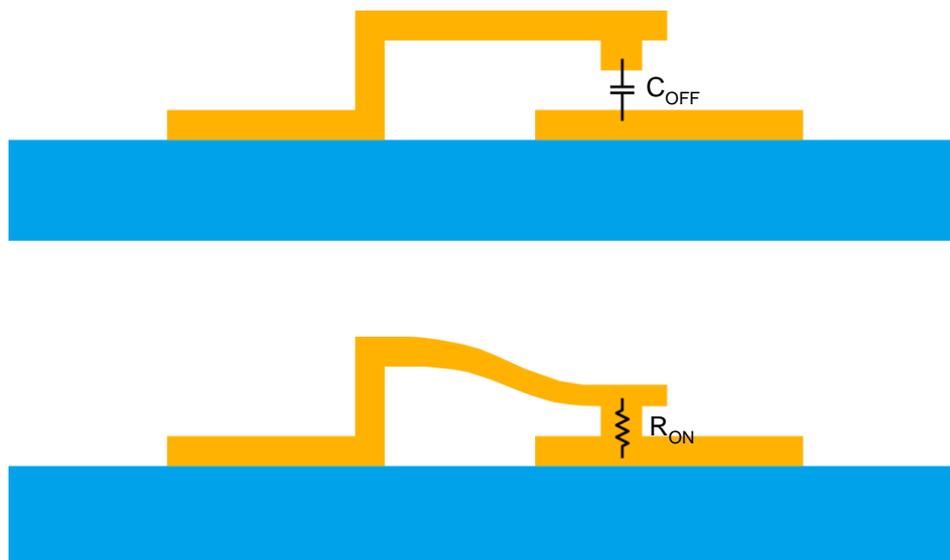


Figure I-6 : Représentation schématique d'un MEMS RF ohmique, (a) à l'état haut, (b) et à l'état bas.

1.3.2. L'encapsulation d'un MEMS RF

Afin d'intégrer des MEMS RF dans des applications, il est primordial de l'encapsuler. En effet cette technologie est très sensible à l'humidité et aux impuretés. L'encapsulation d'un MEMS RF consiste à recouvrir le composant par un matériau offrant une protection mécanique. Une fois un composant électronique fabriqué, il possède uniquement des propriétés électriques et il est nécessaire de le protéger mécaniquement pour l'intégrer dans la majorité des systèmes d'informations. L'encapsulation n'est pas nécessaire dans tous les cas, comme dans la recherche par exemple, où seule la fonctionnalité et la reproductibilité sont recherchées. La fiabilité est liée à une phase d'industrialisation qui ne nous concerne pas directement. En revanche, l'encapsulation d'un circuit MEMS est un sujet de recherche ouvert.

L'encapsulation dans les systèmes peut se faire à plusieurs niveaux, qui sont désignés par un chiffre, allant de 0, pour les protections de la puce au niveau 5, au niveau d'un système. Ainsi le niveau zéro (ou 0-level en anglais) correspond à une encapsulation au niveau du substrat du composant lui-même. Le niveau 1 correspond à l'encapsulation du composant entier. Le niveau 2 permet d'encapsuler les circuits imprimés. L'encapsulation de niveau 3 permet d'encapsuler un assemblage de plusieurs circuits imprimés, câbles et connecteurs. Le niveau 4 encapsule plusieurs assemblages électroniques qui regroupés s'appellent des modules. Finalement le dernier niveau, le niveau 5, permet l'encapsulation des systèmes, composés de plusieurs modules.

Il existe deux méthodes principales d'encapsulation 0-level (Figure I-7). L'encapsulation 0-level peut se faire par coque (Figure I-7-a). Cette méthode consiste en la fabrication d'une coque de protection indépendamment de la fabrication du composant. Rajoutant une certaine complexité et un coût non négligeable. C'est aujourd'hui la méthode privilégiée pour les MEMS RF [3], [4].

L'autre méthode se fait par couches minces (Figure I-7-b), ici l'encapsulation est fabriquée en même temps que le composant. Dans ce cas-ci, on simplifie fortement le processus, car l'intégration des couches minces se fait dans la continuité du procédé de fabrication du MEMS. Ce qui est plus simple que de venir coller une coque sur les circuits. Le coût de fabrication s'en trouve également réduit. Cependant l'étude pour concevoir la forme et le processus de fabrication de la cavité sont complexes. L'encombrement de l'encapsulation 0-level par couches minces est plus réduit que pour celle par coque. La cavité et la passivation sont principalement réalisées avec des matériaux diélectriques [12], [13]. Des MEMS RF capacitifs ont déjà été encapsulés de cette manière [14], [15]. Une encapsulation métallique est également possible [16], mais elle a un impact sur les performances RF. Seulement [17] présente un MEMS RF ohmique fonctionnel encapsulé en 0-level par couches minces.

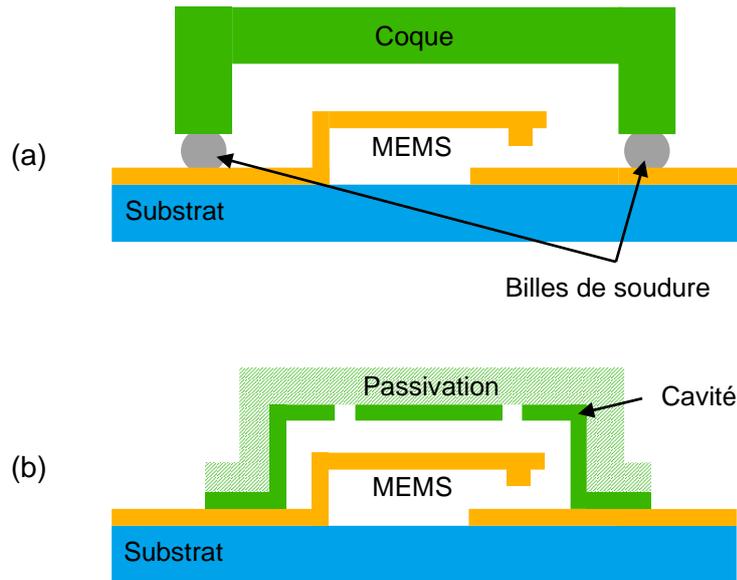


Figure I-7 : Encapsulation 0-level, (a) par coque, (b) par couches minces.

1.3.3. Les différents types de montages sur circuit imprimé

Une fois le MEMS RF encapsulé, deux méthodes principales existent pour monter le composant sur un circuit imprimé. La première, la plus répandue, se base sur du wire-bonding (connexion par un fin fil métallique). Le MEMS est d'abord soudé mécaniquement au circuit imprimé. Puis il est connecté électriquement par des bondings. La deuxième méthode, consiste à retourner la puce et à la souder de manière électromécanique par l'intermédiaire de billes de soudure, cette méthode s'appelle « flip chip » (ou puce retournée). La soudure peut également être réalisée avec une colle conductrice.

Le wire-bonding peut présenter des inconvénients au niveau de la résistance mécanique, en effet, les fils ont un diamètre entre 25 et 100 μ m de diamètre. Ils sont donc très fragiles, incitant fortement en l'ajout d'une encapsulation de niveau supérieur pour les protéger. De plus, les bondings dégradent les performances à hautes fréquences, en se comportant comme des inductances séries.

De plus les bondings sont posés à l'aide d'une machine qui ne permet pas de les souder tous en même temps et le temps de montage est donc plutôt long sur une machine manuelle de laboratoire. A l'inverse le montage par flip-chip permet un montage plus rapide et plus durable. La structure est déjà mécaniquement robuste pour être manipulée sans précaution particulière.

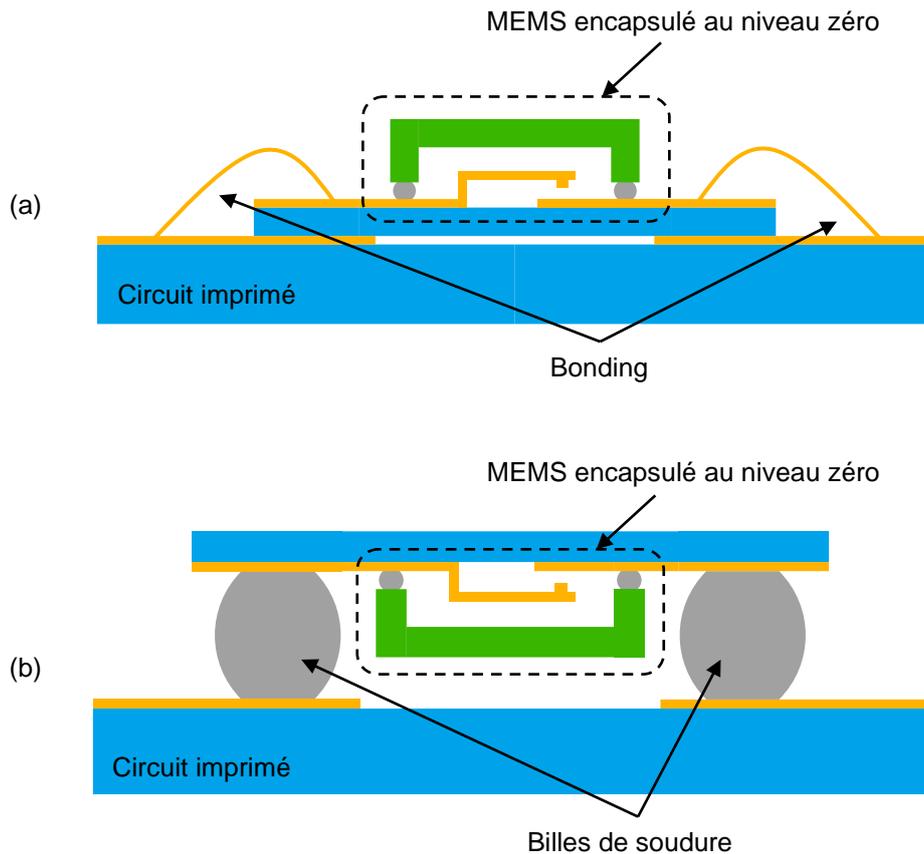


Figure I-8 : Différents types de montage sur carte, (a) par wire-bonding, (b) par flip chip.

1.3.4. La polarisation d'un MEMS RF à actionnement électrostatique

Il a été vu précédemment que les MEMS pouvaient avoir un actionnement thermique, électrostatique, magnétique ou encore piézoélectrique. Dans le cas d'un actionnement électrostatique, pour qu'une force soit générée, il faut deux plaques métalliques parallèles avec un isolant entre les deux. Les deux plaques doivent avoir une différence de potentiel pour qu'une force électrostatique ait lieu. Dans notre cas, pour qu'il y ait un déplacement de la membrane, un gap d'air entre les électrodes est nécessaire. Mais il peut tout à fait y avoir un autre matériau isolant en plus du gap d'air. L'équation I-3 donne l'expression de la force électrostatique entre deux plaques métalliques parallèles (Figure I-9) :

$$F_e = \frac{1}{2}QE = \frac{\epsilon_0SV^2}{2h^2} \quad (I - 3)$$

Q est la charge dans la capacité à plaques parallèles, E est le champ électrique entre les plaques. ϵ_0 la permittivité du vide, S la surface des plaques en regard, V la tension appliquée aux plaques, h la hauteur entre les plaques.

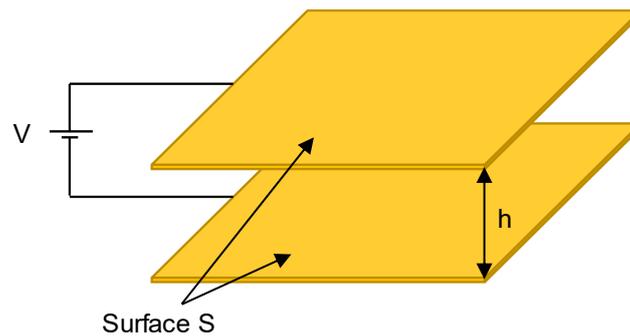


Figure I-9 : Schéma illustrant l'équation I-3.

La force de contact est étroitement liée à la force électrostatique [10]. Ainsi pour avoir une faible résistance de contact, à tension de polarisation constante il faut une grande surface d'électrode et un faible gap d'air.

Pour polariser un MEMS RF à actionnement électrostatique, il faut donc appliquer une différence de potentiel entre l'électrode et la membrane. Les montages qui vont être étudiés s'utilisent dans le cadre d'une mesure sous pointes. Deux méthodes peuvent être envisagées (voir Figure I-10). Dans les deux cas, les deux ports RF sont connectés au VNA avec des pointes GSG (Ground Signal Ground).

Pour la première méthode, l'électrode de polarisation est connectée à la masse. La polarisation passe ici dans les accès RF, ce qui oblige l'utilisation de té de polarisation afin d'éviter que le signal d'alimentation puisse abîmer le VNA. En effet, un té de polar est un composant RF possédant, un port DC pour la polarisation, un port RF pour la mesure et un port DC+RF connecté au circuit (voir Figure I-11). Le port DC s'obtient avec une bobine filtrant les signaux périodiques, le port de mesure lui est obtenu avec une capacité filtrant les tensions continues. La deuxième méthode consiste à utiliser une simple pointe DC pour appliquer la polarisation au niveau de l'électrode.

La polarisation dans l'accès RF est la méthode que nous avons privilégiée dans une activité de recherche. Effectivement, cette méthode permet de s'affranchir de la pointe DC, en connectant la masse à l'électrode directement dans le design du MEMS RF. Cependant ce type de polarisation ne fonctionne que pour des MEMS RF à polarisation continue, la bobine du té de polarisation empêchant le passage de signaux bipolaires.

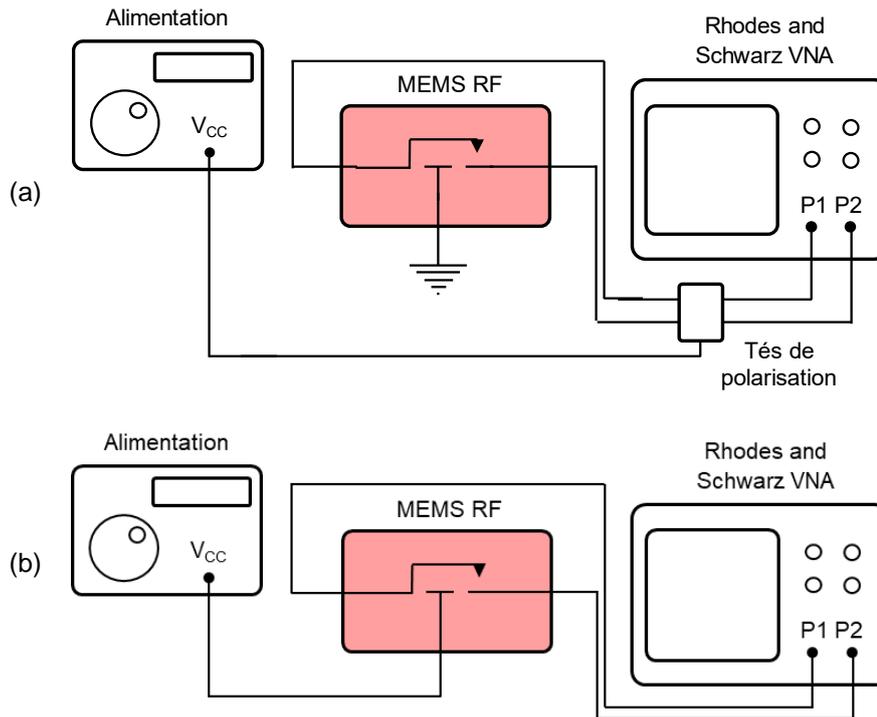


Figure I-10 : Montages de polarisation, (a) hors accès RF, (b) dans l'accès RF.

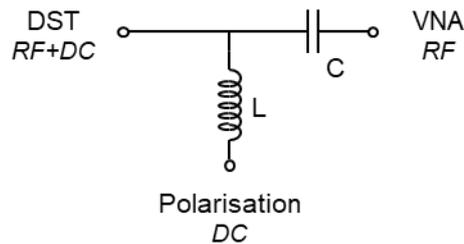


Figure I-11 : Schéma électrique d'un té de polarisation.

1.3.5. Micro-fabrication des MEMS RF

Les MEMS RF sont des composants microfabriqués. Afin d'empêcher un maximum les pollutions lors de la fabrication, celle-ci est réalisée en salle blanche. Une salle blanche est une pièce dans laquelle la concentration particulaire est régulée. La salle blanche du laboratoire XLIM dispose de deux zones, une zone ISO7 et une zone ISO5.

La micro-fabrication consiste principalement en un empilement de différents matériaux en films minces avec différents motifs. Pour déposer un motif, un processus de photolithographie est utilisé. C'est une technique de fabrication qui permet le transfert d'une image d'un masque sur un substrat. Dans notre cas, le motif est transféré en utilisant une résine photosensible. Le processus est illustré sur la Figure I-12. Le procédé commence par l'étalement de la résine sur le substrat à l'aide d'une tournette (Figure I-12-a). Ensuite le substrat est aligné avec le masque, et mis en contact avec le substrat (Figure I-12-b). La résine est ensuite insolée avec une lumière ultraviolette (Figure I-12-c). Pour finir la résine est développée (Figure I-12-d), ce qui consiste à enlever la résine aux endroits où elle a été insolée ou non, en fonction de si la résine utilisée est une résine positive ou négative.

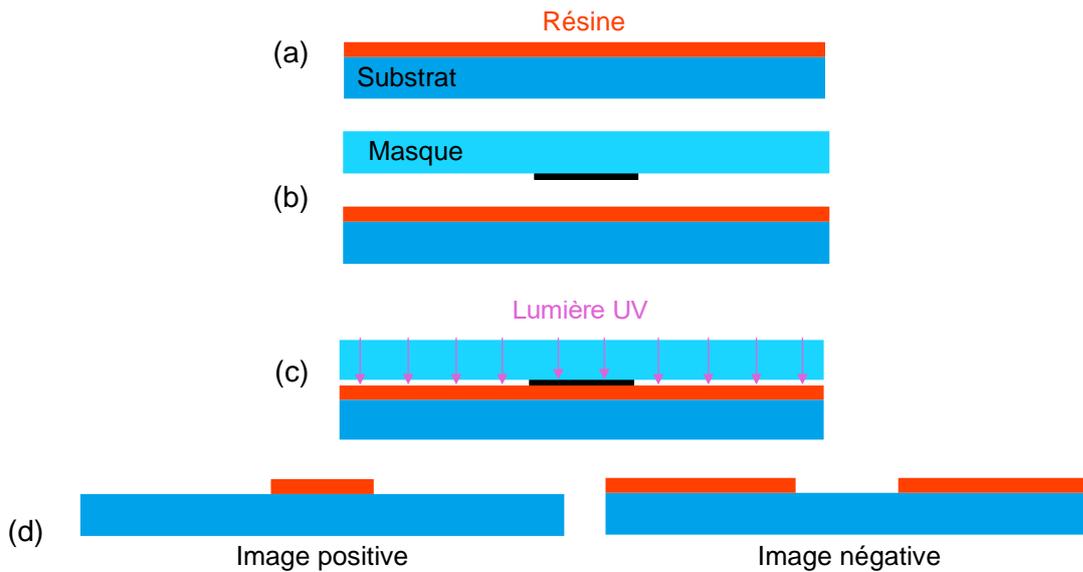


Figure I-12 : Processus de photolithographie, (a) étalement de la résine, (b) alignement, (c) insolation, (d) développement.

Grâce au procédé de photolithographie il est possible de déposer le motif avec un matériau quelconque. Il y a deux possibilités, par gravure ou par lift-off. Pour une étape de gravure il faut commencer par le dépôt du matériau souhaité (Figure I-13-a-1). Il faut ensuite réaliser une photolithographie positive (Figure I-13-a-2). Le matériau est ensuite gravé (Figure I-13-a-3). La gravure peut être sèche ou humide. Finalement la résine est retirée (Figure I-13-a-4). Pour le lift-off, l'enchaînement commence par une photolithographie négative (Figure I-13-b-1). Le matériau souhaité est ensuite déposé (Figure I-13-b-2). L'étape de lift-off est finalement réalisée (Figure I-13-b-3). Le processus par lift-off permet une meilleure résolution que par gravure, cependant l'épaisseur déposée est limitée par l'épaisseur de la résine.

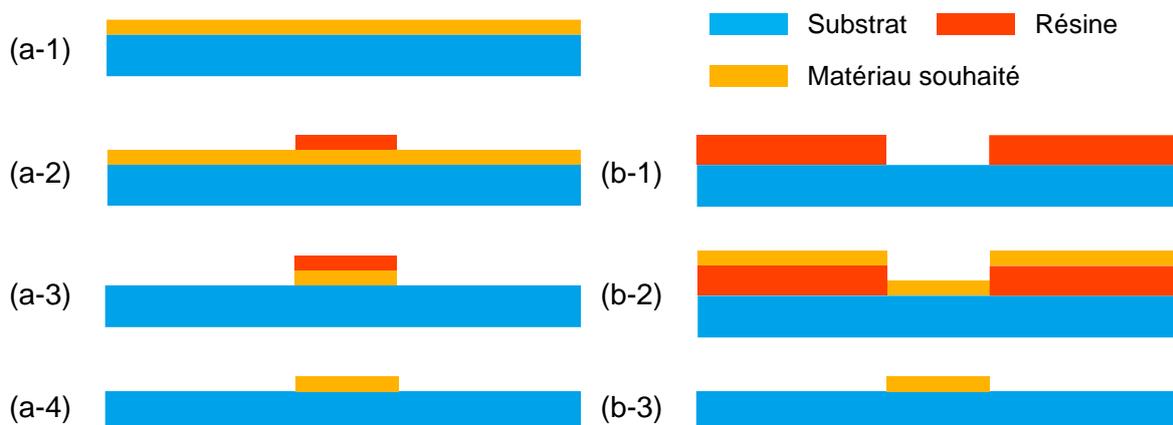


Figure I-12 : Processus d'impression de motifs pour un matériau voulu. Par gravure, (a.1) dépôt du matériau, (a.2) photolithographie positive, (a.3) gravure, (a.4) nettoyage de la résine. Par lift-off, (b.1) photolithographie négative, (b.2) dépôt du matériau, (b.3) lift-off.

1.4. Etat de l'art des MEMS RF à contact ohmique

1.4.1. NXP Semiconductors

La société NXP semiconductors a développé un MEMS RF à contact ohmique encapsulé par couches minces [17]. La Figure I-14 montre une photographie du MEMS fabriqué. La membrane a pour rayon $50\mu\text{m}$, ce qui le place dans les designs de petite taille. Une des particularités de ce design est que la génération de la force électrostatique se fait entre l'électrode (les deux demi-cercles) et la masse. Alors que la plupart des designs génèrent cette force entre l'électrode et la ligne RF. L'encapsulation est visible par le contour noir autour de la membrane. Le switch encapsulé fait $60\mu\text{m}$ de diamètre.

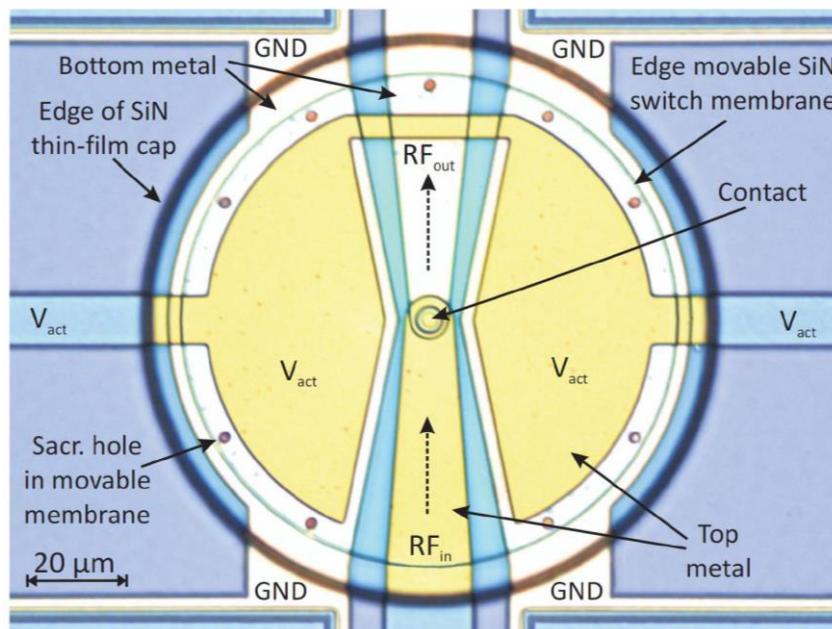
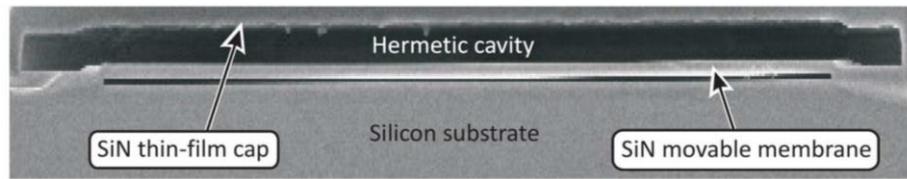


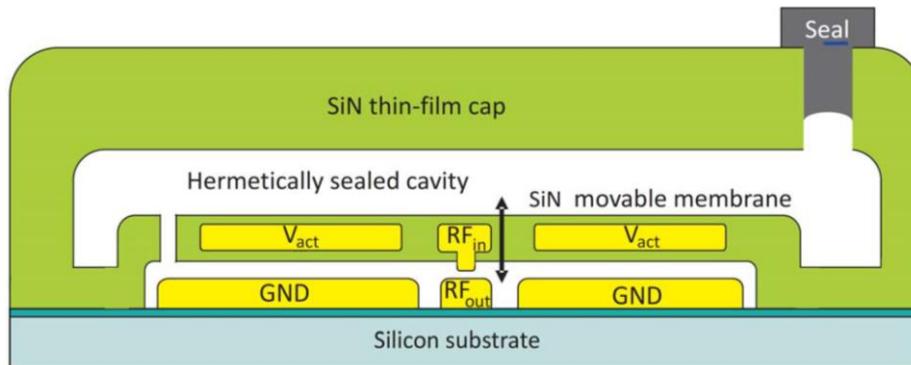
Figure I-14 : Image microscope du MEMS RF développé par NXP semiconductors [17].

Le switch est fabriqué avec une électrode en Or (Au), puis une couche sacrificielle (matériau non précisé). Ensuite la membrane est fabriquée avec un dépôt d'Or en fermé dans plusieurs couches de SiN. Pour l'encapsulation une deuxième couche sacrificielle est utilisée, recouverte par une nouvelle couche de SiN pour former la cavité. La cavité est finalement scellée avec le dépôt d'un bouchon (matériau non précisé). Une fois le processus de fabrication fini, le résultat est visible sur la Figure I-15-a et schématisé sur la Figure I-15-b.

Les résultats de mesures RF du switch fabriqué encapsulé sont sur la Figure I-16. Les pertes d'insertion sont extraites par épluchage des paramètres S (de-embedding) jusqu'au plot de contact. Ainsi les résultats présentés correspondent uniquement aux caractéristiques RF du contact ($R_{ON}=R_C$). Le switch montre de très faibles pertes d'insertion, 0.07dB à 8GHz . Ce qui correspond à un R_{ON} de 0.8Ω . Pour l'état ouvert les données ne sont pas de-embedded. Le switch présente une isolation supérieure à 40dB à 8GHz . Ce qui correspond à une capacité à l'état ouvert de 2fF .



(a)



(b)

Figure I-15 : Vue en coupe du MEMS RF (pas à l'échelle), (a) image SEM, (b) et dessin schématique. Dans l'image SEM, les électrodes d'actuation et le plot de contact de sont pas visibles [17].

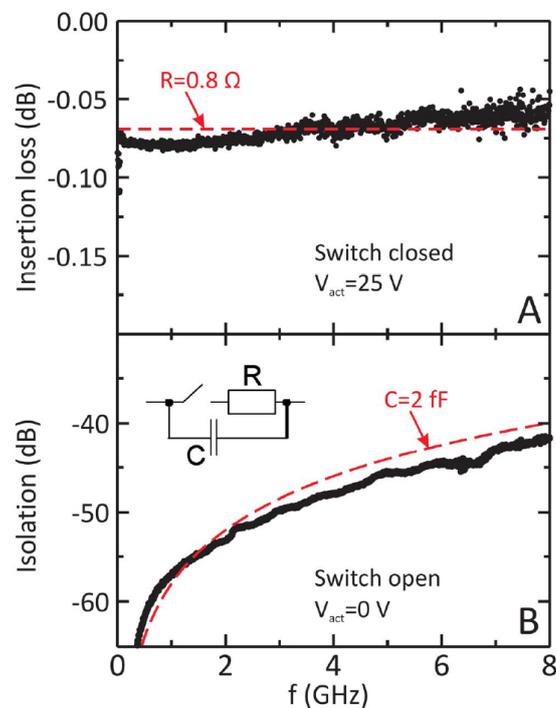


Figure I-16 : Résultats de mesures, (A) pertes d'insertion, et (B) isolation, du switch encapsulé dans les états ouvert et fermé [17].

Pour finir, la fiabilité du switch a été comparée pour des versions encapsulée et non encapsulée. L'encapsulation a permis d'obtenir un switch réalisant plus de 500 millions de cycles de commutation, contre 10 millions pour la version non encapsulée. De plus la résistance dans l'état fermé reste beaucoup plus stable au cours des cycles pour la version encapsulée.

1.4.2. Menlo Micro

Un des MEMS RF fabriqué par la société Menlo Micro est visible sur la Figure I-17 [4]. Le composant présenté est dans une configuration SP4T. Le composant est encapsulé en 0-level par coque. Ses dimensions sont de $2.5 \times 2.5 \text{ mm}^2$. La tension de polarisation est de 89V.

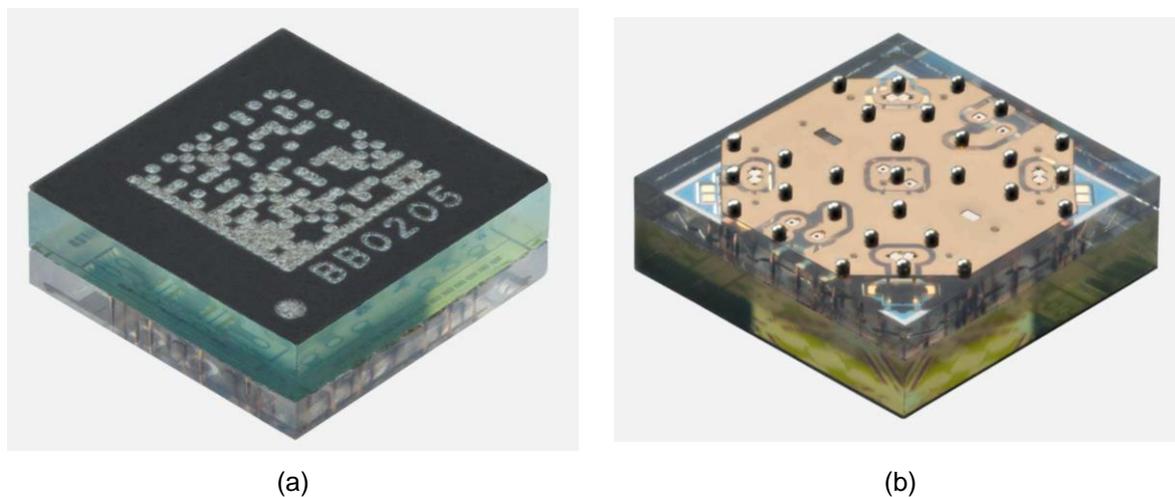
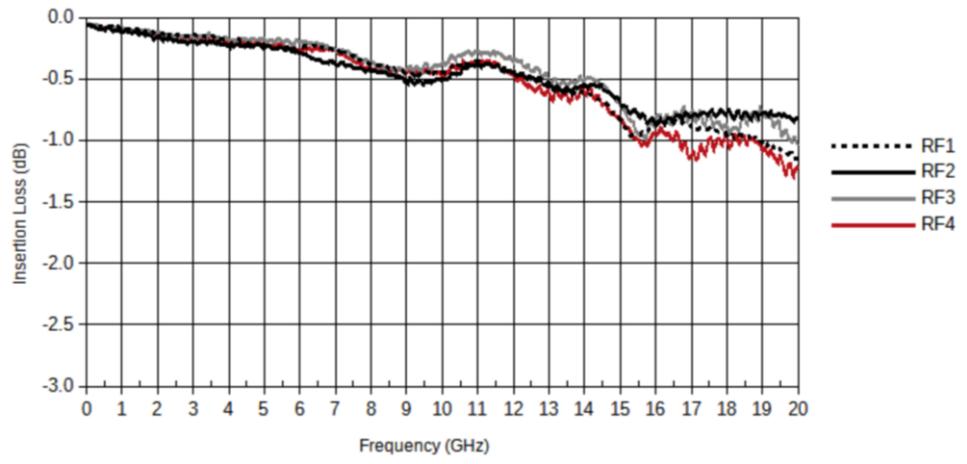


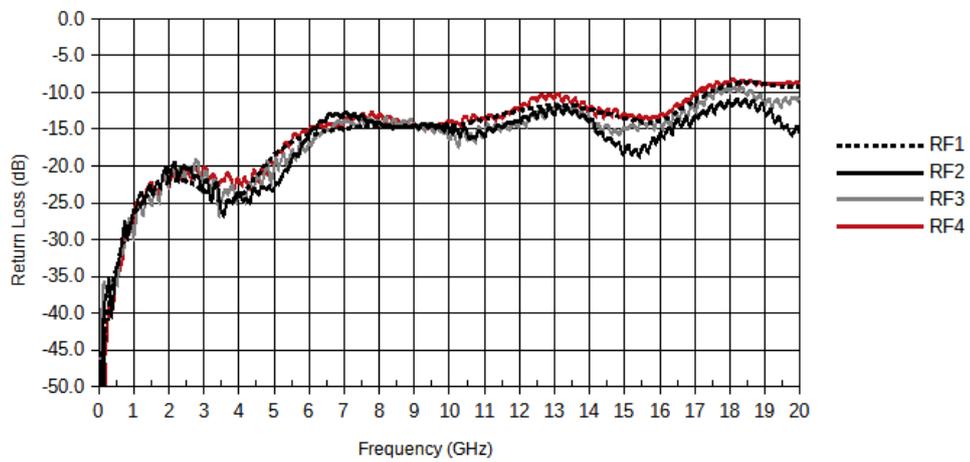
Figure I-17 : MEMS RF SP4T de la société Menlo Micro, (a) vue de dessus, (b) et vue de dessous [4].

Les résultats de mesures du commutateur sont montrés sur la Figure I-18. Le MEMS RF n°2 semble présenter les meilleures performances. Ses pertes d'insertion (Figure I-18-a) sont de 0.8dB à 20GHz. L'adaptation est correcte, les pertes par réflexion (Figure I-18-b) sont de 15dB à 20GHz. Pour finir, l'état OFF présente une isolation de 20dB à 20GHz (Figure I-18-c).

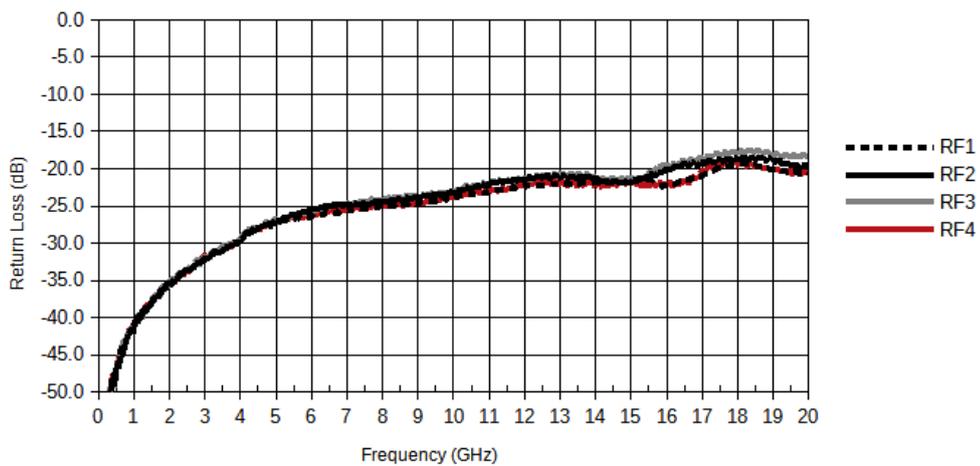
Les MEMS sont annoncés avec un R_{ON} typique de 0.5Ω pour un maximum de 3Ω et un C_{OFF} de 15fF. La FOM est au mieux de 7.5fs. Ce commutateur présente un temps de descente de $8 \mu\text{s}$ et un temps de montée de $2 \mu\text{s}$.



(a)



(b)



(c)

Figure I-182 : Résultats de mesures du MEMS RF SP4T de la société Menlo Micro, (a) les pertes d'insertion à l'état ON, (b) les pertes de retour à l'état ON, (c) et l'isolation à l'état OFF [4].

1.4.3. Airmems

Le MEMS RF fabriqué par la société AirMems est encapsulé en 0-level par coques [18]. Les dimensions de la puce sont $1.35 \times 1.55 \text{ mm}^2$. Une photographie du switch est visible sur la Figure I-19. Son design ainsi que son processus de fabrication ne sont pas détaillés. Le composant d'Airmems évolue au fil des années. La version présentée est prévue pour un montage par wire-bonding, alors qu'actuellement les composants qu'ils commercialisent sont conçus pour un montage par flip chip.

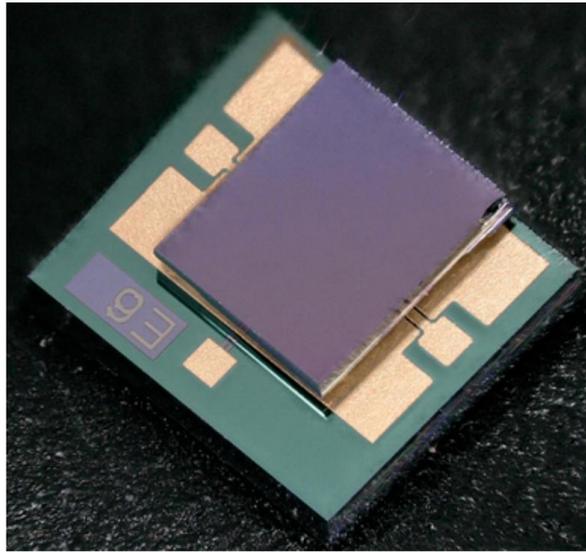
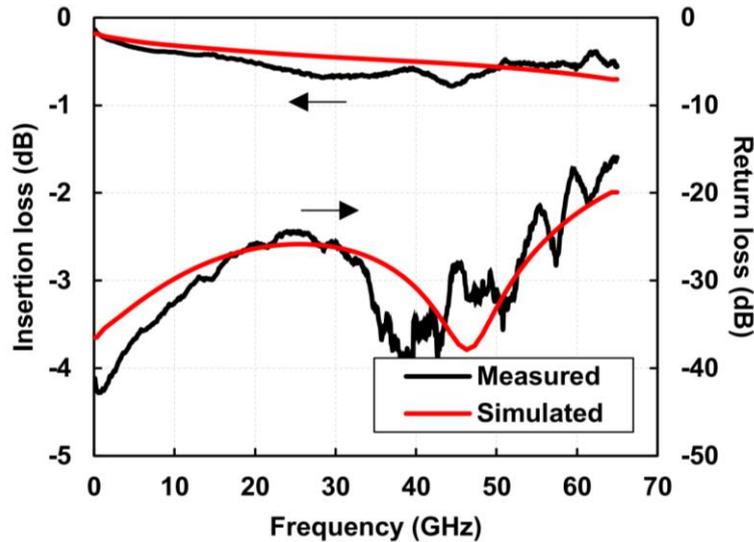
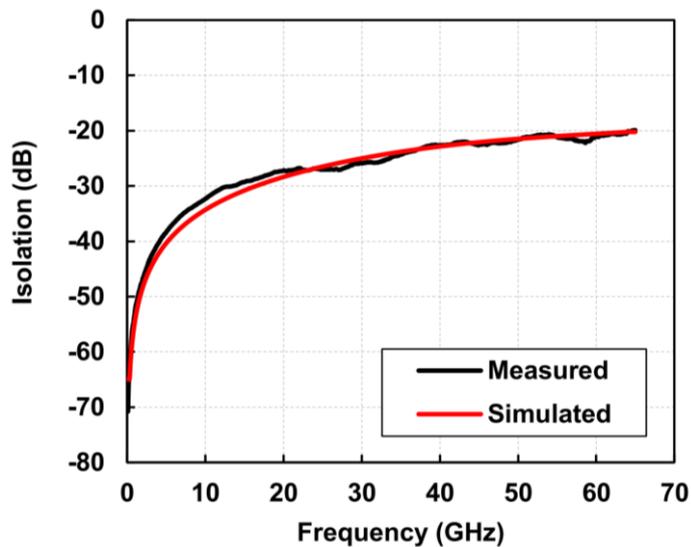


Figure I-19 : Microphotographie du switch de la société d'AirMems [18].

Les résultats de mesures sont sur la Figure I-20. Le switch fermé est obtenu avec une tension d'activation de 60V. Dans cet état, il présente des pertes inférieures à 0.8dB jusqu'à 67GHz. Le R_{ON} mesuré se situe entre 0.8Ω et 1.4Ω . Les pertes de retour sont inférieures à 17dB jusqu'à 67GHz. Dans l'état ouvert (non polarisé), le switch présente une isolation inférieure à 20dB jusqu'à 67GHz. Le C_{OFF} équivalent est de 3.5fF. La FOM est donc inférieure à 5fs. De plus le switch est annoncé avec des temps de commutations inférieurs à 2 μ s.



(a)



(b)

Figure I-20 : Résultats de mesures du switch AirMems, (a) à l'état fermé, (b) et à l'état ouvert [18].

1.5. Conclusion

Ce chapitre a permis de s'initier aux commutateurs RF. Une comparaison des différentes technologies a d'abord été présentée. Les MEMS RF présentant de faibles pertes à l'état ON, une isolation mécanique à l'état OFF, une consommation de puissance quasi-nulle, ainsi qu'une forte linéarité en font un composant de choix.

Cependant leur intégration dans des systèmes nécessite une encapsulation afin de prévenir des effets néfastes de l'humidité et des impuretés, sur la qualité du contact. Deux méthodes d'encapsulation ont été présentées. La première par coque, possède une grande complexité de réalisation, ainsi qu'un coût non négligeable pour le composant. Cependant son étude est aisée. Utiliser une encapsulation par coque oblige un montage flip chip avec des billes de soudure ou par wire-bonding. Mais dans les deux cas l'étape du montage

Chapitre I. Les MEMS RF

ajoute un coût et une complexité. La deuxième méthode par couches minces permet un montage simple de la puce par flip chip en utilisant de la colle conductrice, qui est une méthode de soudure classique dans le montage des composants CMS. Ici, c'est son étude qui est complexe.

Un état de l'art des MEMS RF ohmiques encapsulés en 0-level a ensuite été réalisé. Le recueil des caractéristiques est sur le Tableau I-3. Dans la littérature la quasi-totalité des MEMS RF ohmiques est encapsulée par coque. Seul le MEMS RF de la société NXP Semiconductors présente une encapsulation par couches minces. Il y a également le MEMS présenté dans [16] qui est un switch ohmique encapsulé par couches minces. Cependant le MEMS n'a pas été mesuré. Et l'encapsulation mise en place est par une cavité métallique impactant les performances RF.

Tableau I-3 : Comparatif des MEMS RF ohmiques encapsulés en 0-level.

Fabricant	MenloMicro	AirMems	NXP
Configuration	SP4T	SPST	SPST
V_s (V)	89	60	25
Pertes d'insertion ⁽¹⁾ (dB)	0.8	0.55	0.07
Isolation (dB)	20	20	40
R_{ON} (Ω)	0.5	0.8 – 1.4	0.8
C_{OFF} (fF)	15	3.5	2
FOM (fs)	7.5	< 5	1.6
Temps de commutations (en μs)	< 15	< 2	< 3
Taille (mm ²)	6.25	2.09	
N_C (en millions)	> 3000	> 400	> 500
F_{MAX} ⁽²⁾ (GHz)	20	67	8
Encapsulation 0-level	Coque	Coque	Couches minces
Référence	[4]	[18]	[17]

⁽¹⁾ à F_{MAX}

⁽²⁾ Fréquence max de mesure

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

2.1. Introduction

Pour avoir un composant toujours plus intégré, il faut le miniaturiser au maximum. Il a été vu précédemment qu'il existe déjà des switches MEMS RF à contact ohmique qui ont fait leurs preuves en termes de performances, d'intégration ou encore de durée de vie. Cependant la surface des membranes ainsi que la taille des packages restent importantes. De plus le packaging reste une étape complexe et coûteuse.

L'objectif principal du travail présenté dans ce chapitre est d'encapsuler un MEMS RF ohmique en 0-level par couches minces, c'est-à-dire que le procédé de fabrication du switch inclut la fabrication de son package au niveau du substrat. Ce projet de recherche se base sur un design de MEMS RF ohmique [19] et une encapsulation au niveau zéro par couches minces [14], déjà existant.

Ce chapitre commence par présenter les designs et processus de fabrication du MEMS RF ohmique et de l'encapsulation 0-level. Ensuite un premier essai d'association des deux processus sera détaillé. L'incompatibilité des deux procédés de fabrication sera mise en lumière par des découpes FIB. Ce chapitre détaille ensuite la conception d'un nouveau MEMS RF ohmique compatible avec une encapsulation 0-level par couches minces. Finalement plusieurs versions de design et de processus de fabrication de MEMS RF seront présentées, fabriquées et mesurées.

2.2. Switch MEMS RF à contact ohmique développé par XLIM

XLIM dispose d'un savoir important dans la fabrication des MEMS RF. Le dernier MEMS conçu par le laboratoire est un MEMS RF ohmique [19]. L'actionnement est électrostatique, pour une tension de 20V. Dans son état de repos (état haut) le commutateur est en circuit ouvert, l'isolation correspondante est de 4fF. Lorsque le commutateur est polarisé (état bas) il présente une résistance de contact de 1 Ω . Ici la membrane est en or pour une épaisseur de ligne de 2 μm , la résistance de la ligne au vu de ses dimensions et du matériau utilisé est proche de zéro. On a donc $R_{\text{ON}} \approx R_{\text{C}}$ (Figure II-1).

2.2.1. Le design (n°0)

Le commutateur (voir Figure II-1) est de petite taille comparé aux MEMS présentés dans le chapitre 1. La poutre (60*30 μm^2) est mono-encastrée aussi appelé cantilever. L'encastrement se fait par deux ancrages. Le commutateur est ensuite composé d'un plot de contact (ou dimple en anglais) sur l'extrémité de la membrane opposée aux ancrages. Pour activer le commutateur, une électrode est disposée sous la membrane.

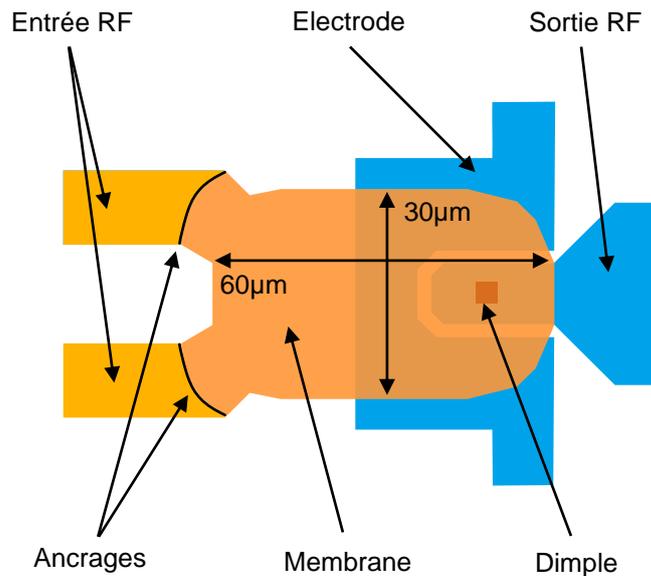


Figure II-1 : Design du commutateur RF à contact ohmique développé par XLIM.

2.2.2. Le processus de fabrication (A)

La fabrication du commutateur se fait en quatre couches. Elle débute par la formation de l'électrode et de la sortie RF qui correspondent à un dépôt de titane/or (Ti/Au) de 10/150nm obtenu par évaporation/lift-off (Figure II-2-a). Lors de chaque dépôt d'or, une couche de titane est utilisée en couche d'accroche. La fabrication continue par le dépôt d'une couche sacrificielle de molybdène (Mo) de 400nm déposée par pulvérisation cathodique DC et par gravure sèche RIE (Reactive-Ion Etching) (Figure II-2-b), ce dépôt va permettre la formation du plot de contact (dimple). Pour former les ancrages et obtenir un gap entre le dimple et la sortie RF, on dépose 400nm de Mo par pulvérisation cathodique et gravure humide (Figure II-2-c). Pour former les lignes coplanaires ainsi que la membrane c'est une couche mince de 10/150nm de Ti/Au par évaporation. Une épaisseur finale d'Or de 2µm est obtenue par électrolyse. L'Or est ici gravée par gravure humide (Figure II-2-d). Vient alors l'étape finale où le commutateur est libéré et séché (Figure II-2-e). La libération s'obtient par gravure humide, puis le commutateur est séché par un sécheur point critique (CPD, Critical Point Dryer).

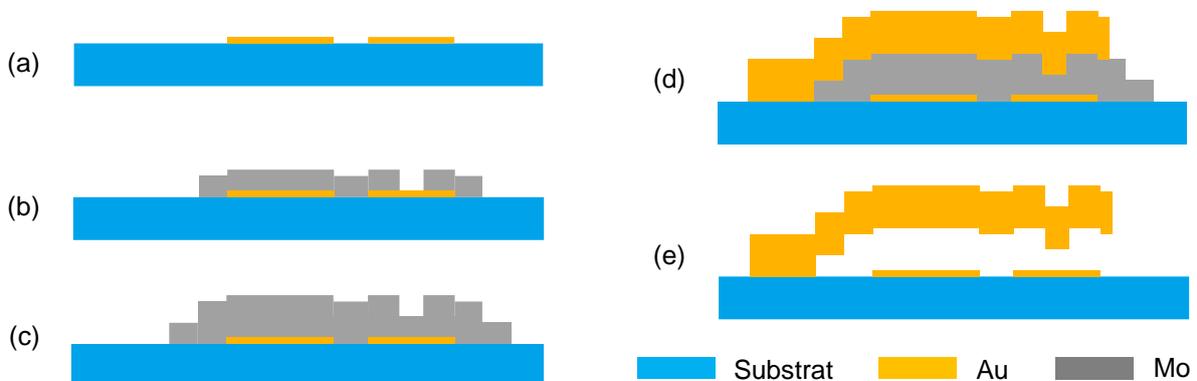


Figure II-2 : Vue en coupe des étapes de fabrication du commutateur de base, (a) électrode, (b) couche sacrificielle 1, (c) couche sacrificielle 2, (d) cantilever en Au, (e) libération.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

2.3. Encapsulation 0-level par couches minces

XLIM dispose déjà de compétences dans l'encapsulation 0-level par couche mince. Effectivement, un MEMS RF capacitif encapsulé en 0-level par couches minces a déjà été publié [14].

Le design de l'encapsulation est visible sur la Figure II-3-a, les pointillés rouges représentent la forme de la membrane du commutateur que l'on souhaite encapsuler. Sur la Figure II-3-b se trouve une image FIB de la cavité non scellée et non passivée, encapsulant partiellement une membrane à plat sur le substrat (sans l'électrode, ni couches sacrificées).

Le processus de fabrication mis en place commence par une couche sacrificée de 500 nm de Mo déposée par pulvérisation cathodique et gravée par gravure humide (Figure II-4-a). Cette couche sert à former l'espace entre la cavité et la membrane. On continue avec un dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (PECVD, Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition) de nitrure de silicium (Si_3N_4) de 500 nm d'épaisseur (Figure II-4-b). Cette couche est gravée par RIE. Ici on vient former la cavité en laissant deux ouvertures pour permettre la libération (Figure II-4-c). Une fois les commutateurs libérés et séchés au CPD, la cavité est scellée par un dépôt de Ti/Cuivre (Cu) de 10/2000 nm par évaporation et par gravure humide (Figure II-4-d). L'encapsulation est finalisée par un dépôt par PECVD de Si_3N_4 de 1.5 μm qui correspond à la passivation du circuit, gravée par RIE (Figure II-4-e).

Les plots de cuivre pour sceller la cavité sont nécessaires car le dépôt de Si_3N_4 est un dépôt par PECVD. Ce type de dépôt dépose dans tous les axes sur toutes surfaces apparentes. De cette manière sans les plots de cuivre, le Si_3N_4 pour la passivation s'infiltrerait et viendrait bloquer la membrane.

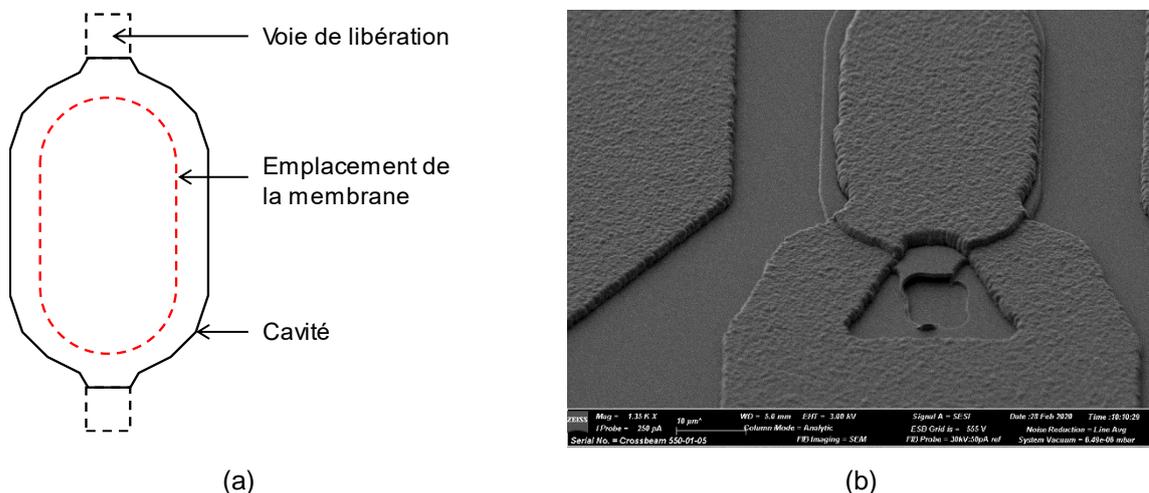


Figure II-3 : (a) Design de l'encapsulation 0-level par couches minces, (b) image MEB d'une cavité non scellée sur une membrane de design n°0 posée à plat sur le substrat.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

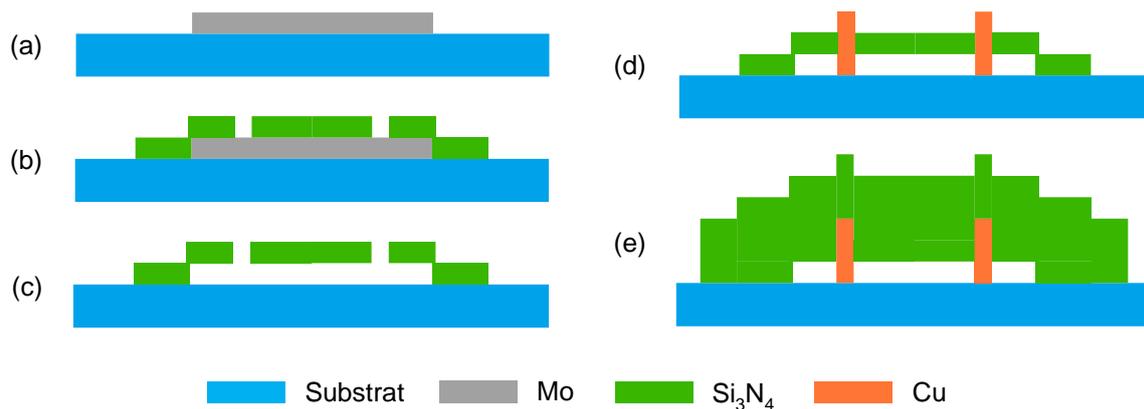


Figure II-4 : Vue en coupe des étapes de fabrication de l'encapsulation 0-level par couches minces, (a) couche sacrificielle, (b) cavité, (c) libération et séchage, (d) scellement, (e) passivation.

2.4. Compatibilité de l'encapsulation 0-level par couches minces et du switch MEMS RF (design n°0)

Dans les premières séries de MEMS RF encapsulées en 0-level fabriquées, les résultats de mesures ont été non concluants, avec aucun switch fonctionnel.

Les commutateurs ont été fabriqués avec et sans l'encapsulation. Pour les commutateurs sans encapsulation, ils sont soit dans un état résistif dès la libération, soit la membrane rentre en contact avec l'électrode créant un court-circuit lors de la polarisation, détruisant le commutateur. Seuls quelques commutateurs fonctionnent un bref instant avant d'entrer en court-circuit. Ce problème pourrait venir d'une membrane ayant une raideur trop faible. Pour pallier ce problème, il faudrait augmenter l'épaisseur de l'or constituant la membrane, même si ce commutateur a déjà fait ses preuves dans [19].

Pour les commutateurs avec encapsulation, il ne se passe absolument rien lors de la polarisation. Etant donné l'échelle de ce type de composant, l'analyse des défauts est complexe. Un microscope classique ne permet pas de voir de manière suffisamment précise la qualité de la fabrication. Un microscope électronique à balayage (MEB) serait déjà plus adéquat, comme on a pu le voir sur l'image précédente. Cependant avec ce type d'appareil, il est impossible de voir « sous » le composant sans le modifier (retourner la membrane par exemple). Finalement, pour analyser l'empilement des couches minces formant le switch, l'IRCER (Institut de Recherche sur les CERamiques) a été d'une grande aide. Effectivement ils ont à leur disposition un FIB-SEM (Focused Ion Beam – Scanning Electron Microscopy ou Sonde ionique focalisée – microscope électronique à balayage en français). Le FIB-SEM, permet de faire de l'imagerie ainsi que des découpes à l'échelle du nanomètre.

A l'aide du FIB-SEM, plusieurs découpes sur différentes étapes du processus de fabrication sont réalisées. L'une d'entre elles révèle un défaut concernant l'or de la membrane (Figure II-5). L'or est sous gravé de 3.6µm. Ce qui suffit à ce que la couche sacrificielle (« Mo 2 » sur l'image) ne puisse pas passer par-dessus l'or en restant liée. Ainsi, une fois la cavité déposée, le Si₃N₄ vient s'infiltrer sous l'or paralysant la membrane. Ceci confirme l'utilité de sceller la cavité avec des plots en Cu.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

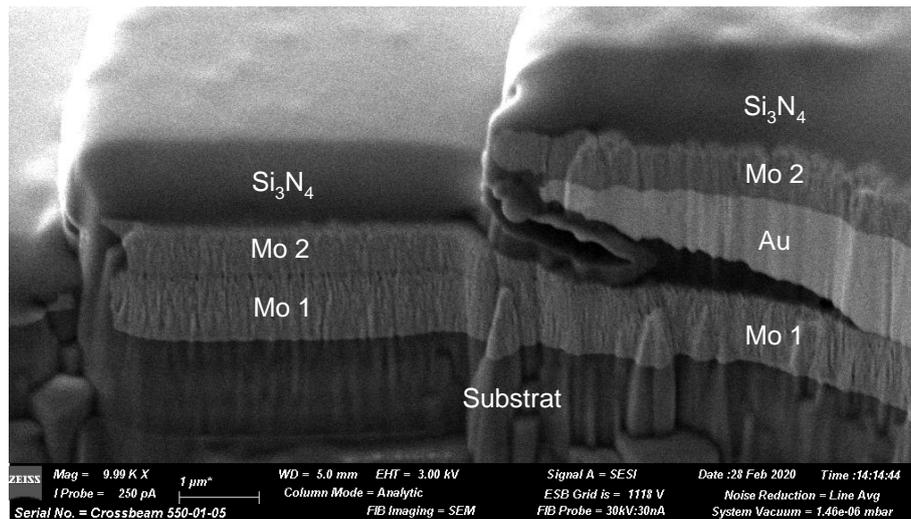


Figure II-5 : Image MEB après découpe une découpe FIB montrant un défaut de gravure de l'Au.

La Figure II-6 montre l'encapsulation d'une membrane à plat directement sur le substrat. La gravure d'Au est ici correct, le profil de gravure est droit. Le profil de gravure d'or vu précédemment pourrait donc venir d'un effet galvanique [20]. Cependant l'article met en évidence ce type de gravure uniquement pour des gravures d'or avec pour couche inférieure du chrome, du titane ou un alliage de titane et de tungstène. Dans notre cas, pour une gravure d'Au pour un empilement Ti/Au, le profil de gravure est correct, mais pas dans le cas d'un empilement Mo/Ti/Au.

Toujours sur la Figure II-6, on peut également noter que l'espace entre la membrane et la coque est plutôt restreint sur les côtés. Il est peu probable que la membrane puisse se déplacer si le commutateur était entièrement fabriqué. La meilleure option serait d'avoir une épaisseur de Mo supérieure à l'épaisseur de la membrane. En prenant en compte le fait qu'il faille également augmenter l'épaisseur de la membrane pour compenser sa faible raideur. L'épaisseur nécessaire de Mo modifierait de manière trop importante la structure de l'encapsulation.

Finalement tous ces défauts sont liés à la membrane électrolysée. A cette étape de la recherche, il n'était pas envisageable de choisir un autre matériau que le Mo pour les couches sacrifiées étant donné qu'il a fait ses preuves pour plusieurs commutateurs (Airmems [3], XLIM [19]). Il serait possible de passer à une couche sacrifiée de 500nm pour l'encapsulation à une épaisseur supérieure à celle de l'Au de la membrane. Mais cela modifierait considérablement la structure mécanique de l'encapsulation qui a déjà nécessité un long travail de recherche. Une option est alors d'opter pour une membrane multicouche. De l'or en lift-off pour la partie électrique et du Si_3N_4 pour la partie mécanique. Ceci permettrait d'avoir des couches du même ordre de grandeur en épaisseur que celle de la couche sacrifiée de l'encapsulation. L'idée est aussi que le Si_3N_4 permettrait d'améliorer la fiabilité du commutateur en prévenant des effets de fluage [21].

L'incompatibilité de la version existante du switch et de l'encapsulation niveau zéro, oblige à concevoir un nouveau MEMS RF ohmique (design et processus de fabrication) tout en conservant sa géométrie.

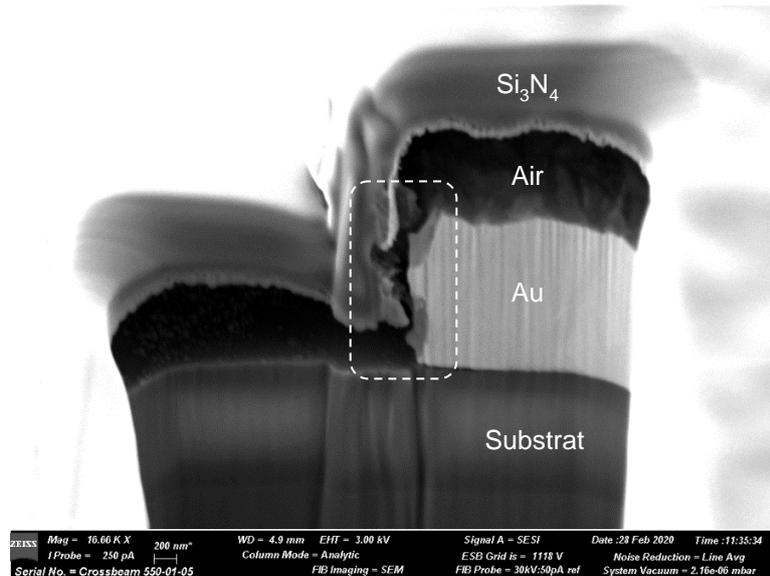


Figure II-6 : Image MEB après une découpe FIB d'une cavité libérée sur une membrane.

2.5. Développement d'un nouveau switch MEMS RF à contact ohmique compatible pour une encapsulation en 0-level par couches minces

2.5.1. Première version du nouveau switch MEMS RF

2.5.1.1. Le design (n°1)

En prenant en compte les différents défauts pris en compte précédemment, on obtient le design final du commutateur « classique », visible sur la Figure II-7. Il se compose des mêmes éléments que l'ancien commutateur. Ce commutateur est fabriqué en différentes versions. Il y a des versions avec deux ou quatre ancrages, ce qui permet de jouer sur la tension nécessaire à l'actionnement du commutateur. Les versions avec quatre ancrages sont mises en place également parce que les commutateurs qui fonctionnent ont tendances à rester collés une fois activés. Le switch est également tourné à 90° sur certaines versions. D'autres versions sont avec un ou deux plots de contact, ce qui permet d'avoir un contact pour la fermeture du circuit et un autre contact utilisé comme plot d'arrêt pour prévenir d'un court-circuit.

La particularité de ce design est que la membrane se compose de trois couches. Précédemment la membrane était réalisée avec une unique couche d'Or assurant la fonction électrique et mécanique. Cependant l'Or est un bon conducteur mais n'est pas un bon matériau pour réaliser une structure mécanique. Pour assurer la partie mécanique, une couche de Si_3N_4 est implémentée. Cependant le dépôt de ce matériau par PECVD possède des contraintes initiales relativement importantes. Ainsi pour un empilement $\text{Au}/\text{Si}_3\text{N}_4$ une fois le commutateur libéré, le Si_3N_4 bouge et la membrane se trouve affaissée (pour une contrainte initiale de compression). Pour pallier ce problème le Si_3N_4 est entouré de deux couches d'or (empilement $\text{Au}/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{Au}$) permettant d'équilibrer les contraintes. Des simulations COMSOL Multiphysics par MEF/FEM (Finite Element Method) permettent de mettre en évidence le problème et de montrer l'importance d'avoir la même couche sous et sur le Si_3N_4 (voir Figure II-8). En effet l'empilement $\text{Au}/\text{Si}_3\text{N}_4$ montre un affaissement de 116nm, alors que l'empilement $\text{Au}/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{Au}$ a une déflexion maximum d'environ 500pm.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

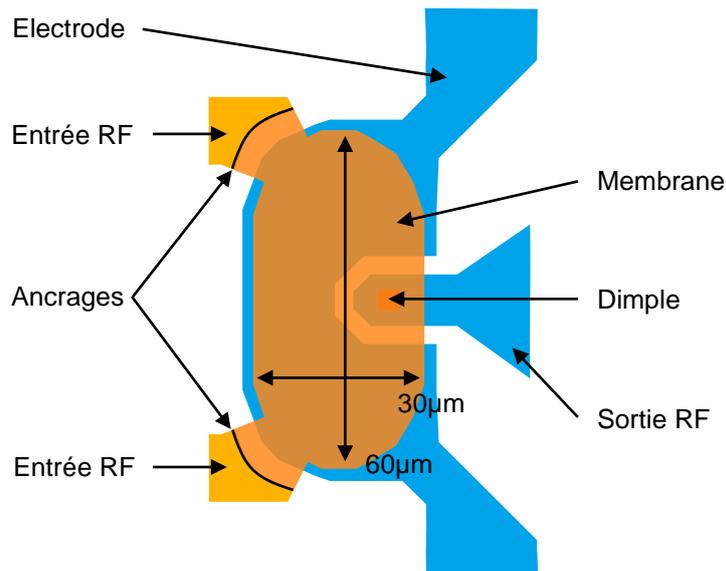


Figure II-7 : Design de la première version du nouveau switch MEMS RF.

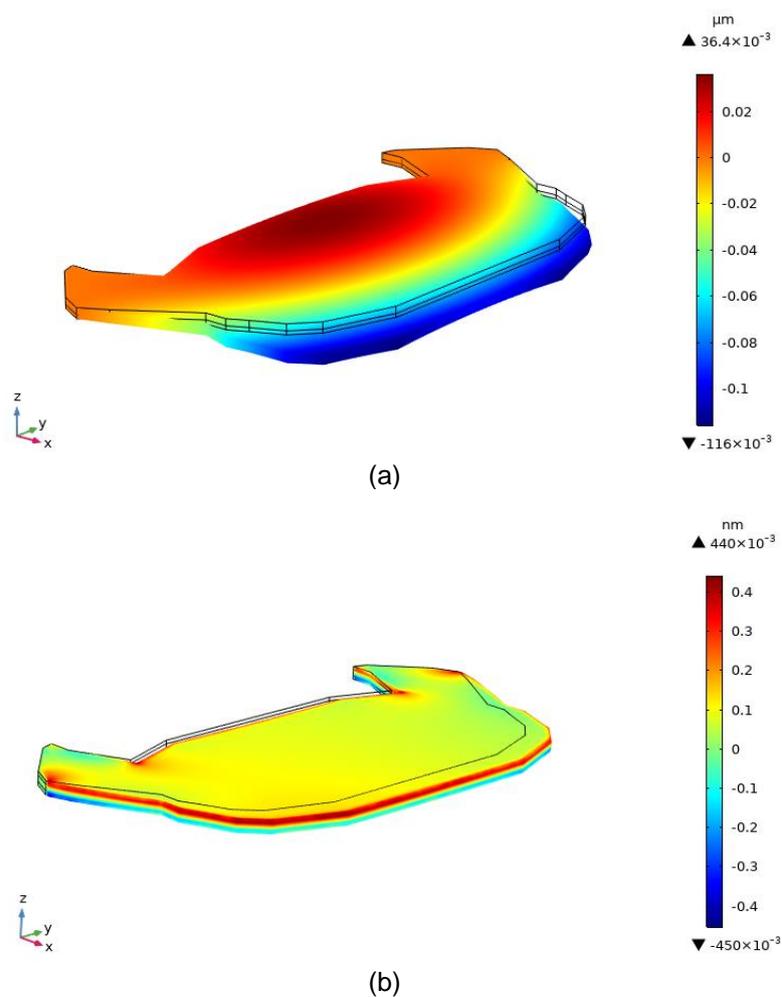


Figure II-8 : Simulations MEF du déplacement de la membrane après libération, dans l'axe z, (a) pour un empilement Au/Si₃N₄ 400/700nm, (b) et pour un empilement Au/ Si₃N₄/Au 400/700/400nm.

2.5.1.2. Processus de fabrication (B)

Les substrats utilisés sont en dioxyde de silicium et ont une épaisseur de 600 μm . La première étape est le dépôt de Ti/Au de 10/150nm en lift-off par évaporation pour l'électrode (Figure II-9-a). Ensuite il faut déposer deux couches successives de Mo comme couches sacrificiées par pulvérisation cathodique, gravées par gravure humide. Les deux font 400nm d'épaisseur (Figure II-9-b et II-9-c). La membrane est fabriquée en trois couches. La première est un dépôt de Ti/Au de 10/300nm par évaporation en lift-off (Figure II-9-d). Pour rigidifier la membrane, un dépôt de 700nm de Si_3N_4 par PECVD est réalisé, gravé par gravure sèche (Figure II-9-e). Le dernier dépôt est un dépôt de Ti/Au de 10/300nm évaporé en lift-off (Figure II-9-f). Le commutateur est finalement libéré et séché au CPD (Figure II-9-g). Deux photos d'un commutateur fabriqué (non encapsulé) sont montrées sur les Figures II-10 et II-11.

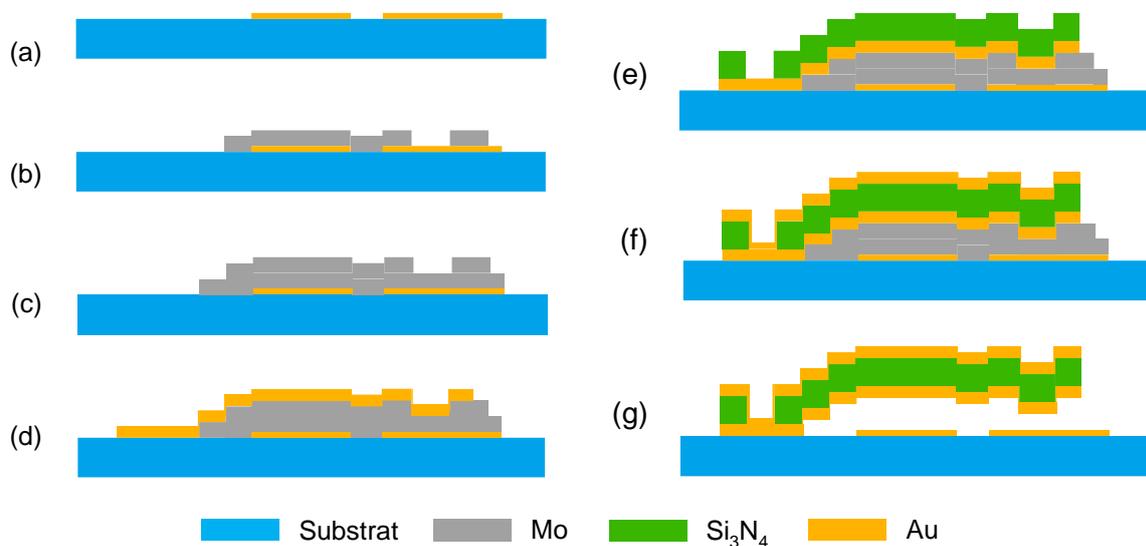


Figure II-9 : Vue en coupe des étapes de fabrication de la première version du nouveau commutateur, (a) électrode, (b) 1^{ère} couche sacrificiée, (c) 2^{ème} couche sacrificiée, (d) 1^{ère} métallisation de la membrane, (e) couche structurale de la membrane, (f) 2^{ème} métallisation de la membrane, (g) libération et séchage.

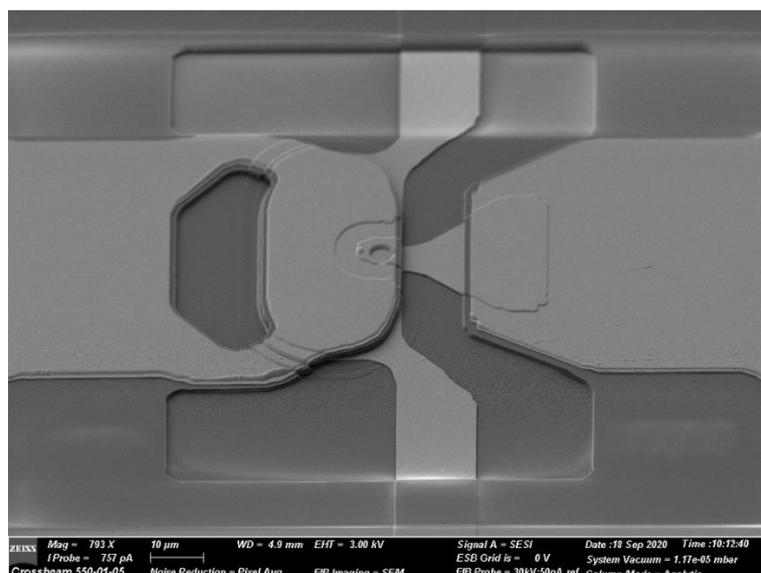


Figure II-10 : Image MEB de la première version du nouveau commutateur libéré.

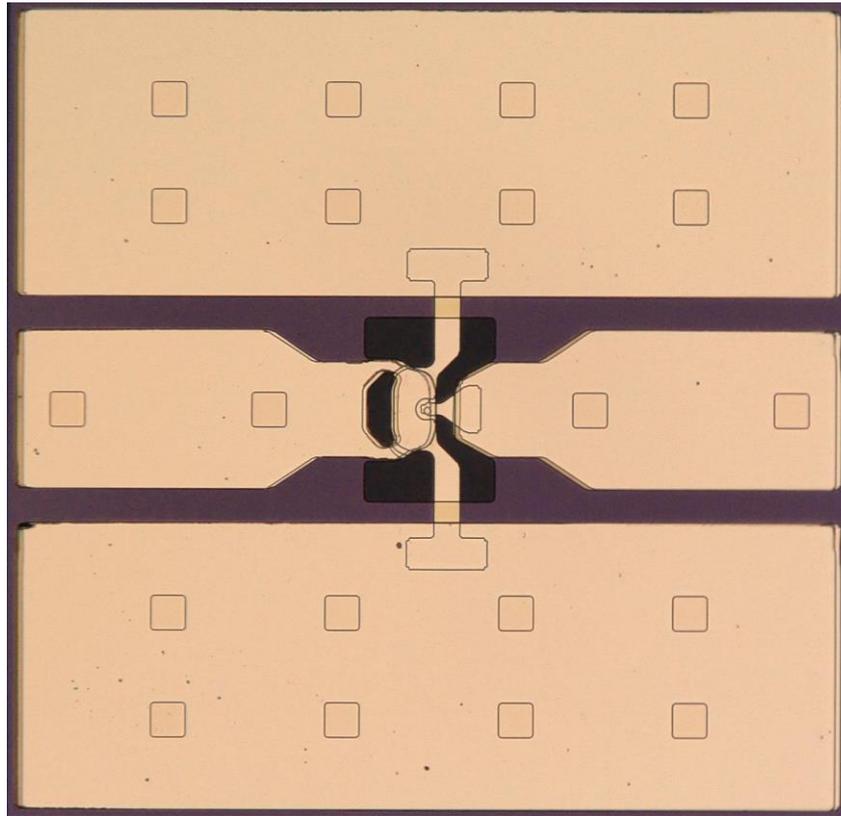


Figure II-11 : Image au microscope optique de la première version du commutateur libéré avec les lignes CPW.

2.5.1.3. Micro-fabrication, design : problématiques rencontrées

De même que pour le commutateur de base, nous allons ici utiliser le FIB-SEM afin de déterminer les défauts de notre processus de fabrication et de nos designs. Premièrement nous utilisons une gravure sèche pour graver la première couche sacrificielle. Cependant comme on peut le voir sur la Figure II-12, le profil de la gravure ne permet pas à la couche d'or de couvrir la topologie tout en étant continu.

Pour pallier cela, on passe alors par une gravure humide. Bien que celle-ci nous permette d'obtenir un profil droit, il faut que la première couche d'or soit suffisamment épaisse pour que la continuité électrique soit assurée. On peut voir sur la Figure II-13 un exemple où l'or présente des discontinuités dues à sa faible épaisseur.

De la même manière, sur la Figure II-14, on voit clairement la discontinuité de l'or sur la topologie induite par la couche de Si_3N_4 .

Cependant par lift-off il n'est pas possible de déposer une épaisseur importante d'Au. Si la couche d'Au est trop épaisse, l'étape de lift-off ne fonctionnera pas, l'or sur la résine reste accrochée à l'or sur le substrat. Avec les résines disponibles dans le laboratoire, tout en conservant une qualité de fabrication suffisante, l'épaisseur maximale est de 350-400nm. On peut envisager de monter jusque 400nm, mais la proportion de circuit passant l'étape de lift off est trop faible étant donné les difficultés à fabriquer un commutateur fonctionnel.

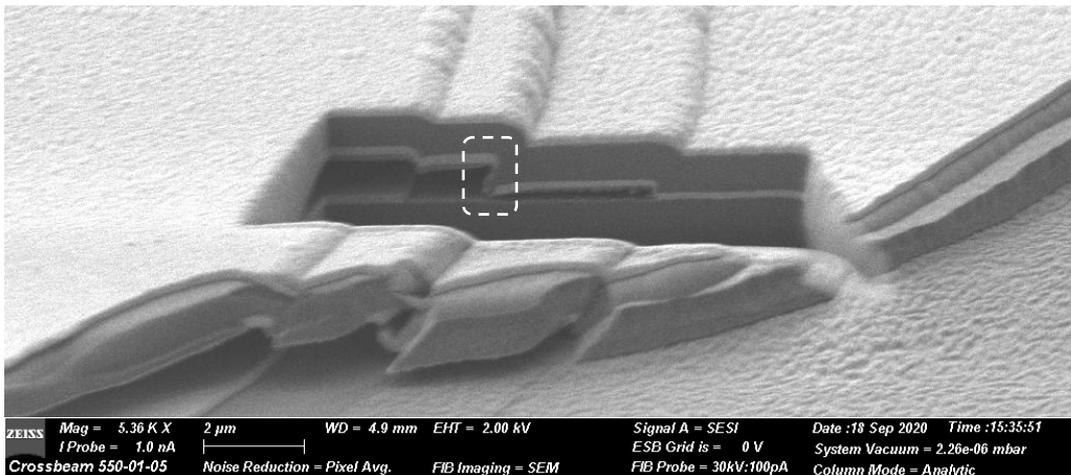


Figure II-12 : Image MEB d'une découpe FIB d'un ancrage (1).

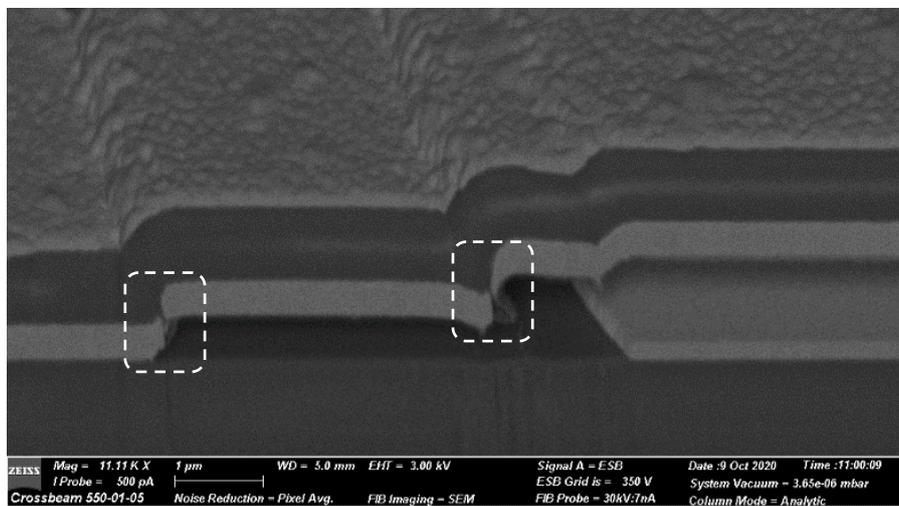


Figure II-13 : Image MEB d'une découpe FIB d'un ancrage (2).

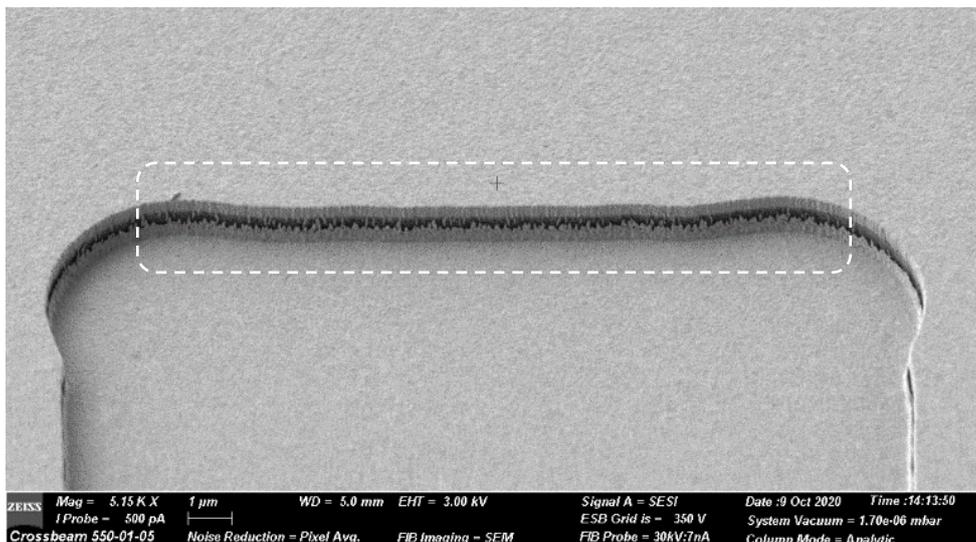


Figure II-14 : Image MEB des reprises de contact entre les deux couches d'Au formant la membrane.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

La meilleure option semble être de diminuer légèrement l'épaisseur des couches sacrificiées et de diminuer celle de Si_3N_4 . Il est à noter que la contrainte initiale du dépôt de Si_3N_4 est d'autant plus importante que son épaisseur est faible.

Bien que cette couche de Si_3N_4 soit entre deux couches d'Au, dans la réalité avec une épaisseur de 400nm la contrainte n'est plus compensée. Ce qui est sûrement dû à l'asymétrie de la membrane, entre les deux couches d'Au entourant le Si_3N_4 , ou bien à l'asymétrie de la contrainte dans la couche de Si_3N_4 elle-même. Etant donné que beaucoup de commutateurs ne remontent pas après activation (sans pour autant obtenir un état ON), l'idée est de rajouter deux autres ancrages pour avoir un design symétrique dans le plan du substrat. Effectivement, sur la Figure II-15 on a la comparaison entre deux dépôts de Si_3N_4 pour une épaisseur de 600nm et 400nm pour des versions deux et quatre ancrages. Le Si_3N_4 est déposé sur une couche sacrificiée de Mo. Le Si_3N_4 a ensuite été libéré et séché pour obtenir un gap d'air en dessous. Ce qui permet d'observer la déflexion de la membrane avec un microscope optique. Si la membrane reste dans le même plan que le substrat, celle-ci est d'une couleur uniforme sur sa surface. Or si celle-ci a une déflexion lors de la libération, on peut observer une variation de la couleur sur sa surface. Sur les Figures II-15-a et II-15-b, version à deux ancrages, on voit que pour une épaisseur de 600nm la déflexion de la membrane est quasi-nulle. Alors que pour une épaisseur de 400nm, la déflexion est très nettement identifiable. Cependant, pour la version quatre ancrages (Figures II-15-b et II-15-d), que ce soit pour un dépôt de 400nm ou bien 600nm, la déflexion de la membrane est quasi-nulle.

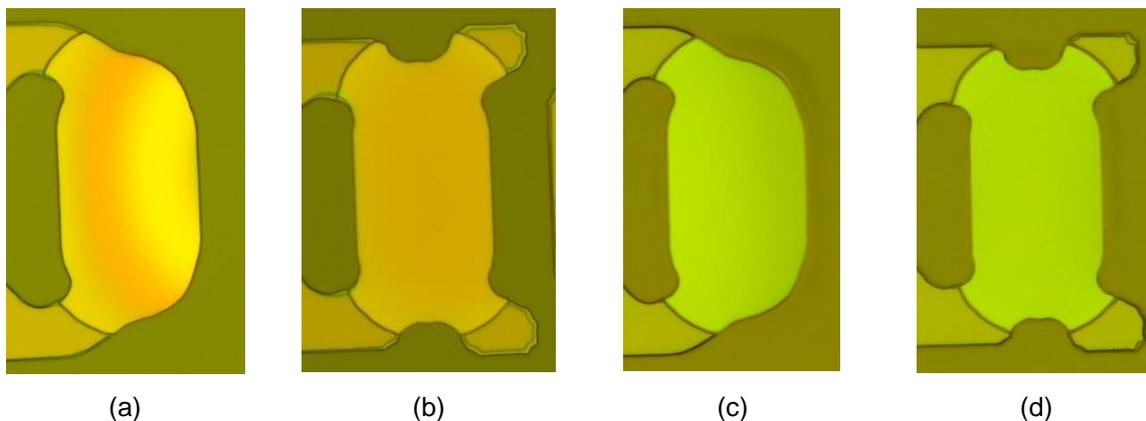


Figure II-15 : Comparaison optique de la déflexion d'une couche de Si_3N_4 pour une épaisseur de 400nm avec, (a) deux ancrages et, (b) quatre ancrages, et pour une épaisseur de 600nm avec, (c) deux ancrages et, (d) quatre ancrages.

2.5.2. Deuxième version du nouveau switch MEMS RF

2.5.2.1. Le design (n°2)

La suite du travail se concentrera sur une version avec 4 ancrages, qui a montrée de meilleurs résultats sur le retour en position initiale. De plus avec la première version des nouveaux commutateurs, il y avait des courts-circuits entre la membrane et l'électrode. La solution mise en place est donc l'ajout d'une couche isolante entre l'électrode et le reste du circuit. Finalement avec du recul, l'utilisation d'un isolant permet d'amener volontairement la membrane en contact avec le diélectrique. Habituellement, la membrane d'un switch est à deux tiers de la hauteur en son milieu, lors de sa polarisation. La déformation au niveau du

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

dimple est légère. En abaissant plus la membrane, on peut alors augmenter de manière importante la déformation au niveau du dimple, et donc augmenter la force de contact sans toucher au design. Effectivement, la Figure II-16 montre la comparaison des forces de contact obtenues pour une membrane ne rentrant pas en contact avec le diélectrique, et avec une membrane rentrant en contact avec le diélectrique. La membrane simulée ici correspond à un empilement Au/Si₃N₄/Au 300nm/400nm/300nm. Elle a été simulée pour une longueur de 35μm, ce qui correspond à la distance entre le dimple et les ancrages du design présenté dans le paragraphe suivant. La membrane est disposée au-dessus d'un diélectrique avec un gap d'air de 800μm. Ces forces ont été obtenues par simulations COMSOL Multiphysics par MEF. La force pour une membrane en contact avec le diélectrique est 4.7 fois supérieure à la force obtenue pour une membrane ne rentrant pas en contact avec le diélectrique (210μN contre 45μN respectivement).

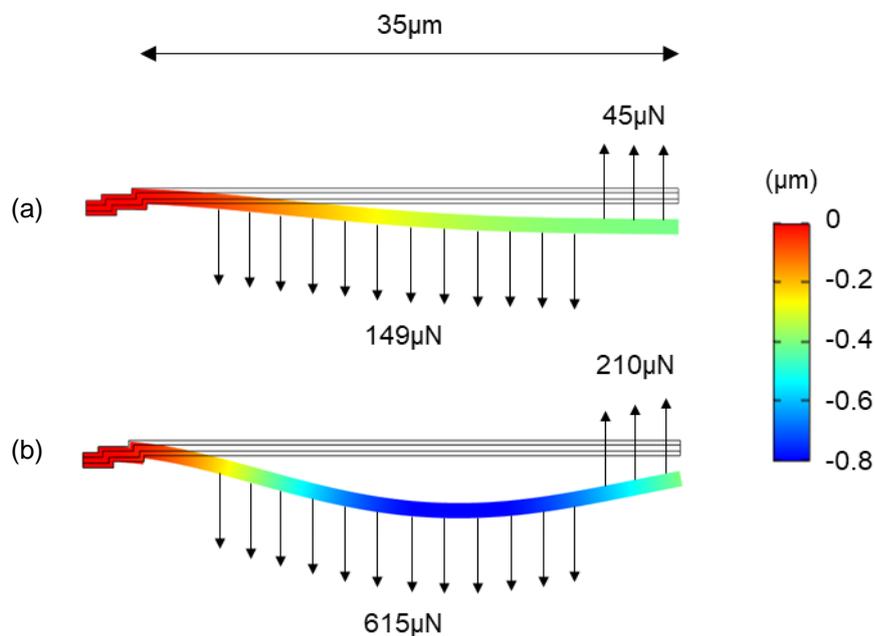


Figure II-16 : Simulations MEF, (a) sans contact avec le diélectrique, (b) avec contact avec le diélectrique.

La prise en compte des points précédents permet d'obtenir une deuxième version de commutateur, visible sur les Figures II-17 et II-18. Le commutateur est alors composé de quatre ancrages, le plot de contact est cette fois-ci au milieu de la membrane pour conserver un maximum de symétrie. Une des nouveautés est l'ajout d'une couche isolant l'électrode, ce qui amène une modification dans la polarisation du composant. Effectivement utiliser une couche isolant l'électrode oblige à passer d'une polarisation par tension continue, à une polarisation par un signal carré bipolaire. Cette tension bipolaire est obligatoire dans le cas de l'utilisation d'un diélectrique, car le diélectrique conserve les charges [22], et finit par bloquer l'actionneur électrostatique. Avec une polarisation bipolaire, ce phénomène est nettement réduit. Cependant dans la pratique, la forme d'onde de la tension bipolaire n'est pas symétrique entre la montée et la descente. Ce qui aura pour impact de décaler la

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

tension nécessaire à la polarisation dans le temps [23]. Mais il est possible d'utiliser des diélectriques de meilleure qualité pour augmenter la durée de vie du composant [24]. Plusieurs solutions ont été proposées par le passé des recherches comme l'introduction de couches épitaxiales métal/diélectrique [25] qui permet d'atténuer cet effet.

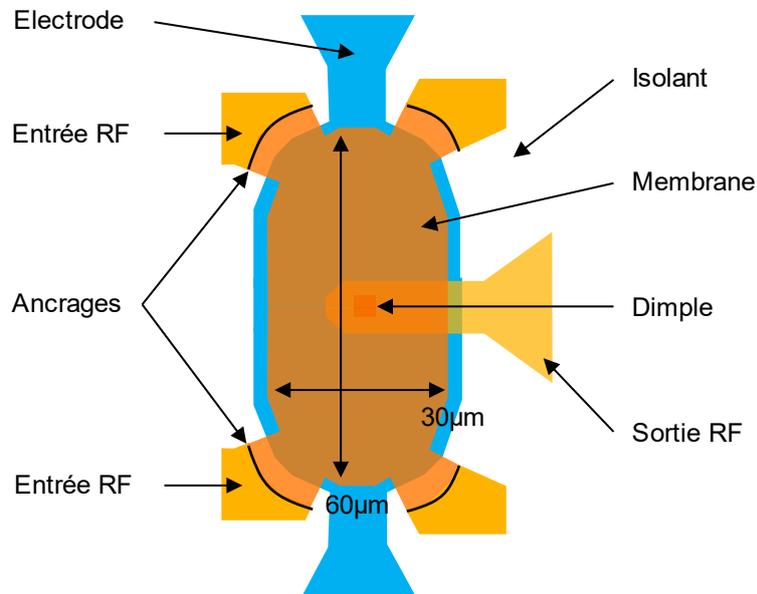


Figure II-17 : Design de la deuxième version du nouveau switch MEMS RF.

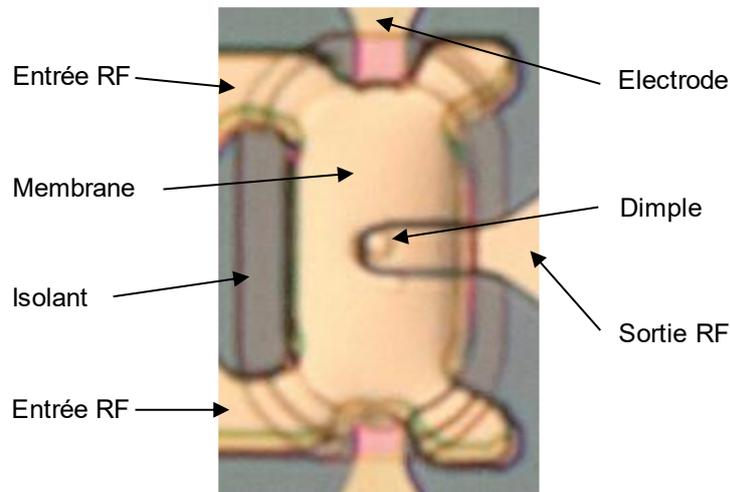


Figure II-18 : Image au microscope optique de la deuxième version du nouveau switch MEMS RF fabriqué.

2.5.2.2. Processus de fabrication (C)

Le processus de fabrication est similaire à la première version. Mais pour cette version, la première étape se divise en trois étapes de fabrication. La première consiste à former l'électrode avec un dépôt de 10/50nm de Ti/Au par évaporation et lift-off (Figure II-19-a). Cette couche est alors isolée par un dépôt de Si_3N_4 de 400nm, gravé par RIE (Figure II-19-b). La dernière étape est la formation de la sortie RF avec un dépôt de 10/150nm de Ti/Au par évaporation et lift-off (Figure II-19-c). Pour la suite, ce sont les mêmes étapes que la première version mais avec une modification sur l'épaisseur de Si_3N_4 de la membrane, on passe de 700nm à 400nm.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

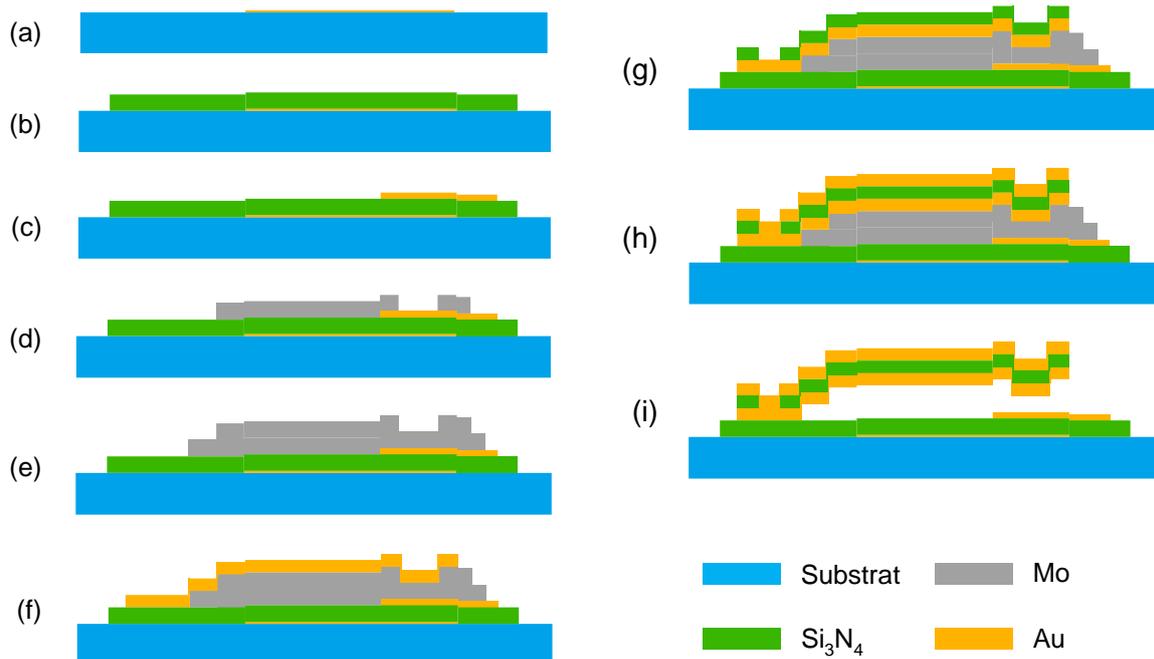


Figure II-19 : Vue en coupe des étapes de fabrication de la deuxième version du nouveau commutateur, (a) électrode, (b) couche isolante, (c) sortie RF, (d) 1^{ère} couche sacrificielle, (e) 2^{ème} couche sacrificielle, (f) 1^{ère} métallisation de la membrane, (g) structure de la membrane, (h) 2^{ème} métallisation de la membrane, (i) et, libération et séchage.

2.5.2.3. Problématiques liées à la polarisation dans les accès RF

Jusqu' alors la polarisation des commutateurs se faisait en appliquant une tension dans les accès RF. Cependant leur intégration dans des systèmes nécessitant des actionnements indépendants rend compliquée l'utilisation de cette méthode en obligeant l'intégration de blocs DC. Il faut alors créer des pads pour cette fois-ci polariser au niveau de l'électrode (hors accès RF). On peut déjà prévoir des fuites de tension dans les accès RF, le couplage n'étant plus entre l'accès RF et la masse mais entre l'accès RF et l'alimentation (voir Figure II-20).

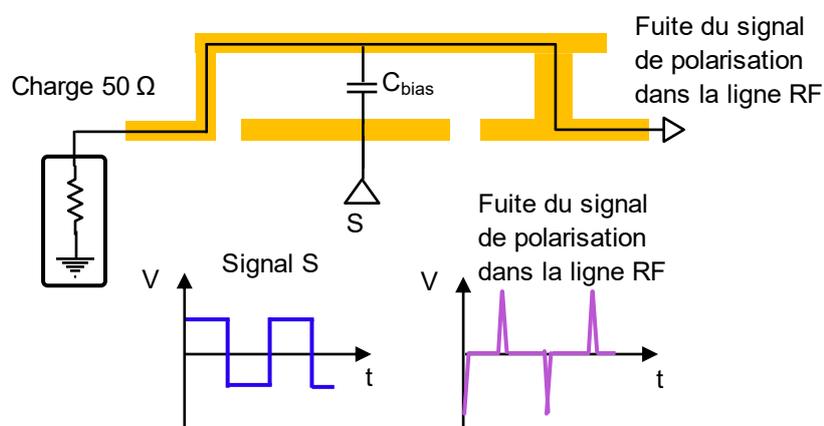


Figure II-20 : Représentation de la fuite du signal de polarisation bipolaire dans le chemin RF. La forte variation du signal de polarisation provoque des pics dans le chemin RF.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

Une idée pour diminuer les fuites est de diviser l'électrode en deux, permettant alors d'appliquer deux signaux opposés. Les fuites étant opposées également, s'annulent. Le schéma du concept est sur la Figure II-21. Une image au microscope optique du commutateur à deux électrodes, fabriqué, est visible sur la Figure II-22.

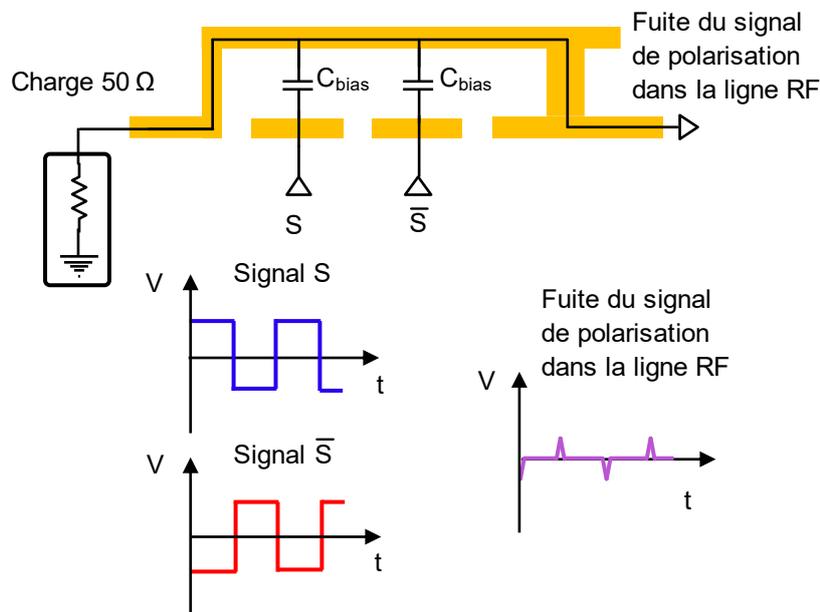


Figure II-21 : Concept proposé. L'électrode d'actionnement est divisée en deux électrodes, avec des signaux de polarisations opposés appliqués. Le signal de polarisation dans le chemin RF est réduit.

La configuration pour la mesure de la fuite de signal de polarisation est visible sur les Figures II-23 et II-24. Les signaux de polarisation sont obtenus par amplification d'un générateur de fonctions Tektronix AFG10622 à deux canaux à 1 kHz, utilisant deux amplificateurs haute tension Falco identiques. La fuite de polarisation est enregistrée à l'aide d'un oscilloscope numérique dans l'accès RF, lorsque le commutateur est à l'état passant. Comme prévu, une polarisation bipolaire de 80 V entraîne des fuites de tension, jusqu'à 30 mV, comme on peut le voir sur la Figure II-25. En utilisant deux polarisations, deux électrodes, la fuite de polarisation est réduite à moins de 5 mV, et pourrait être encore réduite avec une meilleure synchronisation des sources et un circuit intégré à deux amplificateurs.

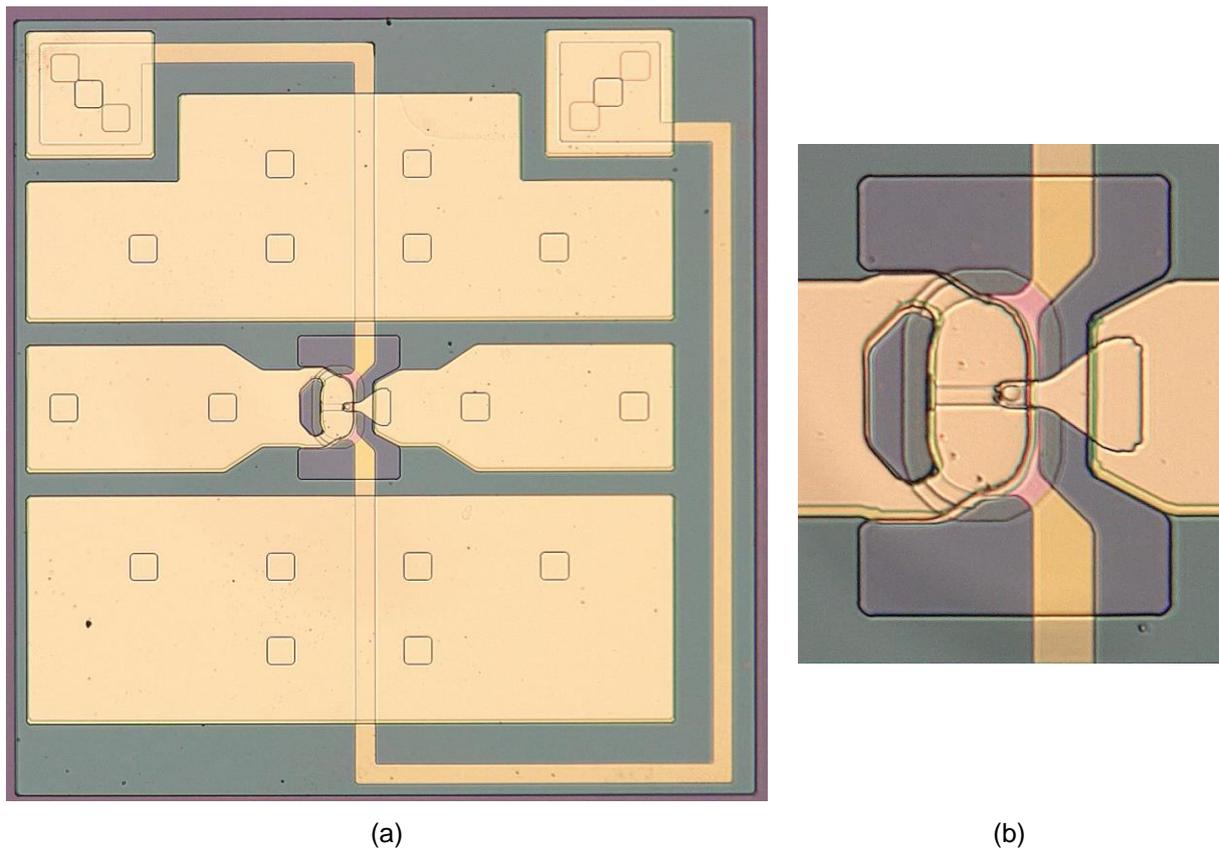


Figure II-22 : Image au microscope optique du commutateur à deux ancrages, fabriqué avec deux électrodes, (a) vue globale du composant avec les lignes CPW, (b) vue zoomée sur le MEMS RF uniquement.

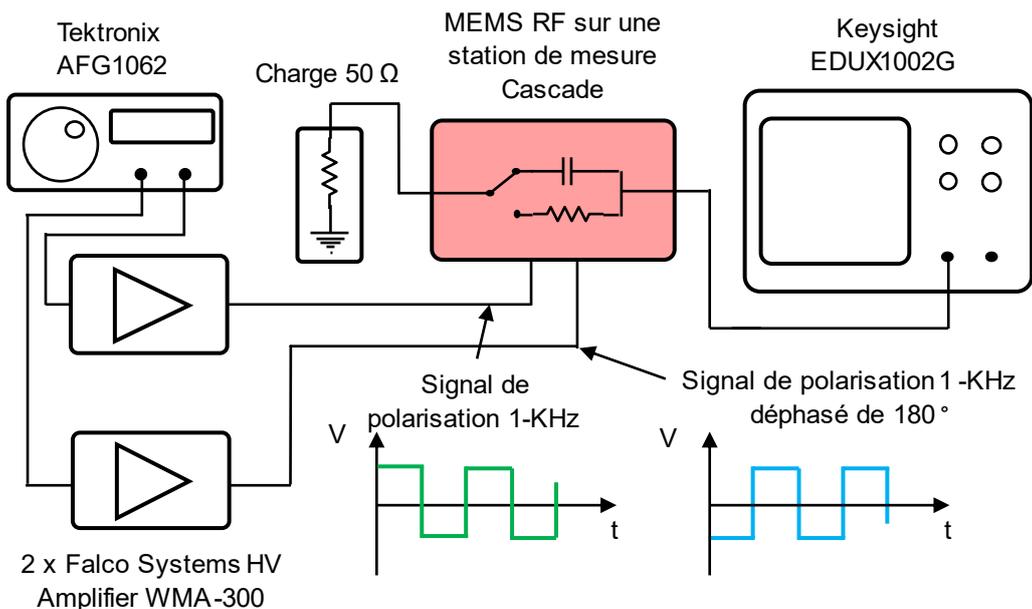


Figure II-23 : Configuration pour la mesure de la fuite du signal de polarisation.

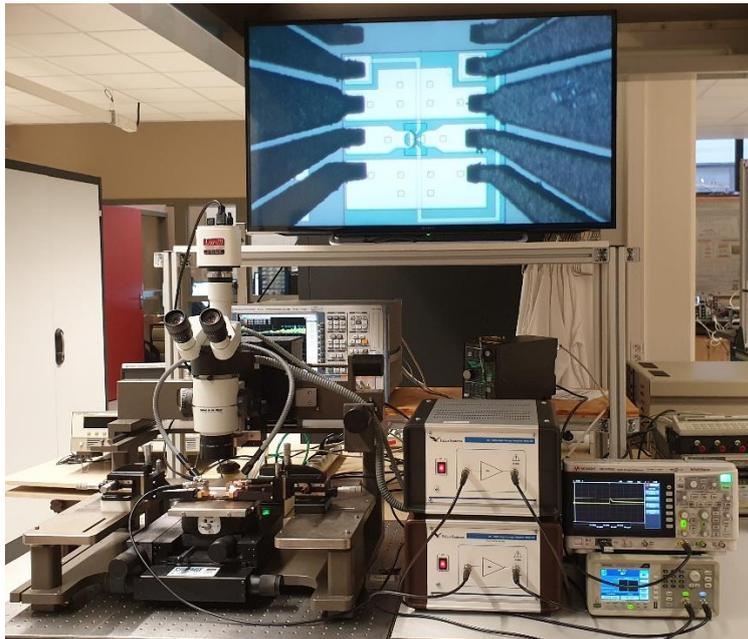


Figure II-24 : Image de la configuration pour la mesure de la fuite du signal de polarisation.

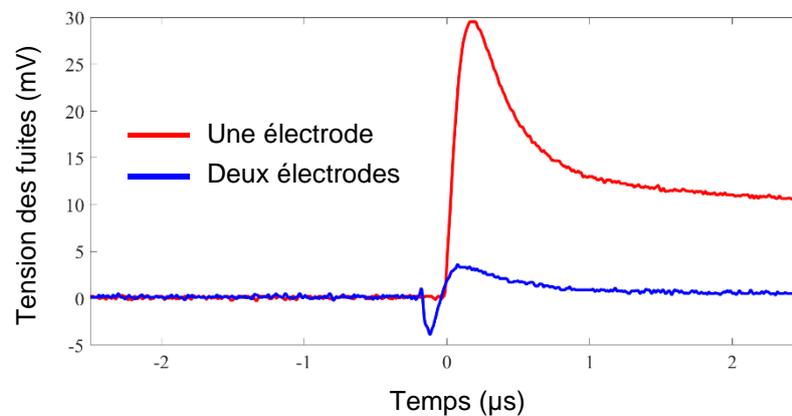


Figure II-25 : Mesure de la fuite de polarisation pour des configurations à une et deux électrodes.

De plus, le commutateur étant de petite taille et de faible épaisseur, son temps d'activation est court en comparaison aux MEMS RF déjà présentés. Le système de polarisation doit donc pouvoir générer un signal carré de $\pm V_s$ avec des temps de montée et descente inférieurs à ceux du commutateur. A titre d'exemple, pour générer un tel signal au laboratoire, on utilise un générateur de fonction (Tektronix AFG1062) ainsi qu'un amplificateur (Falco System HV Amplifier WMA-300). Dans cette configuration, les temps de montée/descente sont mesurés à 120ns pour $\pm 75V$ en sortie, ce qui est théoriquement suffisamment inférieur au temps de commutation du switch pour fonctionner. Mais dans la réalité, les commutateurs oscillent entre des états haut et bas lors de leur polarisation dans le cas d'une polarisation dans les accès RF.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

Pour calculer les temps de montée et descente du switch, [10] donne les équations suivantes :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (II - 1)$$

$$t_{\text{pull-up}} = \frac{1}{4f_0} \quad (II - 2)$$

$$t_{\text{pull-down}} = 3.67 \frac{V_P}{V_S} \sqrt{\frac{m}{k}} \quad (II - 3)$$

Où f_0 est la fréquence de résonance mécanique, k la raideur de la membrane, m la masse de la membrane, $t_{\text{pull-up}}$ le temps de montée, $t_{\text{pull-down}}$ le temps de descente, V_P la tension de seuil d'activation et V_S la tension de polarisation.

Une simulation COMSOL Multiphysics par MEF donne la raideur à 300N/m avec une masse effective de 20.6pg. La tension seuil d'activation est déterminée expérimentalement à environ 75V. Pour une tension de polarisation de 100V, les calculs donnent un temps de descente de 1.2µs et un temps de montée de 0.72µs. Et en effet le signal de polarisation passant à travers un té de polarisation possède des temps de montée/descente de 1.5µs, pour 120ns sans le té de polarisation. La polarisation en passant par les accès RF n'est plus une option envisageable.

Dans la suite de ce chapitre toutes les mesures seront réalisées avec une polarisation hors accès RF, comme vu dans le chapitre 1.

2.5.2.4. Résultats de mesures

Cette version de commutateur avec une polarisation hors accès RF est la première à montrer un fonctionnement correspondant à un MEMS RF ohmique. On a bien deux états distincts. Un état haut (ou OFF) correspondant à un circuit ouvert et un état bas (ou ON) correspondant à un circuit fermé. Les résultats de mesures des paramètres S comparés aux simulations par éléments localisés sont sur la Figure II-26.

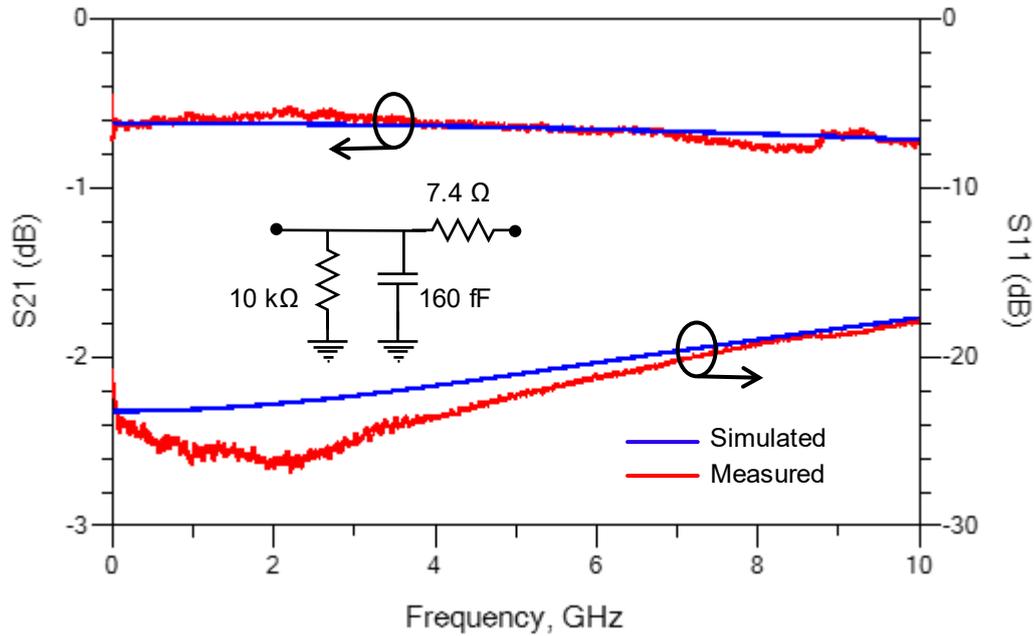
L'état passant est obtenu en appliquant une tension de polarisation $V_S = \pm 100V$. A l'état ON (Figure II-26-a), on obtient une résistance 7.4Ω. Cette résistance ne correspond pas à la résistance de contact. La résistance de contact provient du contact entre la membrane et la sortie RF. La résistance de 7.4Ω, inclut donc les pertes de la ligne RF induit par la résistivité de l'or ainsi que sa faible épaisseur au niveau des ancrages. En mesurant le même commutateur fabriqué dans un état passant, la résistance totale de la ligne RF est de 3,5Ω. Par conséquent, une résistance de contact du commutateur de 3,9Ω peut être extraite.

S(2,1) à l'état OFF (Figure II-26-b) montre une capacité de 7,5fF ce qui est une bonne isolation comparativement à des structures existantes. Aussi, S(1,1) n'est pas à 0dB aux basses fréquences, et cela a été modélisé en ajoutant une résistance shunt de 10kΩ dans le schéma équivalent. Ces pertes sont attribuées au Si₃N₄ créant un contact résistif entre la ligne RF et la masse.

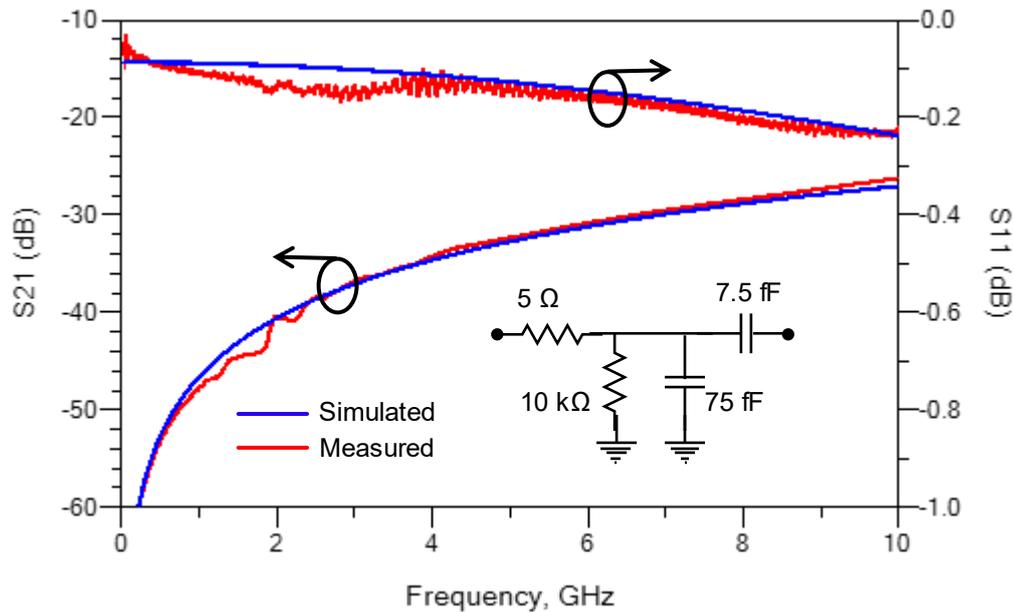
Pour finir, il existe une capacité entre l'électrode et la ligne RF. Cette capacité est plus grande à l'état ON dû à la déflexion de la membrane.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

Cependant, les performances de ce commutateur sont un peu décevantes. Le R_{ON} est un peu élevé en comparaison à l'état de l'art réalisé dans le chapitre 1. Le commutateur présenté est également le seul fonctionnel de toute la série de fabrication.



(a)



(b)

Figure II-26 : Résultats de mesures de la deuxième version du nouveau switch MEMS RF.

Comme on a pu le voir, la résistance de contact est de 3.9Ω . Ce qui est trop important pour un MEMS RF à contact Au-Au. Dans la pratique, il est indiqué que ce type de contact donne une résistance de l'ordre de $0.5\text{-}2 \Omega$ [10], [26], et pour un contact très propre il est possible de descendre à 0.1Ω [27], [28]. Un manque de précision sur le dépôt de la couche sacrificielle

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

créant le plot de contact peut être à l'origine du problème. Effectivement, on a sur la Figure II-27 une représentation en coupe du plot de contact lors d'un bon et d'un mauvais alignement. Quand l'alignement est mauvais, la force de contact se répartit entre la sortie et le substrat. Dans la réalité, ce contact ne devrait pas exister [10]. Il faut donc être plus rigoureux sur les alignements, et trouver un meilleur compromis entre la largeur de la sortie et la valeur de C_{OFF} .

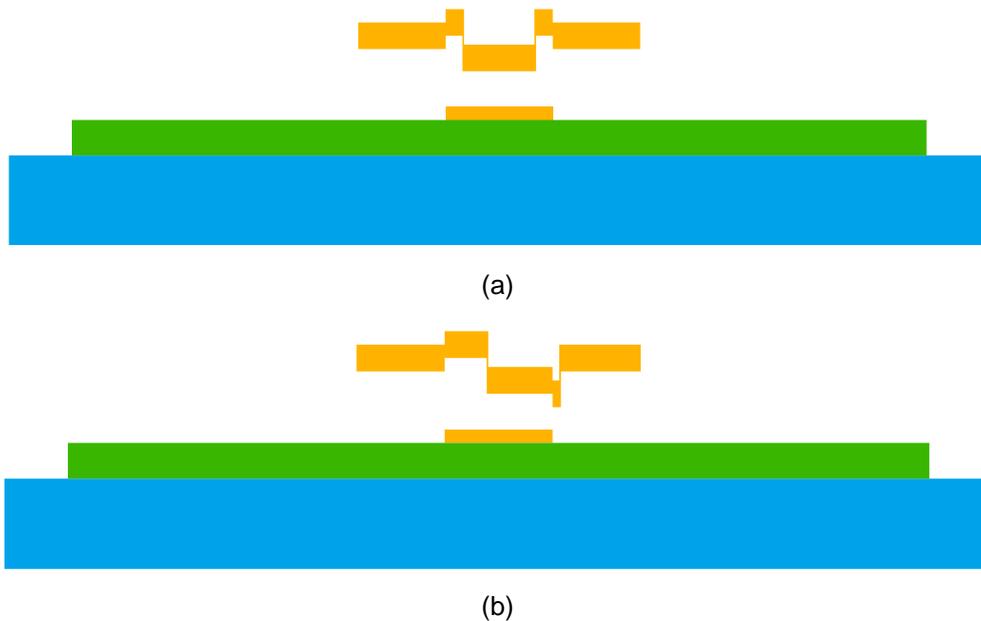


Figure II-27 : Mise en évidence des problèmes de contact, (a) la couche sacrificielle est bien alignée sur la sortie, (b) la couche sacrificielle est mal alignée sur la sortie.

2.5.3. Troisième version du nouveau switch MEMS RF

Finalement une étude sur les contraintes initiales du dépôt de Si_3N_4 en fonction de la puissance de dépôt a été réalisée par la société Airmems. Cependant les résultats de cette étude sont spécifiques à la machine possédée par Airmems. De plus, les contraintes initiales du dépôt sont très sensibles aux diverses variations des paramètres de la machine. La puissance montrant la contrainte initiale la plus proche de 0MPa est 111W. Jusqu'ici les dépôts étaient effectués à 100W, ce qui donnait une contrainte en compression de 140MPa.

La nouvelle contrainte quasi nulle pour le Si_3N_4 permet de simplifier le processus de fabrication en s'affranchissant de la deuxième métallisation de la membrane. Enlever une étape de fabrication est toujours un plus, car chaque étape a un coût et est critique, à chaque étape le circuit peut être cassé, pollué etc. On peut également diminuer l'épaisseur de Si_3N_4 , n'ayant plus de contraintes initiales le choix est libre. Ce qui permet de diminuer la tension d'activation, mais aussi de simplifier l'encapsulation. La couche la plus épaisse de notre processus impose l'épaisseur de la couche sacrificielle pour former la cavité.

2.5.3.1. Le design (n°3)

Le design est très proche du précédent (voir Figure II-28), seule la sortie RF a été modifiée avec un élargissement au niveau du contact avec la membrane pour compenser la limite de l'alignement des couches. Le MEMS fabriqué après une découpe FIB est présenté sur la Figure II-29.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

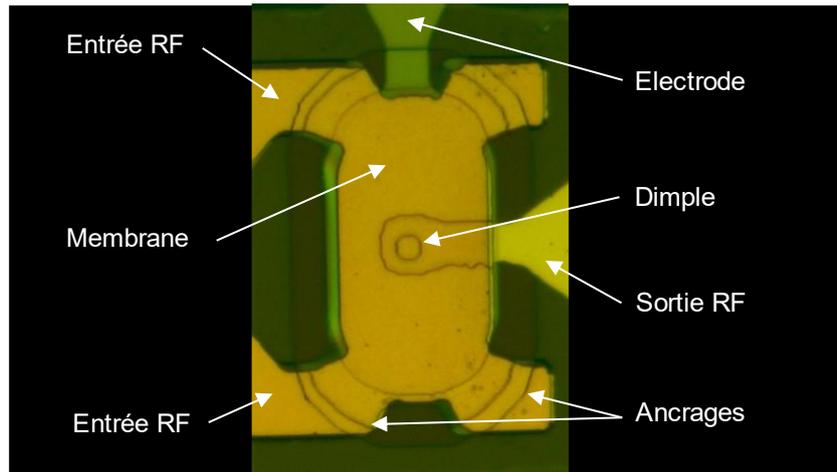
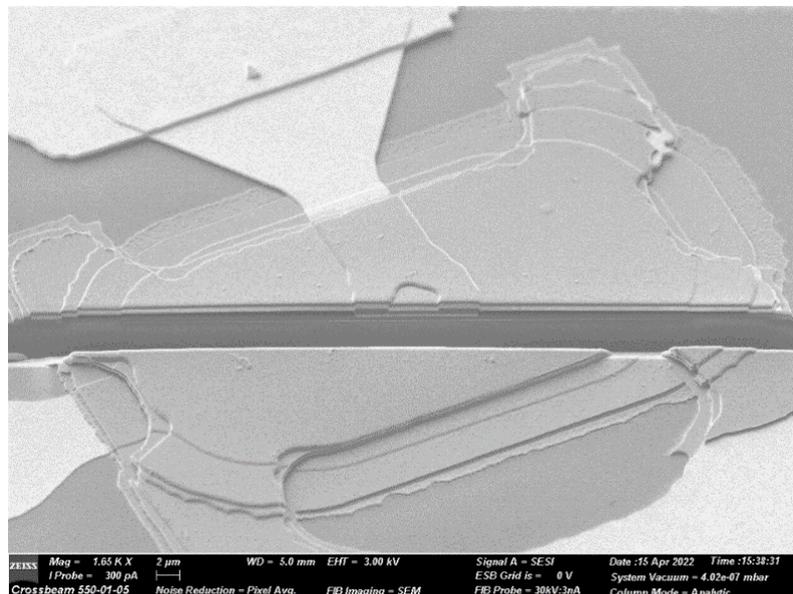
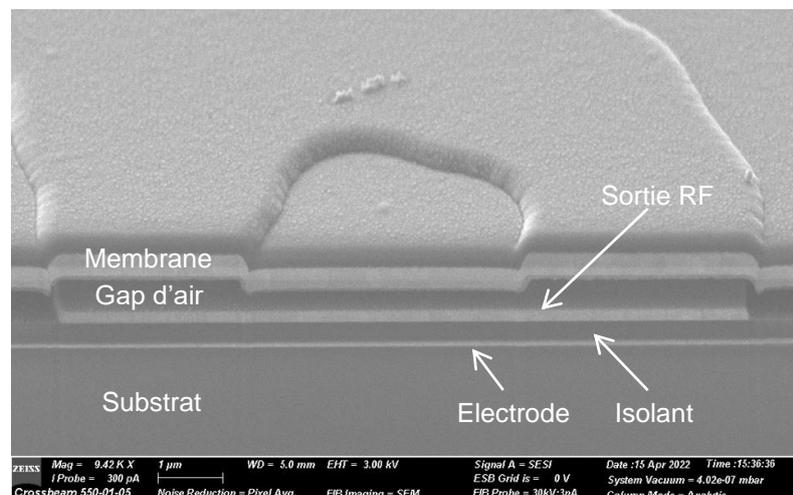


Figure II-28 : Image au microscope optique du MEMS RF design n°3 fabriqué avec le processus de fabrication E.



(a)



(b)

Figure II-29 : Image MEB d'une découpe FIB d'un MEMS RF design n°3 fabriqué avec le processus de fabrication D, (a) vue globale du switch, (b) vue zoomée sur le plot de contact.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

2.5.3.2. Processus de fabrication (D)

Le processus de fabrication de cette version reprend le précédent, en diminuant l'épaisseur des couches sacrificiées. Cette diminution permet la réduction de la tension d'activation ainsi que de compatibilité avec une encapsulation 0-level, au détriment de C_{OFF} .

Premièrement une électrode de Ti/Au 10/50nm est déposée par évaporation (Figure II-30-a). Le processus continue avec un dépôt de Si_3N_4 de 300nm par PECVD pour isoler l'électrode (Figure II-30-b). Vient alors la sortie RF en Ti/Au 10/150nm déposée par évaporation (Figure II-30-c). Ensuite deux couches sacrificiées sont déposées, ce qui correspond à deux dépôts de 250nm de molybdène par pulvérisation cathodique (Figure II-30-d et Figure II-30-e). La dernière partie forme la membrane, elle est fabriquée à partir de deux dépôts, un premier de Ti/Au 10/300nm par évaporation et un deuxième de Si_3N_4 de 200nm par PECVD (Figures II-30-f et II-30-g). Puis le commutateur est libéré et séché (Figure II-30-h).

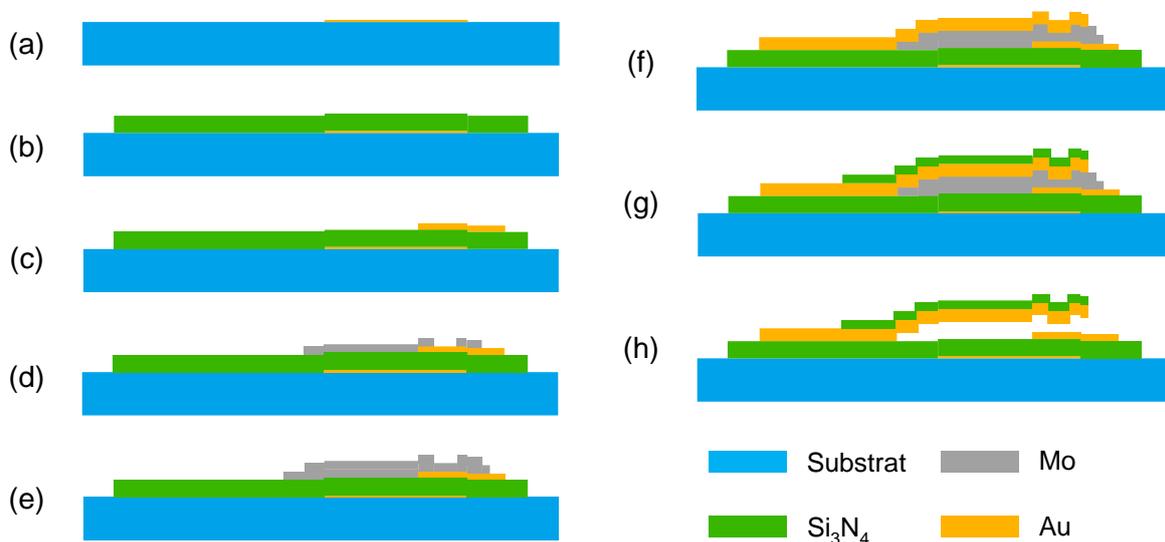


Figure II-30 : Vue en coupe des étapes de fabrication du processus D, (a) électrode, (b) couche isolante, (c) sortie RF, (d) 1^{ère} couche sacrificiée, (e) 2^{ème} couche sacrificiée, (f) métallisation de la membrane, (g) structure de la membrane, (h) libération.

2.5.3.3. Résultats de mesures

Le commutateur est polarisé à $V_S = \pm 75V$. Les résultats de mesures des états ON et OFF sont sur la Figure II-31. Les mesures ont été « de-embedded », c'est-à-dire que les lignes coplanaires entourant le MEMS RF ont été ôtées des résultats de manière mathématique en mesurant seule la ligne coplanaire entourant le MEMS RF [29]. Ceci permettant d'obtenir les mesures dans le plan du MEMS uniquement. Ces mesures sont réalisées sur un MEMS RF à 4 ancrages avec une seule électrode. L'état ON (Figure II-31-a) présente un bon R_{ON} , 1.5 Ω . Cependant, c'est l'adaptation qui est un peu décevante. Effectivement à 40GHz, le MEMS a 3.3dB de pertes d'insertion et seulement -4.6dB de coefficient de réflexion. Ceci est dû à la forte capacité parallèle qui permet au signal RF de fuir dans la masse. Dans la littérature [26], [28], [30], les commutateurs MEMS RF montrent aisément un bon fonctionnement jusqu'à 40GHz. Or notre commutateur à un fonctionnement convenable uniquement jusqu'à 20GHz. De plus, dans la simulation du schéma équivalent du MEMS RF, il présente une inductance, principalement amenée par le plot de contact.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

Pour ce qui est de l'état OFF (Figure II-31-b), l'isolation est correcte. On a -14.5dB d'isolation à 40GHz, ce qui correspond à une capacité série de 9fF et une capacité parallèle de 40fF. La capacité parallèle joue son rôle dans la qualité de l'isolation, bien qu'elle joue un rôle parasite dans l'état ON.

Pour une grande partie des commutateurs, la couche isolante claque avant leur activation. En effet le Si_3N_4 possède une tension de claquage d'environ $500\text{V}/\mu\text{m}$. Pour s'affranchir de ce problème on passe de nouveau à une couche de 400nm. Augmentant certes la tension d'activation, mais cette augmentation reste moindre comparée au gain de tension applicable en ajoutant 100nm d'isolant.

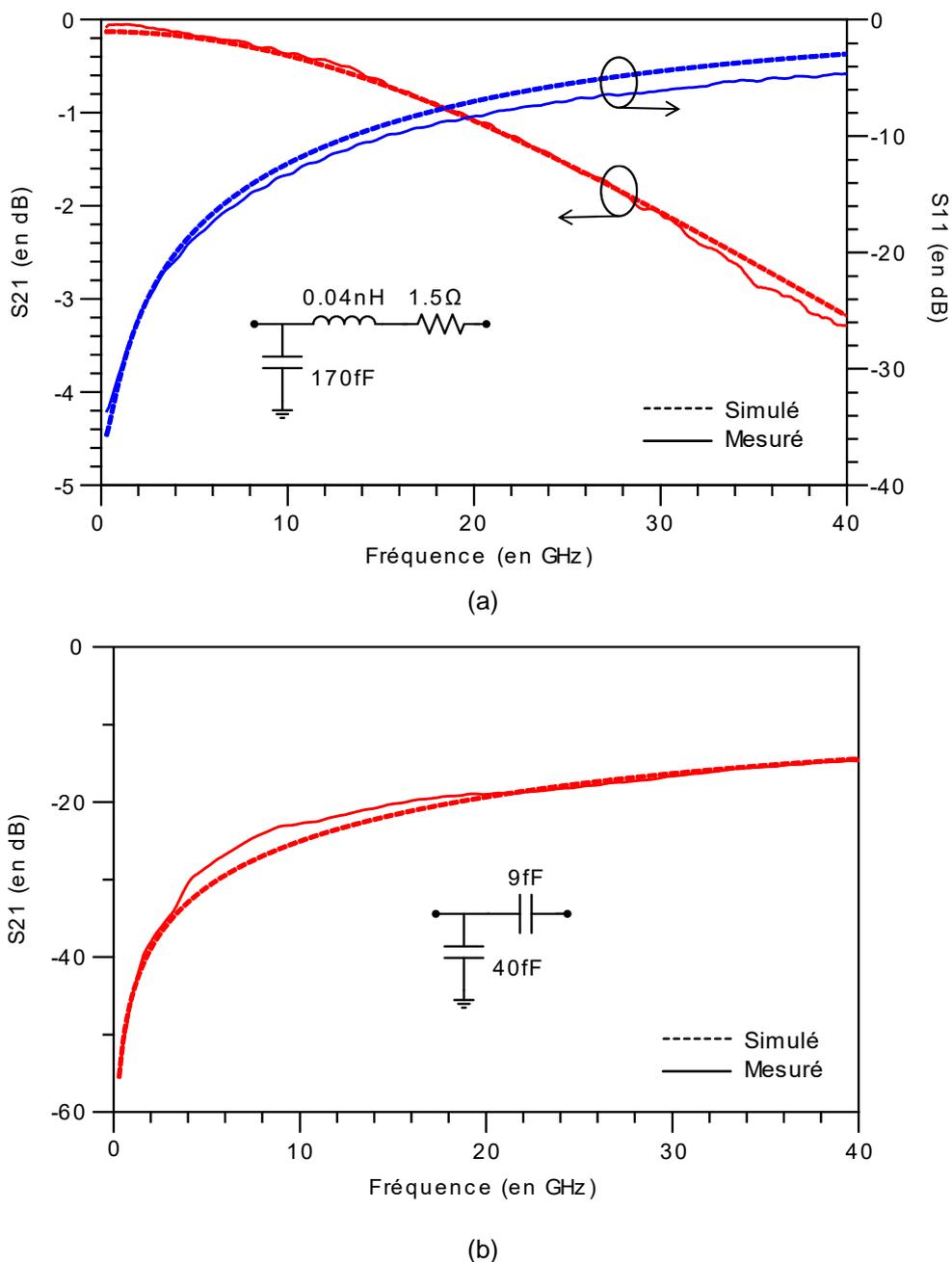


Figure II-31 : Résultats de mesures de la troisième version du nouveau commutateur MEMS RF.

2.5.4. Versions finales du nouveau switch MEMS RF

Le défaut principal de la troisième version du MEMS RF est son adaptation. En effet, on a vu précédemment que le composant possède une capacité parasite de 170fF. Pour diminuer cet effet parasite, deux idées ont été mises en place. La première consiste à empêcher le couplage en ajoutant une résistance au niveau de l'électrode, s'affranchissant alors du couplage avec la ligne RF. La deuxième consiste à diminuer fortement la capacité parasite entre la partie RF et la polarisation en générant la force électrostatique entre la masse et l'électrode de polarisation et non plus entre la ligne RF et l'électrode de polarisation.

2.5.4.1. Version avec une forte résistance

Pour cette version, le design reste le même, le n°3, c'est au niveau du processus de fabrication qu'une étape est modifiée pour obtenir une électrode résistive. Au lieu de faire l'électrode avec une évaporation de Ti/Au de 10/50nm, on fait une pulvérisation cathodique de nitrure de tantale (TaN) de 150nm. Cette version du processus de fabrication sera nommée « E ». La proportion d'azote lors du dépôt est choisie telle que $R_{\square} = 10k\Omega$.

2.5.4.2. Version avec une capacité diminuée

Pour cette version, l'idée n'est plus de générer la force électrostatique entre l'électrode et la partie RF, mais cette fois-ci, on va amener la masse sur la membrane, ce qui nous permet de générer la force électrostatique entre la masse et l'électrode.

Pour ce faire, un cinquième ancrage est ajouté pour faire passer la ligne RF sur la membrane (voir Figure II-32). Ce design sera nommé « design n°4 ». La Figure II-33 compare les surfaces amenant des fuites dans la polarisation entre les designs n°3 et n°4. Avec ce nouveau concept, la surface de la capacité provoquant les fuites est divisée par 11. Un concept similaire avait été mis en place par NXP Semiconductors [17].

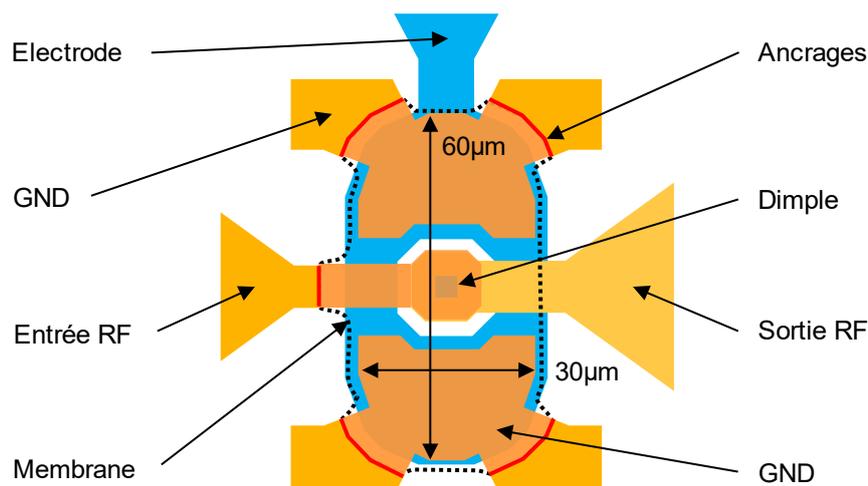


Figure II-32 : Design de la version final du commutateur MEMS RF avec la capacité diminuée (n°4).

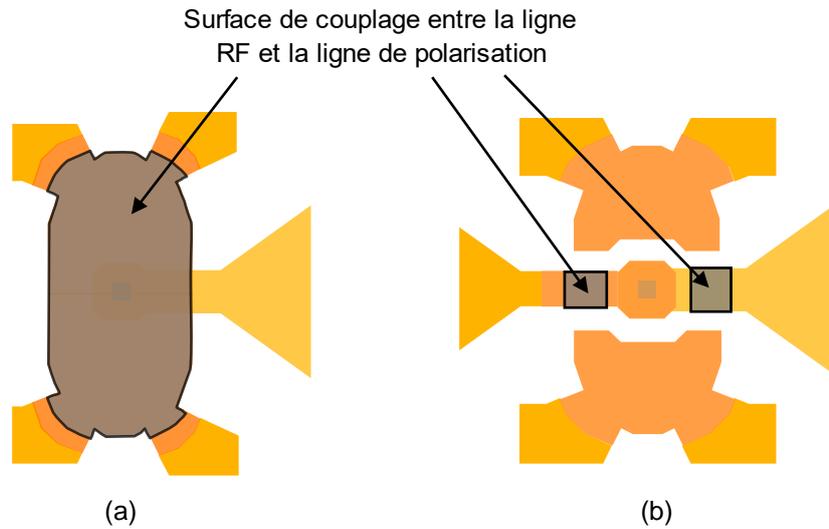


Figure II-33 : Comparaison de la surface parasitant le fonctionnement du MEMS RF, (a) pour le design n°3 et, (b) pour le design n°4.

Pour cette version, aucun changement dans le processus de fabrication, c'est le processus D qui est utilisé. Une variante avec l'électrode en TaN sera tout de même réalisée. Le MEMS fabriqué est visible sur les Figure II-34 et II-35.

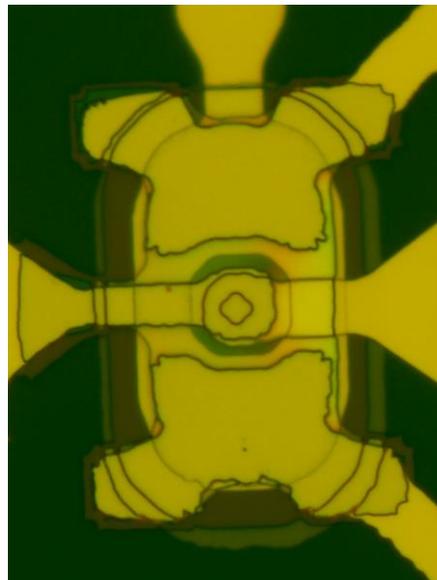
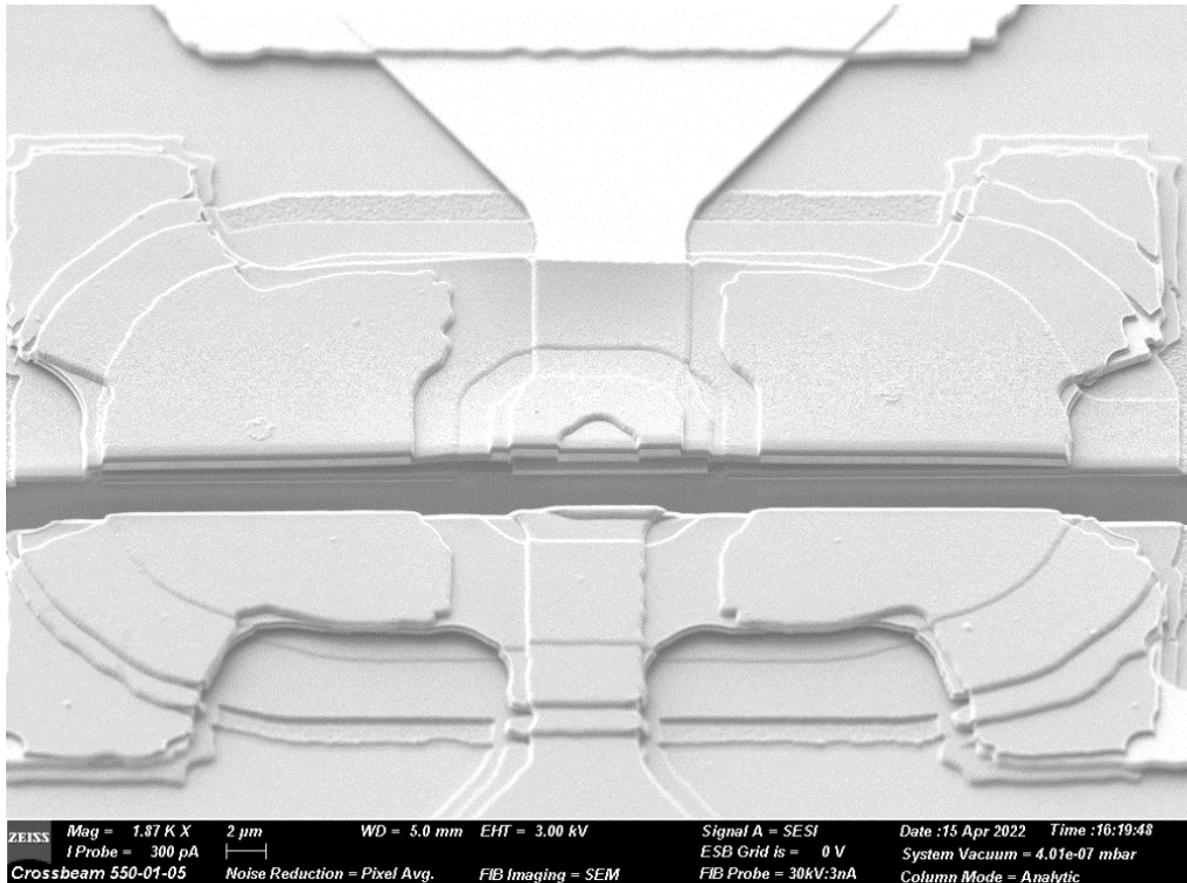
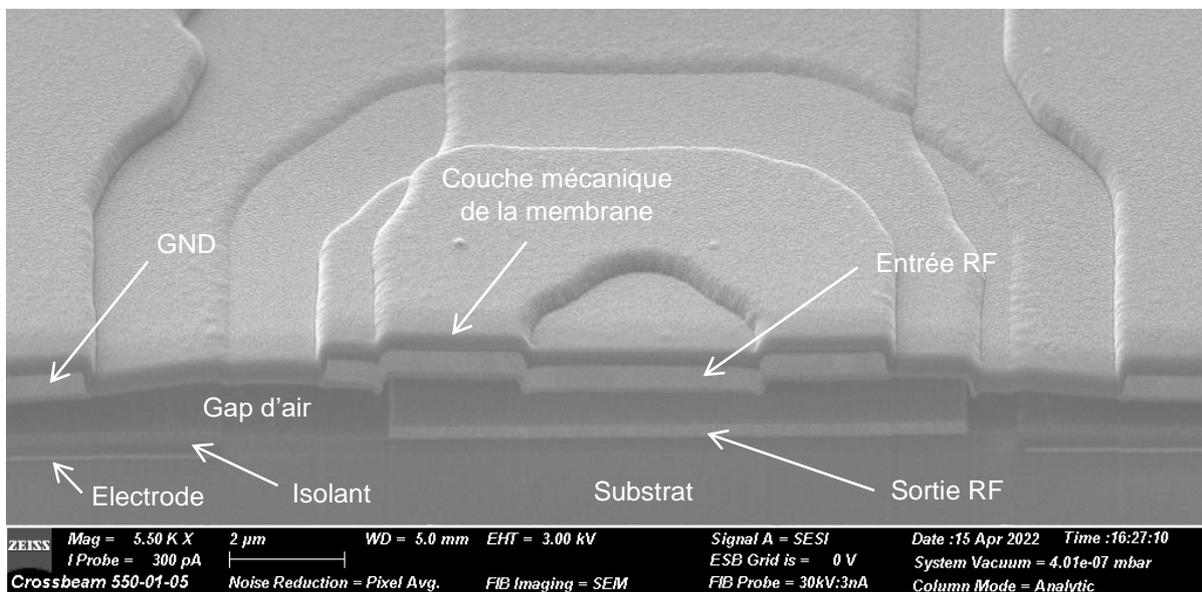


Figure II-34 : Image au microscope optique du design n°4 fabriqué avec le processus de fabrication D.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces



(a)



(b)

Figure II-35 : Image MEB d'une découpe FIB d'un MEMS RF design n°4 fabriqué avec le processus de fabrication D, (a) vue globale du switch, (b) vue zoomée sur le dimple.

2.5.4.3. Résultats de mesures

Tous les résultats de mesures des MEMS RF à l'état bas sont, dans cette partie, « de-embedded », les mesures sont dans le plan du MEMS RF.

2.5.4.3.1. Version finale avec la capacité diminuée (Design n°4 et processus de fabrication D)

Cette version est mesurée jusqu'à 40GHz. Les résultats de mesures de la version avec la capacité diminuée sont sur la Figure II-36. Les mesures à l'état ON sont obtenues avec une polarisation de $V_S = \pm 90V$. Dans cet état polarisé (Figure II-36-a) le MEMS RF peut se modéliser par une inductance de 0.04nH et une résistance de 3.4Ω en série, avec une capacité de 23fF en parallèle. Le R_{ON} est élevé, ceci est sûrement dû tout d'abord à l'étroite ligne entre la ligne CPW pour la mesure et la membrane, et à sa faible épaisseur. Ensuite la topologie au niveau du plot de contact est différente. Il y a également la présence d'un ancrage supplémentaire. La force de contact résultante est donc différente de la version avec la forte résistance. Après il faut avoir en tête que le processus de fabrication mis en place n'est pas stable, entre deux séries de fabrication des mêmes masques pour les mêmes dépôts, les résultats vont différer. Il y a une part de « chance » et de « malchance » dans la micro-fabrication à l'état de la recherche.

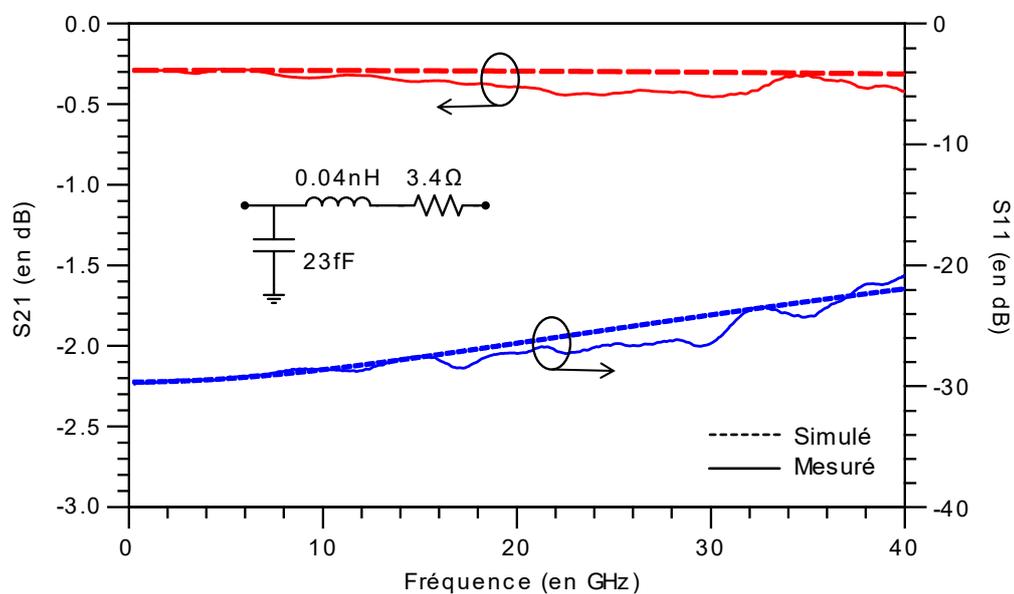
Le design fonctionne bien comme attendu, la capacité parallèle de l'état ON est fortement diminuée. En comparaison avec le MEMS RF design n°3, elle a été divisée par 4.3, ce qui permet d'obtenir de très bons résultats jusqu'à 40GHz. Effectivement les pertes à 40GHz sont de 0.42dB, avec un maximum de 0.46dB à 30.1GHz. La qualité des résultats est confirmée par une bonne adaptation, 21dB de pertes de retour à 40GHz.

A l'état OFF (Figure II-36-b), le MEMS peut se modéliser par une simple capacité série de 5fF. La capacité parallèle étant très faible (analytiquement de l'ordre du femtofarad), elle est négligeable. Ceci nous donne une bonne isolation, supérieure à 20.3dB jusqu'à 40GHz.

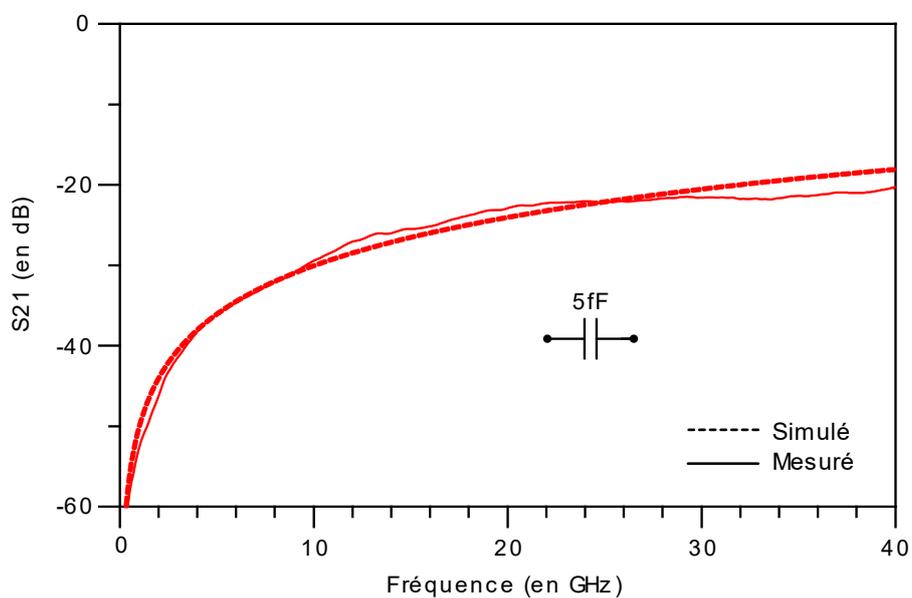
2.5.4.3.2. Version finale avec la capacité diminué et la forte résistance (Design n°4 et processus de fabrication E)

Au vu des résultats précédents, le système de mesure a été adapté pour mesurer jusqu'à 67GHz. Les résultats de mesures sont sur la Figure II-37. L'état ON (Figure II-37-a) est obtenu par une polarisation $V_S = \pm 75V$. La présence de la résistance au niveau de l'électrode permet de totalement s'affranchir de la capacité parallèle dans le schéma équivalent. Ce qui donne simplement, une inductance et une résistance en série. Le R_{ON} est ici de 2Ω , il est meilleur que pour le même design sans la forte résistance, ceci est dû à la non-linéarité entre les séries de fabrication. Cette version présente des pertes d'insertion de 0.42dB à 67GHz, pour un maximum de 0.5dB à 56.2GHz.

L'état OFF (Figure II-37-b), présente une bonne isolation, 15.5dB à 67GHz. Ce qui correspond à une simple capacité série de 4fF.



(a)



(b)

Figure II-36 : Résultats de mesures du design n°4 pour le processus de fabrication D, (a) à l'état ON, (b) à l'état OFF.

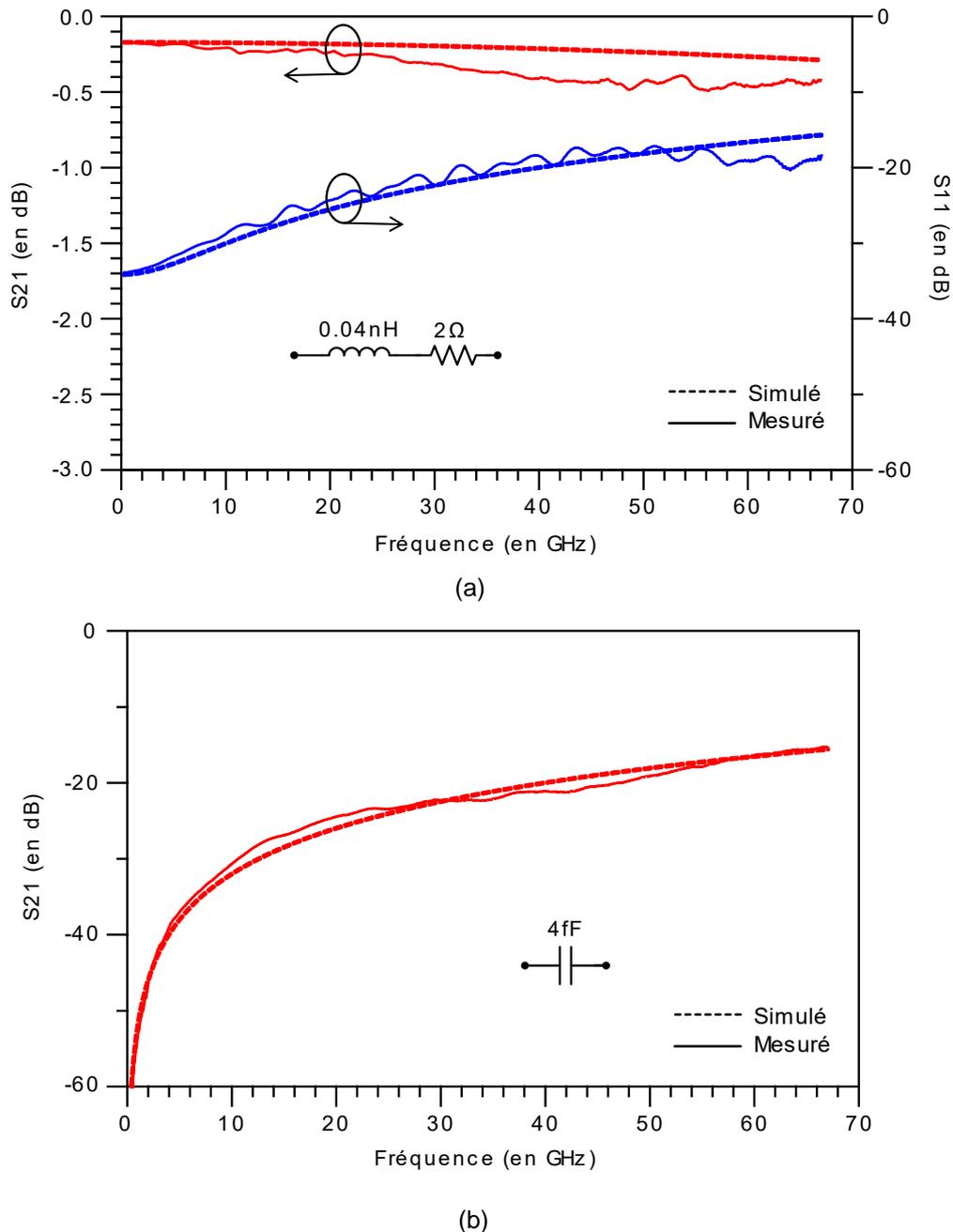


Figure II-37 : Résultats de mesures du design n°4 pour le processus de fabrication E, (a) à l'état ON, (b) à l'état OFF.

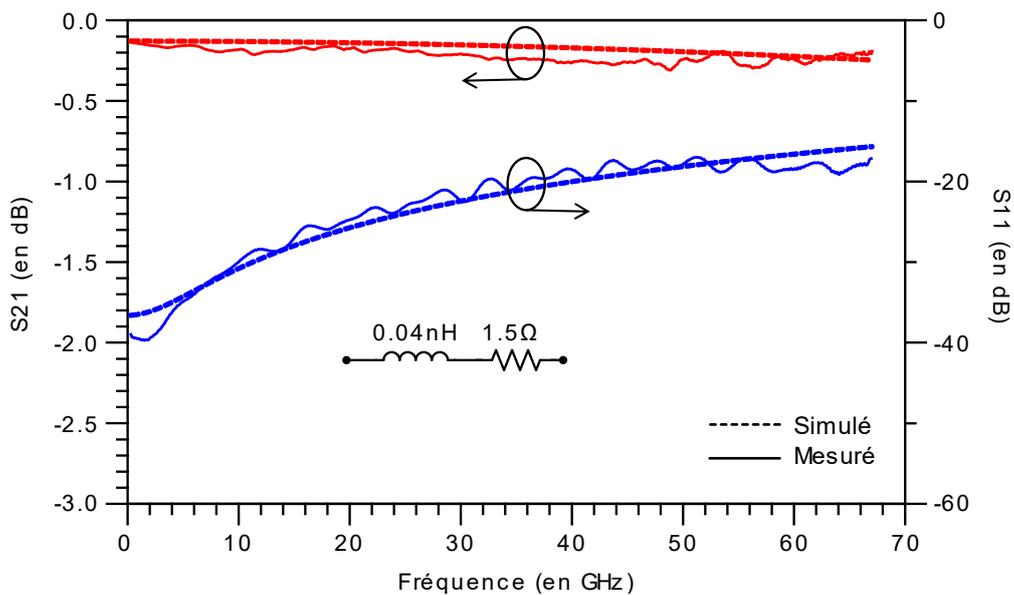
2.5.4.3.3. Version finale avec la forte résistance (Design n°3 et processus de fabrication E)

Cette version est polarisée à $V_S = \pm 90V$. Les résultats de mesures en paramètres S jusqu'à 67GHz, des états ON et OFF sont sur la Figure II-38. Cette fois-ci le R_{ON} et l'inductance série sont les mêmes que pour le design n°3 avec le processus de fabrication D, mais sans la capacité parallèle. Ce qui est cohérent étant donné que seul l'électrode a été modifiée. Effectivement cette nouvelle résistance en TaN permet de se soustraire totalement de l'effet de couplage dans la ligne de polarisation. Ce qui permet de simplifier le schéma équivalent par deux éléments localisés, une résistance série et une inductance série.

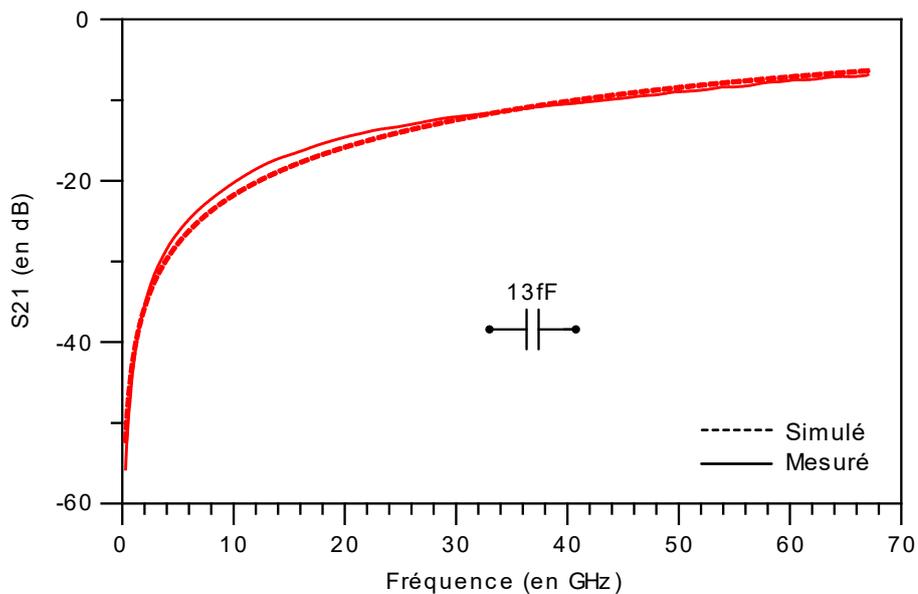
Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

Etant donné que le schéma équivalent se compose que d'une inductance de très faible valeur et une résistance, le composant a des pertes quasi-constantes. De plus le R_{ON} est faible ce qui donne d'excellentes pertes d'insertion jusqu'à 67GHz. A 67GHz les pertes sont de 0.21dB. Les pertes maximales sont de 0.31dB à 48.9GHz.

Au niveau de l'état OFF (Figure II-38-b), l'isolation est moins bonne que pour la version trois. En effet, l'ajout de la résistance supprime l'effet de couplage indésirable à l'état bas, mais il était bénéfique à l'état haut. L'isolation est de 10.5dB à 40GHz, la version trois avait une isolation de 14.45dB à cette fréquence. De plus la capacité série est de 13fF, contre 9fF pour la version avec le design n°3 et le processus de fabrication D, due à la diminution des couches sacrificées.



(a)



(b)

Figure II-38 : Résultats de mesures du design n°3 et processus de fabrication B, (a) à l'état ON. (b) à l'état OFF.

2.6. Fabrication de l'encapsulation 0-level par couches minces

Les commutateurs conçus possèdent de bonnes performances RF, tout en étant compatible avec l'encapsulation 0-level par couches minces présentée au début du chapitre [19]. L'encapsulation peut donc être mise en place. Cependant les commutateurs ont pris beaucoup de temps à être fonctionnel. Seulement une série de fabrication encapsulée a pu être réalisée. Cette série de fabrication a été réalisé avec le processus de fabrication D, mais pour une épaisseur de Si_3N_4 isolant l'électrode de 300nm. On peut voir sur les Figure II-39 et II-40 le résultat de l'encapsulation après une découpe FIB.

La Figure II-39 montre le résultat de l'encapsulation au niveau du dimple. On peut observer que la membrane est déjà à l'état bas. La membrane possède une contrainte résiduelle après libération, qui après la découpe FIB amène la membrane à bouger. Il est donc difficile de dire la position de la membrane avant la découpe FIB. Un matériau est présent principalement sur les arrêtes de la découpe (pointillés blancs). Ce matériau a été déterminé par analyse chimique, il s'agit de (Gallium) Ga. Ce matériau est celui utilisé lors de la découpe, restant par endroit. Sinon aucun défaut de fabrication n'est visible.

Après mesures, aucun commutateur n'a montré un fonctionnement. Certains sont déjà dans un état ON. Ce qui pourrait s'expliquer par la déformation de la cavité après scellement dû au différentiel de pression entre l'intérieur de la cavité ($\sim 10^{-6}$ mbar) et l'environnement extérieur (à la pression atmosphérique). En effet on peut voir sur la Figure II-41 la déformation des cavités scellées avant la passivation. Des cavités sont fortement déformées, certaines se retrouvent carrément écrasées contre le substrat. D'autres MEMS sont bien dans un état OFF, mais ne bougent pas malgré l'application d'une tension d'activation. L'épaisseur de Si_3N_4 est trop faible pour tenir la tension d'activation sans claquer. Ce problème a déjà été résolu mais après cette série de fabrication.

Pour la déformation des cavités avant passivation, il faut songer à augmenter l'épaisseur de la couche de Si_3N_4 formant la cavité en passant de 500nm à 600nm voir 700nm par exemple. Cette modification nécessiterait également d'augmenter l'épaisseur de Cu pour le scellement, afin de conserver l'herméticité.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

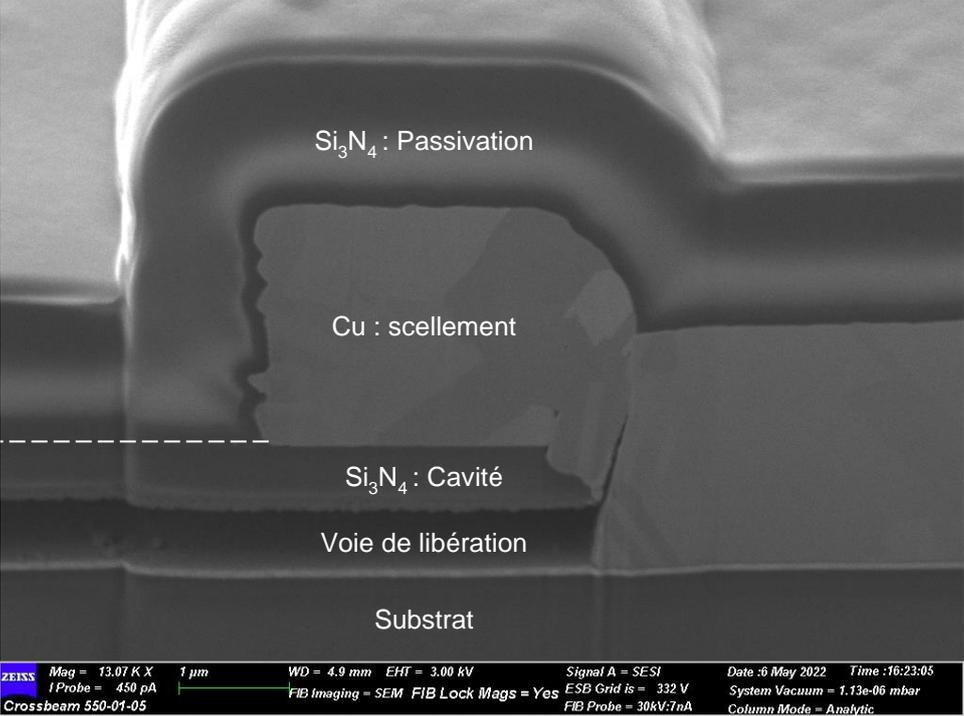


Figure II-39 : Image MEB d'une découpe FIB au niveau des plots de scellements d'un commutateur encapsulé en 0-level par couches minces.

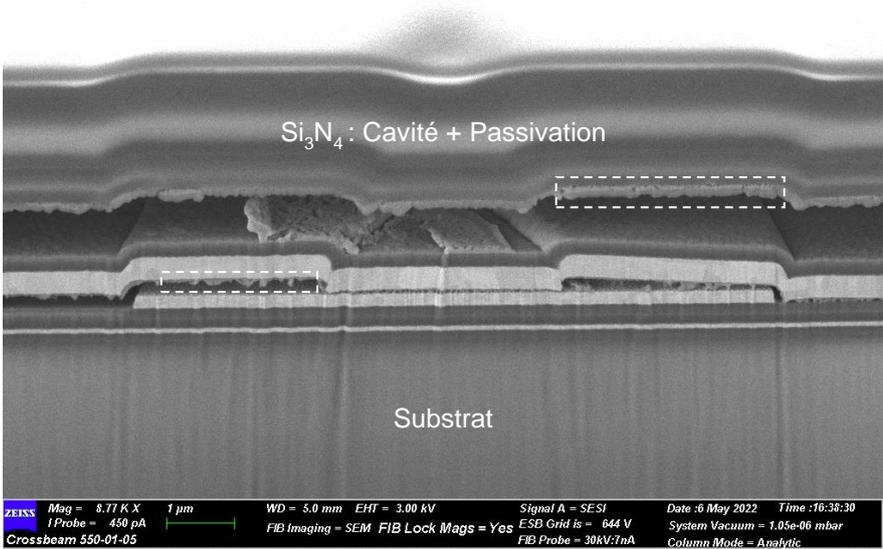


Figure II-40 : Image MEB d'une découpe FIB au niveau du plot de contact, d'un commutateur encapsulé en 0-level par couches minces.

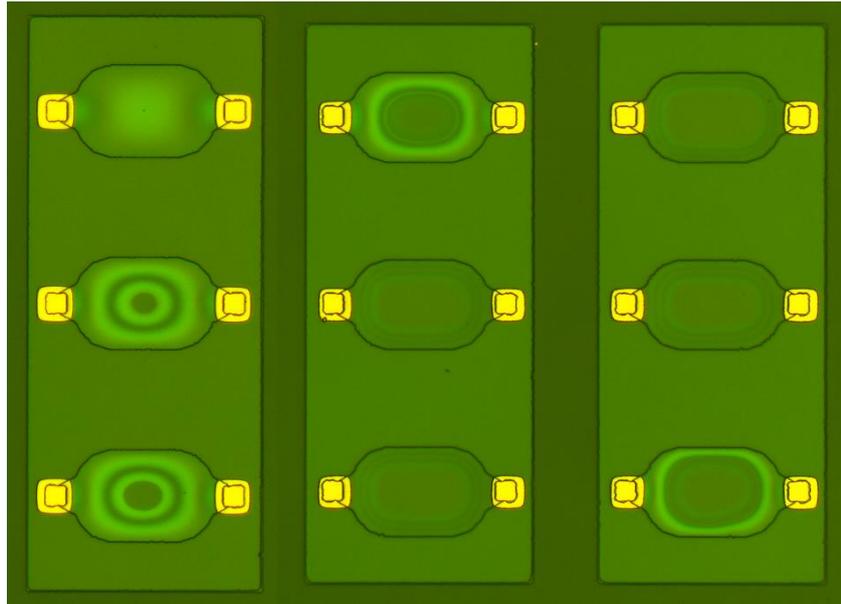


Figure II-41 : Image optique de multiples encapsulation 0-level par couches minces sans passivation.

2.7. Récapitulatif des résultats obtenus

Sur le Tableau II-1, un résumé des différents résultats de mesures est présent. La version 2.C présente une résistance à l'état ON médiocre et une capacité à l'état OFF correct pour ce type de composant. Ensuite est venue la version trois, première version à présenter un bon facteur de mérite (13.5fs). Mais le problème était l'adaptation, les pertes sont effectivement trop importantes à 40GHz (3.3dB). Ceci a été corrigé en proposant deux méthodes pour diminuer le couplage parasite entre la piste RF et la masse. Ce qui a permis d'obtenir trois composants avec des résultats de mesures très compétitifs.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

Tableau II-1 : Récapitulatif des résultats de mesures des commutateurs réalisés.

Version du MEMS RF ⁽¹⁾	V _S (V)	R _{ON} (Ω)	C _{OFF} (fF)	FOM (fs)	IL ⁽²⁾ @ F _{MAX} (dB)	Iso ⁽³⁾ @ F _{MAX} (dB)	F _{MAX} ⁽⁴⁾ (GHz)
2.C	75	7.4	7.5	55.5	0.7	26	10
3.D	75	1.5	9	13.5	3.3	14.5	40
4.D	90	3.4	5	17	0.42	20	40
4.E	75	2	4	8	0.42	15.5	67
3.E	90	1.5	13	19.5	0.21	6.9	67

⁽¹⁾ (Version du design).(Version du processus de fabrication)

⁽²⁾ Pertes d'insertion (Insertion Loss en anglais)

⁽³⁾ Isolation

⁽⁴⁾ Fréquence maximum de la mesure

En effet sur le Tableau II-2 sont résumés les différents paramètres caractérisant un MEMS RF à contact ohmique. Le commutateur version 3.E présente les meilleures pertes sur la plus grande bande de fréquence (jusqu'à 67GHz). De plus, la surface de 0.34mm² en fait un des composants les plus petits, ceci est dû à l'utilisation d'une membrane rentrant en contact avec une couche diélectrique inférieure. Pour finir un des grands avantages du composant est qu'il soit encapsulable en 0-level par couches minces. En effet en plus d'être un composant miniature dans le plan du substrat, notre composant est également petit dans la normale du substrat. A titre de comparaison, le MEMS d'Airmems encapsulé en 0-level par coque fait 1.4mm d'épaisseur. L'encapsulation dans notre cas est inférieure à 5µm, ce qui donnerait une épaisseur totale de 305µm contre 1400µm pour Airmems. Ainsi, grâce à la petite taille du composant, les MEMS réalisés au cours de ce travail ont des temps de commutation théoriques inférieurs aux MEMS présentés. Cependant, leur inconvénient est leur polarisation par tension bipolaire, qui de plus est élevée ±90V et ±75V. Ce qui complexifie grandement la conception d'un circuit de commande.

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

Tableau II-2 : Comparaison des deux commutateurs les plus performants réalisés avec les MEMS RF existants.

Fabricant		Airmems	MenloMicro	NXP	Xlim	
					4.E	3.E
Configuration		SPST	SPDT	SPST	SPST	SPST
Polarisation		Continue	Continue	Continue	Bipolaire	Bipolaire
V _s (V)		60	89	25	75	90
R _{ON} (Ω)		2	0.5	0.8	2	1.5
C _{OFF} (fF)		3	15	2	4	13
FOM (fs)		6	7.5	1.6	8	19.5
Temps de commutation (μs)		<2	<15	<3	<1.3 ⁽¹⁾	<1 ⁽¹⁾
Pertes d'insertion (dB)	@8GHz	0.4	0.4	0.07	0.21	0.2
	@67GHz	0.5			0.42	0.21
Isolation (dB)	@8GHz	33	25	42	33	22
	@67GHz	20			15.5	6.9
Taille (mm ²)		2.09	6.25		0.34	0.34
Encapsulation 0-level		Par coque	Par coque	Par couches minces	Par couches minces possible	Par couches minces possible
Référence		[18]	[4]	[17]	Ce travail	Ce travail

⁽¹⁾ Par calcul analytique

2.8. Conclusion

L'encapsulation 0-level par couches minces de MEMS RF est une technique difficile à mettre en œuvre. Dans notre cas, le commutateur existant, était finalement loin d'être compatible avec l'encapsulation. Il a fallu repenser entièrement le commutateur existant dans le laboratoire. La première partie du travail a servi à mettre en évidence les défauts du processus de fabrication actuel. Finalement pour encapsuler en 0-level par couches minces, il faut s'affranchir de l'étape de gravure d'or. Pour corriger le problème il faut repenser la composition de la membrane, des structures en trois et deux couches ont été proposées pour remplacer la gravure par un lift-off pour les couches d'or.

Cependant trop de commutateurs étaient court-circuités. Ce qui a amené l'utilisation d'un isolant obligeant de passer d'une polarisation continue à une polarisation bipolaire. Induit par les effets de charges dans le diélectrique bien que non symétriques. D'autres matériaux pourraient être utilisés pour avoir des effets de charges minimisés. Beaucoup de

Chapitre II. Développement d'un nouveau commutateur MEMS RF à contact ohmique encapsulé en 0-level par couches minces

commutateurs restaient collés à l'état ON ce qui a amené la création d'une structure en 4 ancrages.

Un nouveau commutateur a alors fonctionné, cependant les résultats obtenus étaient médiocres comparés au potentiel prouvé de la technologie MEMS. Un problème d'alignement empêchait un bon contact entre l'entrée et la sortie. Une fois ce problème corrigé, l'adaptation reste problématique. Deux méthodes ont été mises en place pour faire face au problème. Ce qui a permis d'obtenir deux versions de switch avec un très bon fonctionnement RF jusqu'à 67GHz.

En comparaison avec les commutateurs déjà existants, les commutateurs présentés sont des concurrents sérieux. En effet, ils font parties des commutateurs fonctionnant sur la plus grande bande de fréquence avec les plus faibles pertes. Nos composants sont également de très petites tailles. Ils sont également encapsulables en 0-level par couches minces. Malheureusement bien que les commutateurs soient compatibles avec l'encapsulation 0-level par couches minces, aucun switch encapsulé fonctionnel n'a été obtenu.

Les résultats de mesures, la compatibilité avec une encapsulation 0-level par couches minces, ainsi que la bonne reproductibilité de fabrication du composant nous permettent d'arrêter la recherche à ce niveau et de commencer à intégrer le composant dans des circuits applicatifs.

Bien que les commutateurs soient performants électriquement, il manque une grande série de caractérisation du composant. En effet, pour ce type de composant, beaucoup de paramètres importants sont manquants. Il manque à caractériser le nombre de cycles, les temps de montée/descente, la linéarité, et la tenue en puissance.

Pour la suite, une série de fabrication supplémentaire en encapsulant en 0-level par couches minces permettrait de valider l'entièreté du travail de ce chapitre.

Chapitre III. Tuner RF pour la caractérisation d'antennes

3.1. Introduction

Une antenne est l'élément de base de tout système communicant sans-fil. Elle permet d'émettre ou de capter une onde radioélectrique, en faisant la conversion entre une onde guidée et une onde rayonnée. Pour caractériser son fonctionnement, on utilise un certain nombre de paramètres (ou descripteurs). Les descripteurs sont standardisés par l'IEEE [31]. Les principaux paramètres utilisés sont les suivants :

- Le diagramme de rayonnement
- La directivité
- Le gain
- La polarisation
- Le coefficient de réflexion
- Le rapport d'onde stationnaire
- La bande passante

3.1.1. Les méthodes de mesure d'antenne

Afin de valider le bon fonctionnement d'une antenne, il faut déterminer de manière expérimentale les descripteurs listés précédemment. Pour ce faire, deux possibilités, la première et la plus classique, est une mesure en rayonnement. La deuxième est une mesure en rétrodiffusion, qui est une méthode de mesure indirecte.

3.1.1.1. Mesure en rayonnement

Une mesure en rayonnement signifie une mesure en transmission (voir Figure III-1). On utilise une antenne de référence pour capter ce que va émettre notre antenne sous test, on mesure alors le coefficient de transmission S_{21} . Cette mesure permet d'obtenir les résultats en champ lointain, à partir d'une mesure directe ou en champ proche. La mesure peut être fréquentielle ou bien temporelle.

Cependant ce type de caractérisation nécessite la mesure préalable d'échantillons de référence, le calibrage de circuits pour la réalisation de mesures fiables et reproductibles. Dans le cas des mesures d'antennes, ce type de calibrage est souvent complexe à mettre en œuvre.

Le calibrage nécessite la présence de câbles métalliques qui perturbent l'environnement de mesures et donc les résultats de mesures. Une solution est alors de mettre en place des montages utilisant des sources optoélectroniques. Ainsi, la source de mesure est reliée par des fibres optiques, qui sont transparentes aux rayonnements électromagnétiques hyperfréquences [32].

Ces solutions sont bien développées mais présentent des limitations en termes de paramètres mesurés, notamment sur la réflexion de l'antenne et d'autres solutions complémentaires ont été développées pour améliorer la qualité des mesures.

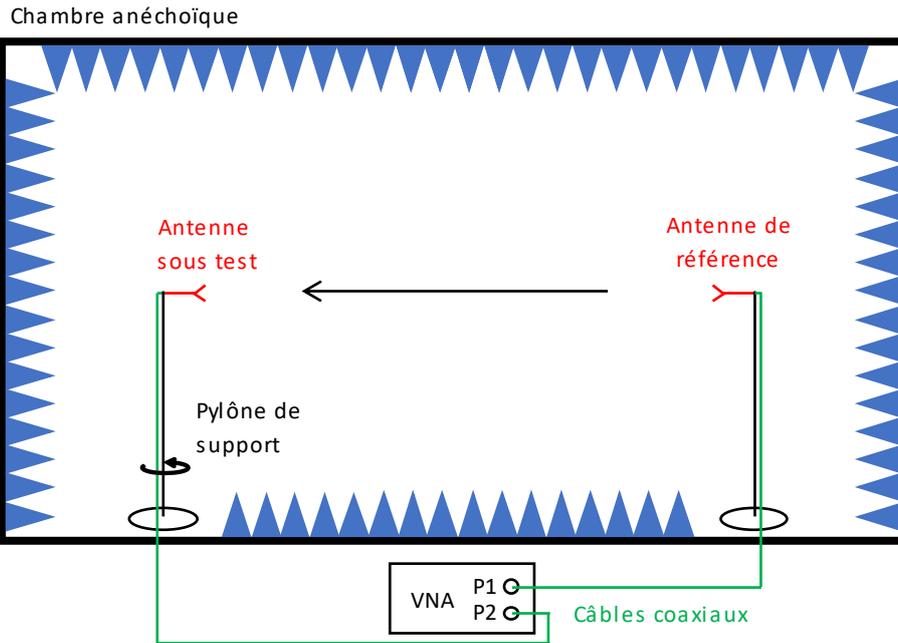


Figure III-1 : Caractérisation d'antenne en rayonnement.

3.1.1.2. Mesure en rétrodiffusion

L'une d'elles consiste à réaliser une mesure de Surface Equivalente Radar (SER), voir Figure III-2. L'avantage d'une mesure de SER, est que l'antenne sous test n'est plus à connecter. Ce qui permet de s'affranchir des câbles coaxiaux et ainsi d'avoir un environnement de mesure plus propre.

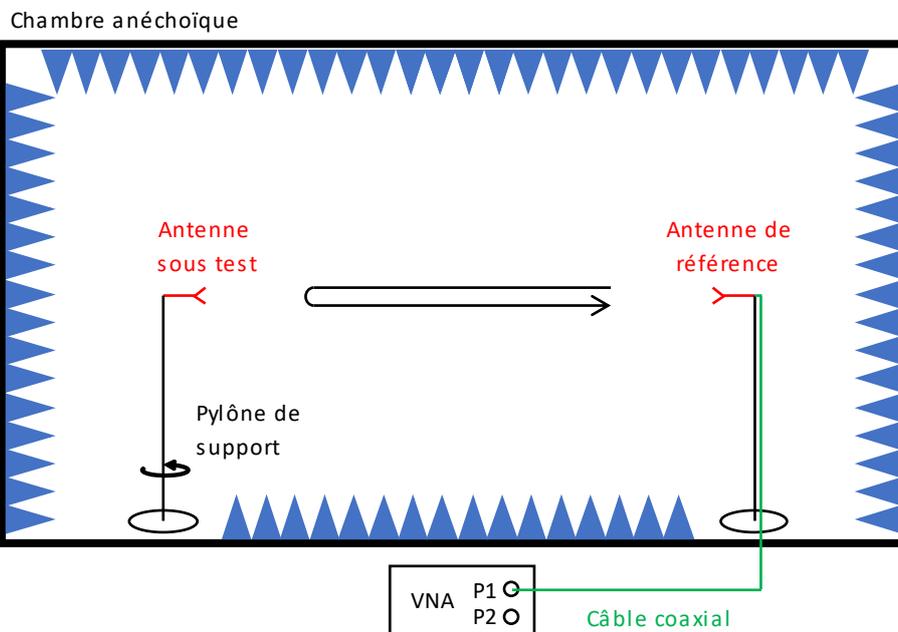


Figure III-2 : Caractérisation d'antenne en rétrodiffusion.

Pour mesurer la SER d'une antenne, il faut illuminer l'antenne sous test avec une antenne de référence. Cette fois-ci, c'est le rayonnement diffracté qui est analysé. Une simple mesure de l'antenne sous test en circuit ouvert n'est pas suffisante. En effet, pour

Chapitre III. Tuner RF pour la caractérisation d'antennes

obtenir les caractéristiques propres de l'antenne, on est obligé de dissocier les modes de structure et d'antenne [33]. Pour ce faire, il existe plusieurs méthodes et deux sont principalement utilisées. La première consiste à relier l'antenne à une charge réactive variable (un court-circuit à longueur variable) [34]–[36]. Cependant cette méthode ne permet d'obtenir que le gain de l'antenne. L'autre méthode utilise un court-circuit (CC) et un circuit ouvert (CO) [37]–[39]. Il est alors possible d'obtenir les caractéristiques en polarisation, en gain ainsi que l'impédance de l'antenne. C'est cette méthode que le CEA-CESTA souhaite mettre en place dans leurs chambres de mesures. Afin d'augmenter la précision de mesure il est également possible de réaliser une mesure avec une charge adaptée afin de supprimer le mode structure lors du calibrage.

Effectivement le champ diffracté (E_d) en fonction de la charge Z_L connecté à l'antenne est donné par [35], [40] avec l'équation suivante :

$$E_d(Z_L) = E_d(Z_a^*) + \frac{j\eta}{4\pi R_a} h_a^t(h_a^r \cdot E^i) \frac{e^{-jkr}}{r} \Gamma_m \quad (III - 1)$$

Où Z_a^* est l'impédance conjuguée de l'antenne. η , l'impédance caractéristique de l'environnement de mesure. h_a^t , h_a^r correspondent respectivement à la hauteur de l'antenne vue par l'onde incidente, et par l'onde réfléchi. E^i , intensité du champ électrique de l'onde incidente. r , la distance entre l'antenne sous-test et l'antenne de référence. k , le nombre d'onde. Et $\Gamma_m = \frac{Z_L - Z_a^*}{Z_L + Z_a^*}$.

L'équation (III-1) montre que le champ diffracté se décompose en deux champs diffractés distincts (voir Figure III-3). Le premier terme, $E_d(Z_a^*)$, correspond au champ diffracté lié au mode structure.

Le second terme correspond au champ diffracté du mode antenne. Il dépend de la charge connectée à l'antenne. La charge connectée à l'antenne peut être un CC, un CO, une charge adaptée ou encore une capacité.

Le mode de structure s'obtient en connectant une charge adaptée correspondant au complexe conjugué de l'impédance de l'antenne. Donc pour $\Gamma_m = 0$.

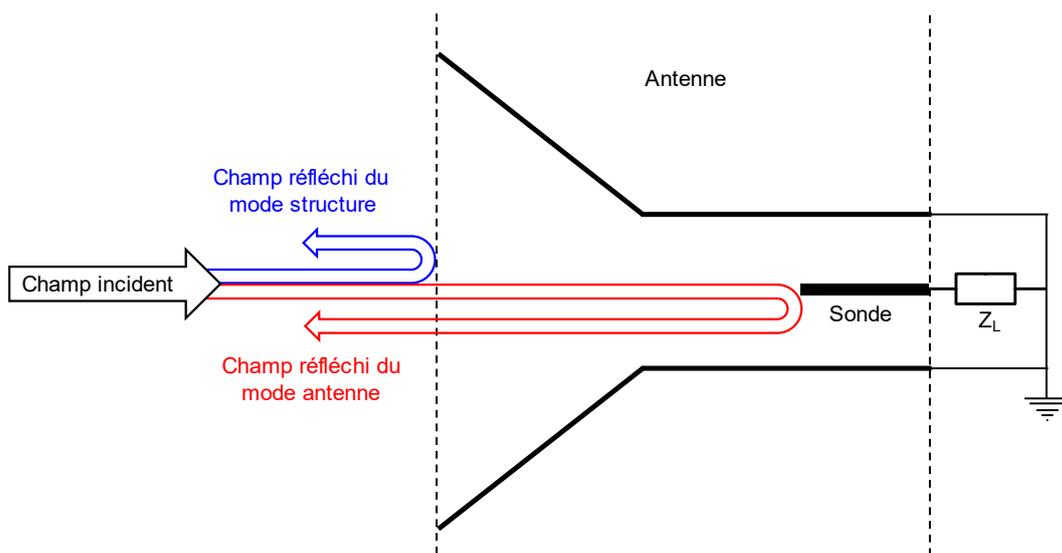


Figure III-3 : Représentation schématique des modes antenne et structure [33].

3.1.2. Système de mesure par rétrodiffusion attendu

Pour mettre en place le système de mesure ciblé, il faut un composant permettant de réaliser une matrice de commutation de charges (que l'on appelle tuner). Les charges nécessaires sont un court-circuit, un circuit ouvert, une charge adaptée, et des capacités proches d'un court-circuit aux fréquences de travail. Afin de ne pas perturber l'environnement de mesure le composant ainsi que son circuit de commande doivent être le plus petit possible. Le tuner doit être doté d'un très bon contraste afin d'avoir une bonne précision de mesure. C'est pourquoi la technologie MEMS semble être un choix pertinent pour remplir la fonction de commutation du tuner. Les MEMS étant miniatures, dotés d'un contraste élevé dû à l'isolation mécanique à l'état OFF et au contact métal-métal de l'état ON. Afin de perturber au minimum l'environnement de mesure, le tuner ainsi que son circuit de commande doivent être le plus petit possible.

C'est pourquoi nous avons développé une puce monolithique intégrant les commutateurs et les charges. Le tuner doit être pilotable par un circuit de commande, lui-même pilotable par une IHM LabVIEW depuis l'extérieur de l'environnement de mesure. Le lien entre l'IHM et le circuit de commande doit se faire par fibre optique. Un schéma du système de mesure en rétrodiffusion au niveau de l'antenne sous test est sur la Figure III-4. Le circuit de commande optoélectronique est présenté en Annexe.

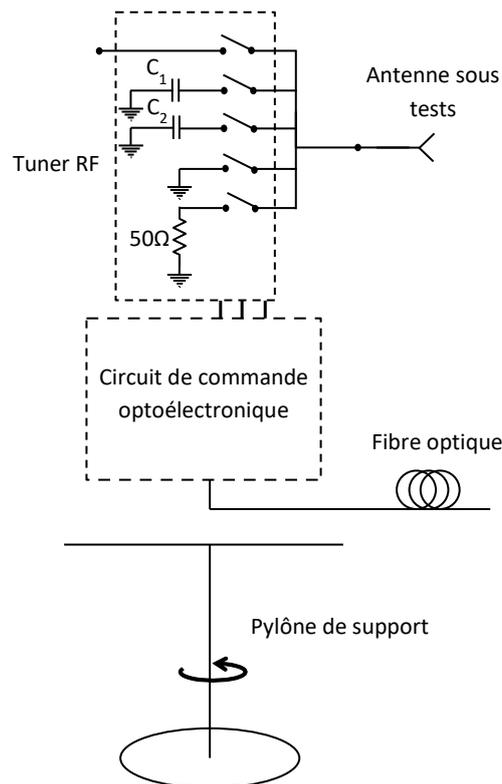


Figure III-4 : Système de mesure par rétrodiffusion au niveau de l'antenne sous tests.

Une première version du tuner à base de MEMS RF du commerce et de charges CMS, est d'abord réalisé pour montrer l'intérêt d'un tel circuit de commutations entre charges. Ensuite un tuner monolithique sera présenté. Puis un tuner en technologie PCM sera également présenté pour montrer le potentiel applicatif des switches PCM, qui pour l'instant restent non intégrés dans des systèmes.

3.2. Tuner RF à base de MEMS RF et de charges CMS

Afin de valider l'intérêt de réaliser le tuner entièrement sur puce, une première version utilisant des MEMS et des charges CMS montés sur un circuit imprimé est réalisée. L'objectif de ce tuner ici n'est pas d'avoir les charges précises que l'on souhaitera dans le tuner microfabriqué, mais d'avoir un éventail de charges afin de valider le bon fonctionnement du tuner.

3.2.1. Le design du tuner RF sur carte

Pour réaliser ce tuner RF sur carte nous avons fait fabriquer des circuits imprimés (PCB) par la société Eurocircuits. Le substrat utilisé est du I-Tera[®] MT RF avec une épaisseur de 508 μ m. Il présente une permittivité $\epsilon_r = 3.45@10\text{GHz}$, une tangente de perte $\delta = 0.0031@10\text{GHz}$. Le circuit électrique comporte deux parties, un circuit RF et un circuit analogique (voir Figure III-5). E1, E2 et E3 sont des entrées 0V ou 5V. V_{cc} est la tension de polarisation des MEMS RF.

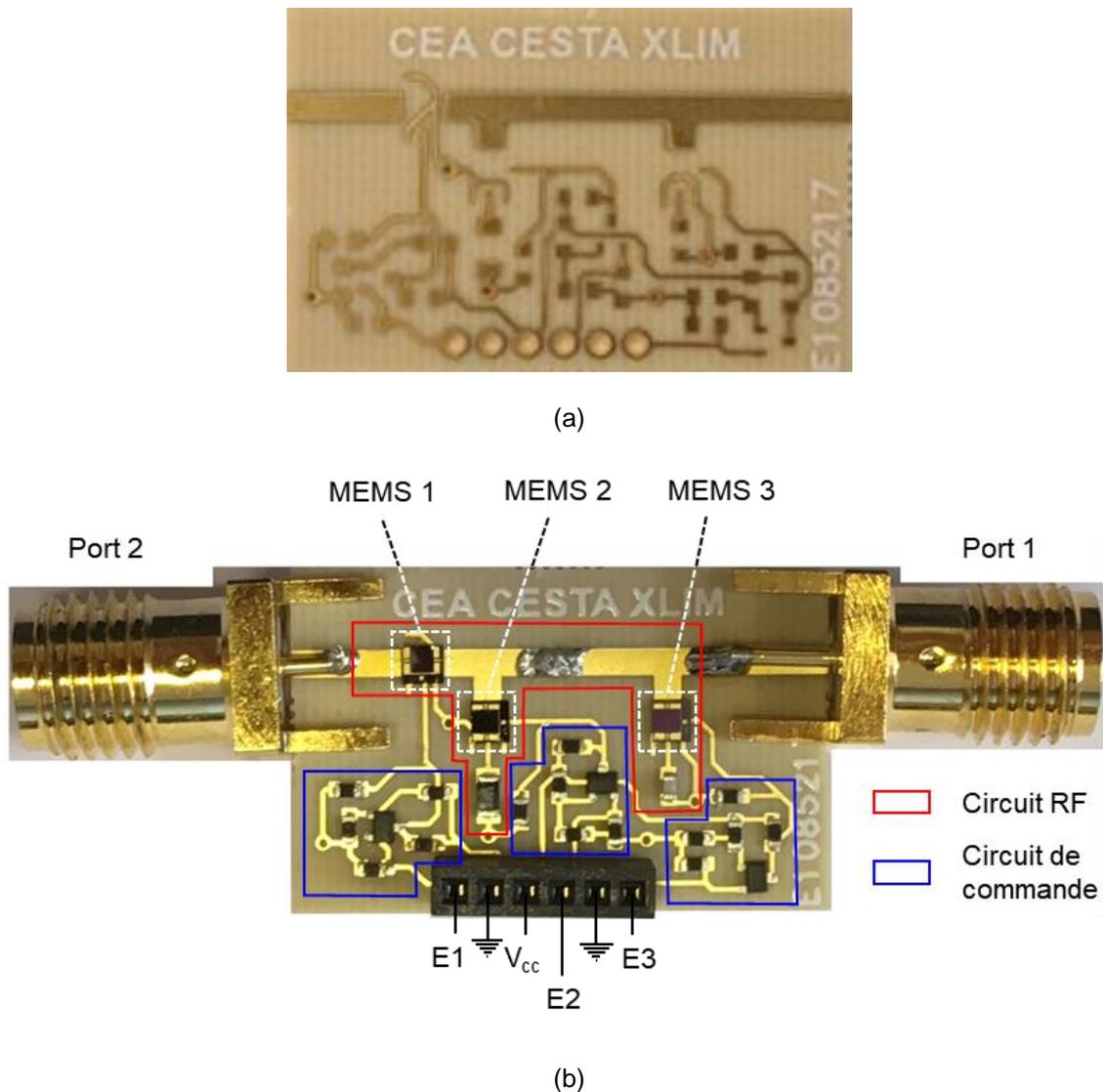


Figure III-5 : Tuner RF sur carte, (a) vierge, (b) et monté.

Chapitre III. Tuner RF pour la caractérisation d'antennes

Le premier est la partie RF réalisant la fonction de tuner (encadrée en rouge + ports SMA sur la Figure III-5-b). Il est constitué de deux ports SMA. Le port 1 se connecte à l'antenne que l'on souhaite caractériser. Le port 2 se connecte à un analyseur de réseau vectoriel si l'on souhaite réaliser une mesure en transmission.

Entre ces deux ports se trouve trois MEMS RF de la société Airmems, leurs dimensions sont de $1.4 \times 1.4 \text{ mm}^2$ pour une hauteur de 0.4 mm . Aux vues des caractéristiques accessibles sur leur site internet et l'état de l'art réalisé, on peut s'attendre à un R_{ON} inférieur à 5Ω et à un C_{OFF} inférieur à 5 fF . Ces MEMS sont polarisés par une tension continue $V_S = 60 \text{ V}$. Les MEMS sont encapsulés en 0-level, cependant la technologie d'Airmems à cette période ne permet pas de souder directement les MEMS sur le PCB par une technique de flip chip. Il faut donc utiliser des bonding pour relier électriquement les MEMS aux pistes RF.

La ligne microruban reliant les MEMS RF et les charges CMS fait 1.05 mm de large. La largeur de piste a été déterminée par simulation pour obtenir la meilleure adaptation possible. Une mesure de la carte sans MEMS RF avec un bonding en or reliant les deux ports a été réalisée pour valider le dimensionnement de la ligne microruban (Figure III-6).

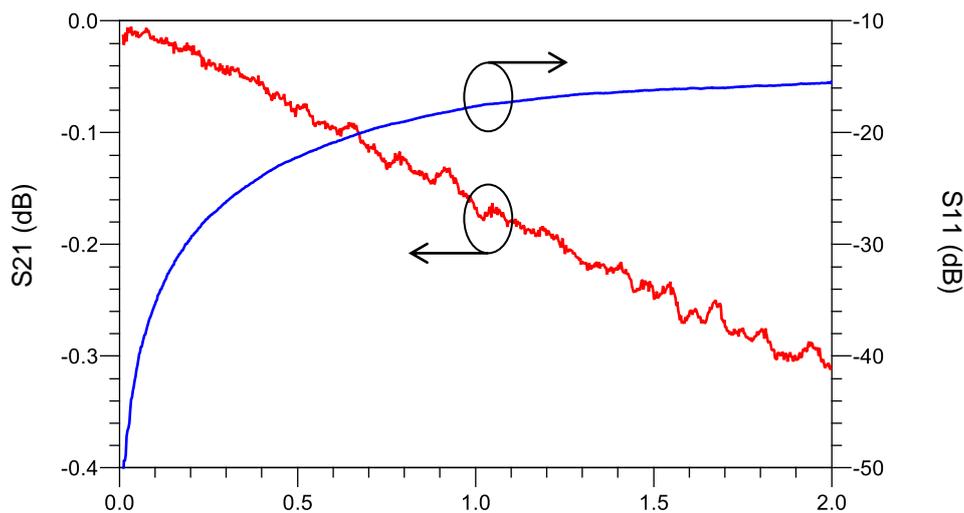


Figure III-6 : Paramètres S du tuner sur carte sans MEMS avec un bonding reliant les deux ports (à la place du MEMS 1).

Le MEMS 1 permet d'obtenir un circuit ouvert ou un circuit passant entre les ports 1 et 2. Permettant de monter ce circuit dans l'environnement de mesure sans avoir à tout changer lorsque l'on souhaite passer d'une mesure en rayonnement à une mesure de SER. Le MEMS 2 permet quant à lui de réaliser un shunt résistif avec une résistance 50Ω . Le MEMS 3 finalement permet de réaliser la même opération que le MEMS 2 mais cette fois-ci le shunt est capacitif, d'une valeur de 0.5 pF . Le circuit équivalent de la partie RF en ignorant les lignes microrubans est sur la Figure III-7.

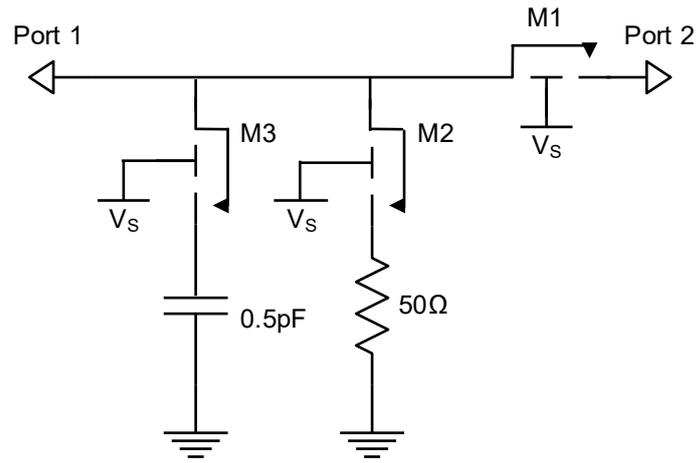


Figure III-7 : Schéma électrique du tuner sur carte.

La deuxième partie est un circuit analogique (voir les encadrés en bleu sur la Figure III-5-b) permettant de piloter le tuner. Le circuit de commande permet de piloter trois MEMS RF. Pour chaque MEMS RF, le circuit de commande intègre un transistor monté en émetteur commun et utilisé en fonctionnement bloqué/saturé. Le schéma est sur la Figure III-8.

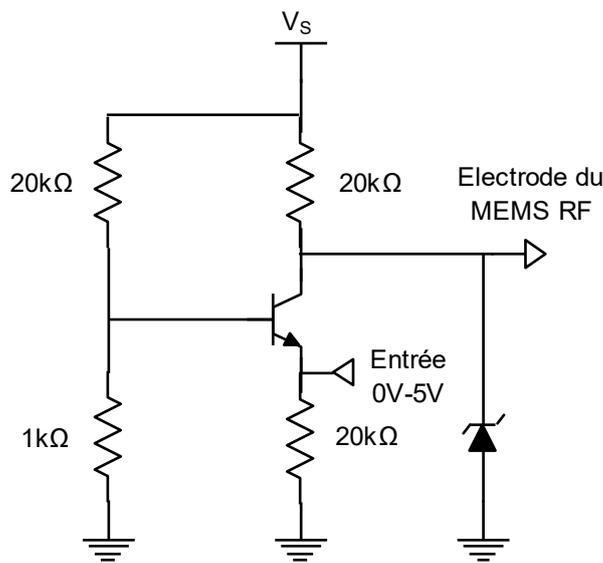


Figure III-8 : Circuit de commande d'un MEMS RF fonctionnant avec une tension continue.

La tension en entrée est pilotée par le biais d'une IHM LabVIEW et d'une carte Arduino MEGA 2650. Les résistances ont été choisies assez élevées pour obtenir un faible courant de fonctionnement, l'objectif étant que le circuit de commande du tuner fonctionne sur batterie. Au niveau du transistor, la tension de base est choisie telle que $V_b = 5V$ par un pont diviseur depuis l'alimentation $V_s = 60V$. Ainsi lorsque l'on impose 0V au niveau de l'émetteur on a un courant qui circule dans la base et sature le transistor ce qui amène 0V dans l'électrode du MEMS RF. Finalement si on applique une tension de 5V au niveau de l'émetteur, on a cette fois-ci aucun courant circulant dans la base, le transistor est alors bloqué, laissant la tension de 60V s'installer au niveau de l'électrode du MEMS RF.

3.2.2. Banc de mesure du tuner sur carte

Les mesures du tuner sur carte nécessitent un analyseur de réseau vectoriel, une alimentation 60V. Le pilotage de la carte se fait depuis une IHM en LabVIEW par le biais d'une carte Arduino. Le banc de mesure est sur la Figure III-9.

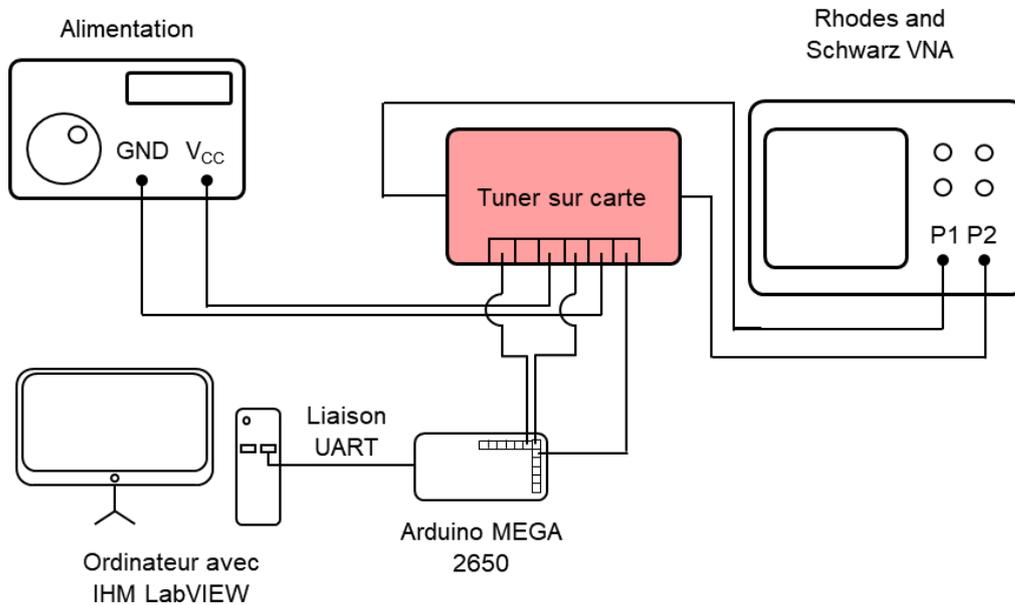
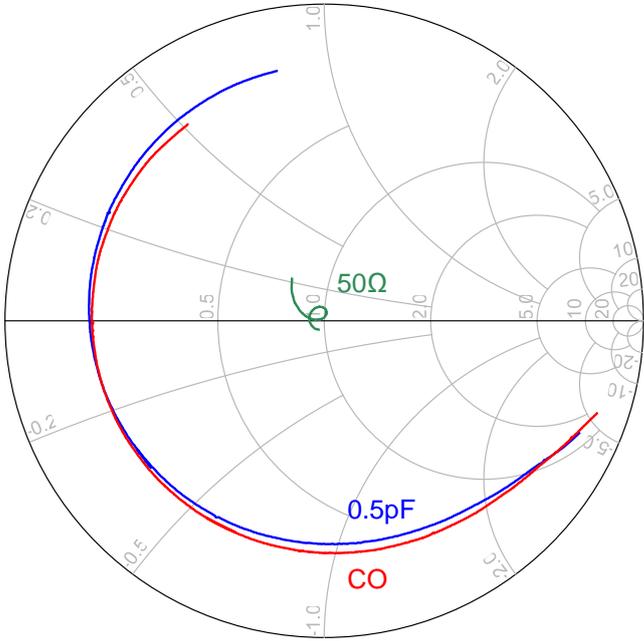


Figure III-9 : Banc de mesure du tuner sur carte.

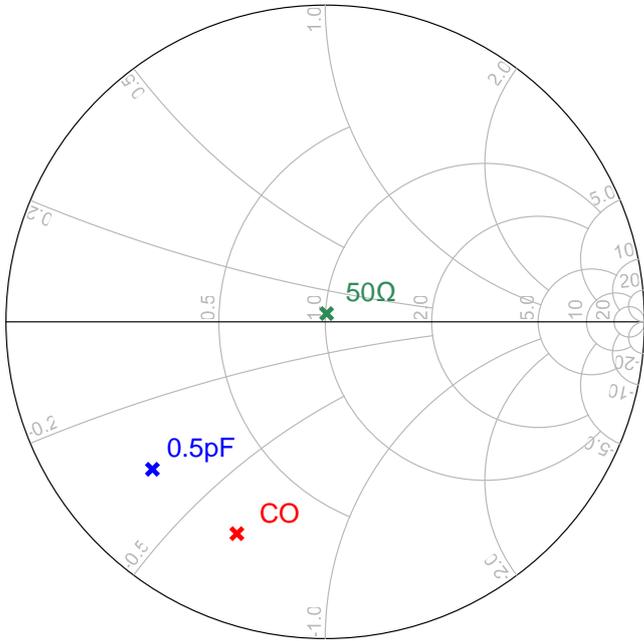
3.2.3. Résultats de mesures du tuner RF

Trois états du tuner ont d'abord été mesurés. La carte a premièrement été mesurée avec tous les MEMS à l'état haut, ce qui correspond à un circuit ouvert. Ensuite, le MEMS 2 a été mis à l'état bas pour obtenir le shunt résistif. C'est alors le MEMS 3 qui a été activé pour obtenir le shunt capacitif. Ces trois mesures sont regroupées sur la Figure III-10, représentées par leur impédance d'entrée. La Figure III-10-a montre le fonctionnement du tuner sur la bande 100MHz-2GHz, la Figure III-10-b montre le fonctionnement du tuner à 1GHz uniquement.

Les résultats ne sont pas très bons. Le CO et la capacité de 0.5pF sont trop inductif quand on monte en fréquence. La résistance 50Ω dévie beaucoup pour une fréquence de 2GHz seulement.



(a)



(b)

Figure III-10 : Impédance d'entrée du tuner sur carte pour une charge 50Ω, une capacité de 1pF et pour un circuit ouvert, (a) sur la bande 100MHz-2GHz, (b) et à 1GHz.

Une dernière mesure a été réalisée en activant le MEMS 1, ce qui connecte les ports 1 et 2 entre eux. Les résultats sont sur la Figure III-11. Cette fonction permet de placer le tuner sur le système de mesure de manière permanente, n'ayant pas besoin de le retirer pour une mesure en transmission.

A 2GHz les pertes sont de 2dB ce qui est acceptable étant donné que ces pertes seront prises en compte dans la calibration dans le cas d'une mesure en transmission. S11 en module est inférieur à -15dB jusqu'à 2GHz, ce qui montre une bonne adaptation sur toute la bande.

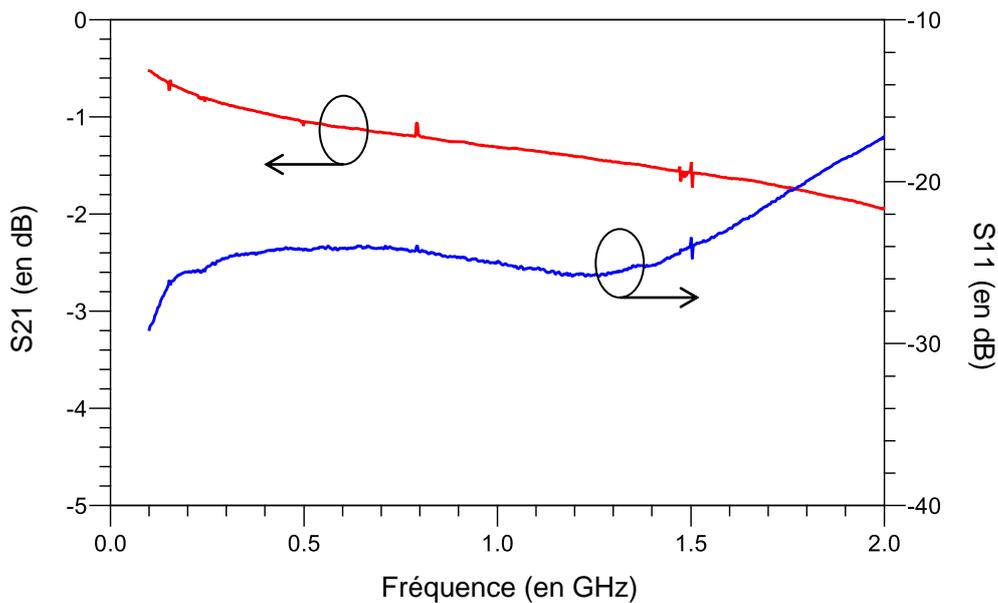


Figure III-11 : Paramètres S lorsque le MEMS 1 est à l'état bas (circuit passant entre le port 1 et 2).

3.3. Tuner monolithique en technologie MEMS pour la caractérisation d'antennes

3.3.1. Cahier des charges du tuner monolithique

L'objectif du tuner est de faire varier l'impédance d'une antenne, avec des charges directement intégrées. On souhaite avoir deux capacités de 0.8pF et 2pF, une charge adaptée de 50Ω. Elles devront être utilisées en parallèle. Il y a ensuite un court-circuit, un circuit ouvert et un circuit passant. Le circuit passant est là pour permettre une installation permanente du système, évitant sa désinstallation si l'on veut réaliser une mesure en transmission. La commutation entre les charges se fait par le biais de MEMS RF. Le schéma de principe du tuner est sur la Figure III-12.

Par rapport au composant précédent, l'objectif est de réaliser un tuner entièrement intégré sur puce. Dans le chapitre précédent nous avons vu la conception de différents commutateurs MEMS RF, ce sont ces composants qui seront intégrés dans le tuner.

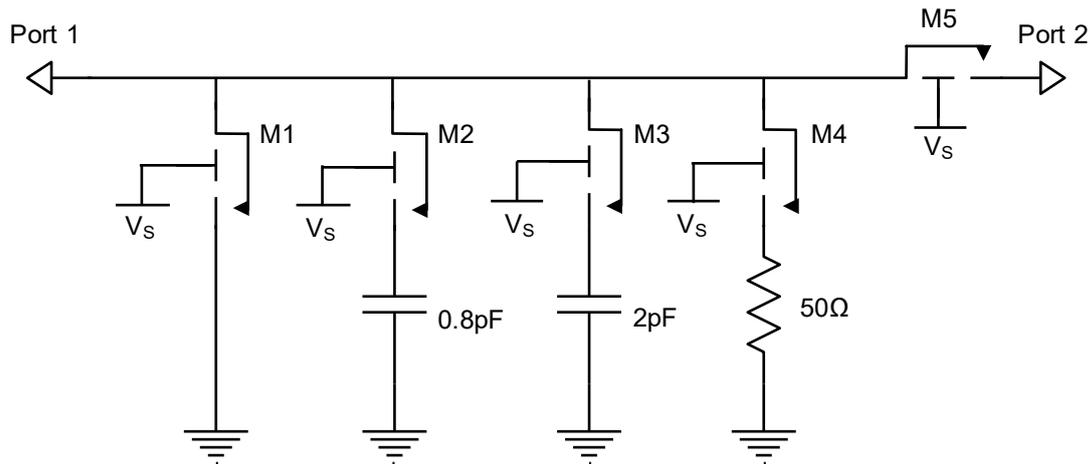


Figure III-12 : Schéma de principe du tuner microfabriqué.

3.3.2. Conception du tuner microfabriqué en technologie MEMS

3.3.2.1. Le processus de fabrication

Tout d'abord il faut avoir conscience que pour réaliser un composant en micro-fabrication, on a besoin d'un masque. Un seul masque permet de réaliser une multitude de processus de fabrication. Afin de maximiser le potentiel des masques, il faut inclure une multitude de designs pour obtenir un maximum de possibilité de réalisation et donc un grand nombre d'informations. Les composants critiques du tuner étant les MEMS RF, leur processus de fabrication reste inchangé. Il faut au maximum utiliser les couches déjà existantes du processus de fabrication des switches pour fabriquer les différentes charges.

Dans les processus de fabrication (D et E) aucune étape dans la fabrication des MEMS RF utilisant un matériau conducteur semble être adaptée pour dimensionner une charge adaptée. En effet, l'or est directement à proscrire dû à sa conductivité élevée. Pour le molybdène, son épaisseur de dépôt est peu précise en pulvérisation cathodique, méthode utilisée dans le processus. Ce qui est un critère rédhibitoire quant à la réalisation d'une charge adaptée. Ensuite, le TaN est utilisé dans la réalisation d'une résistance de forte valeur et est donc non utilisable. Pour finir, le titane, utilisé en couche d'accroche pour l'or est difficilement exploitable. On pourrait imaginer une étape pour graver l'or à un endroit précis. Cependant cela obligerait à ajouter une couche sur le masque pour réaliser la photolithographie nécessaire à la gravure. Le plus simple est finalement de rajouter une étape de fabrication. Parmi les matériaux disponibles ainsi que les différentes méthodes de dépôt, c'est un lift-off de Ti par évaporation qui est choisi. En effet le titane permet de faire une résistance de dimensions similaires aux autres composants du tuner. Le lift-off par évaporation lui, permet d'obtenir une bonne précision dans tous les axes.

Le processus de fabrication envisagé lors du design est donc sur la Figure III-13. Seule la première étape diffère, en fonction de si l'on veut fabriquer les tuners avec le processus de fabrication D ou E.

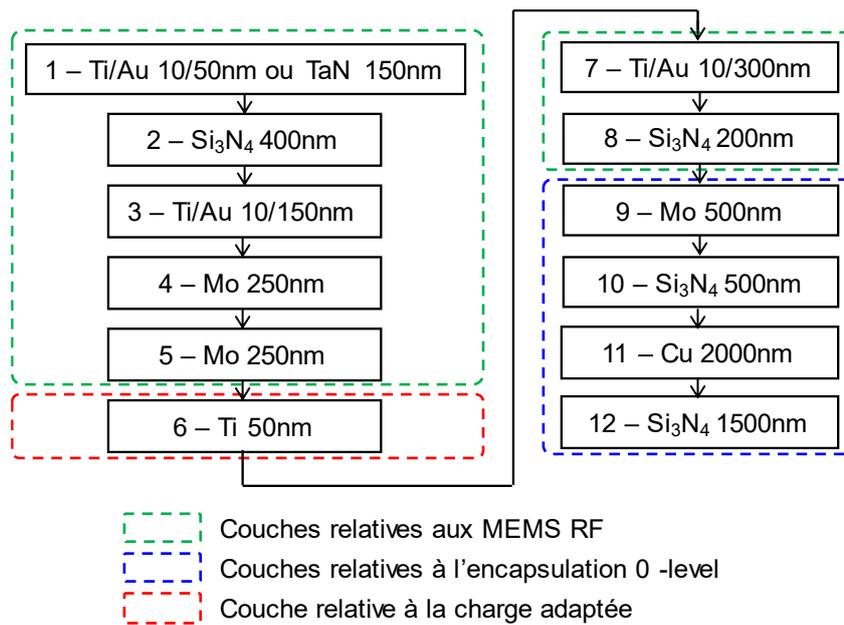


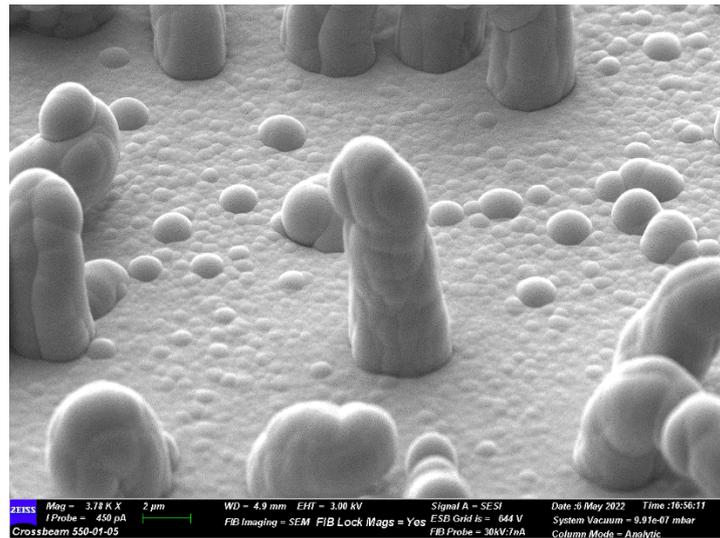
Figure III-13 : Processus de fabrication en couches minces du tuner envisagé.

L'implémentation des capacités peut se faire de deux manières. La première utilise les couches : 1 (Métal) - 2 (Isolant) - 7 (Métal), la deuxième utilise les couches : 3 (Métal) – 8 (Isolant) – 11 (Métal). Dans le premier cas, les capacités sont réalisables uniquement pour le tuner avec le processus de fabrication D, car dans le processus E, la première étape est un dépôt de TaN qui résulterait en une électrode inférieure résistive. La plupart des designs de tuner sont donc réalisés avec une implémentation des capacités par les couches 3-8-11. Sachant également que les meilleures performances RF sont plutôt attendues pour le processus E.

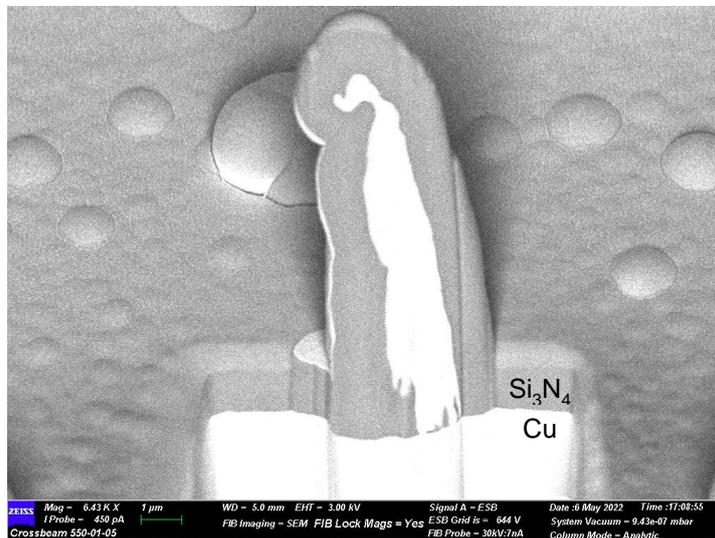
Au moment de la conception du masque, un point important était encore méconnu. Pour finir l'encapsulation 0-level, une passivation de Si₃N₄ est effectuée. Cependant le dépôt a pour conséquence de faire réagir le cuivre. Sur la Figure III-14, le cuivre réagit au dépôt en créant des excroissances.

Ces images ont donc amené à proscrire l'utilisation du cuivre comme couche conductrice, qui servira uniquement pour sceller les encapsulations 0-level. Effectivement sur de petites zones, le cuivre semble moins réagir, tout du moins il ne réagit pas assez pour gêner le fonctionnement du MEMS RF. De plus, à cette étape du travail, l'encapsulation 0-level n'est toujours pas fonctionnelle.

Finalement le processus de fabrication qui sera réalisé est sur la Figure III-15. On voit très rapidement que les shunts capacitifs seront également résistifs. Effectivement l'électrode inférieure des capacités est en nitrure de tantale présentant une résistance carrée de 10kΩ.



(a)



(b)

Figure III-14 : Image MEB d'une couche de cuivre réagissant après un dépôt de Si_3N_4 , (a) vue d'ensemble, (b) et après une découpe FIB.

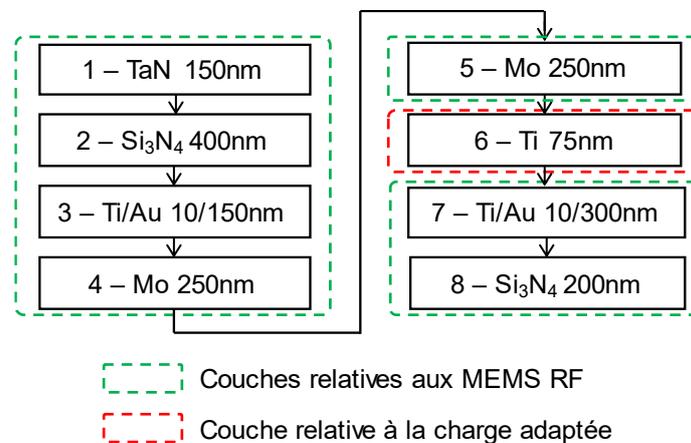


Figure III-15 : Processus de fabrication du tuner réalisé.

3.3.2.2. Le design

Pour rappel, trois versions de switches montrent de bons résultats (3.E, 4.D et 4.E). Il faut également avoir conscience que le design du tuner s'est fait en parallèle de la conception des switches précédemment cités. Il est donc difficile de prévoir quelle version donnera les meilleurs résultats/fiabilité et donc quelle version utiliser pour le tuner.

Le design retenu est celui de la Figure III-16. Les dimensions du circuit sont $720 \times 600 \mu\text{m}^2$. Le tuner se compose d'une ligne coplanaire, de MEMS RF et de charges en couches minces. De part et d'autre de la puce, se trouvent deux ports RF. Le premier se connecte au niveau de l'antenne sous test (Port 1), et le second permettant de passer à une mesure en rayonnement sans avoir à démonter le tuner de la chambre anéchoïque (Port 2). Ils sont reliés par une ligne coplanaire et un MEMS RF. Il se compose ensuite de quatre autres MEMS RF, permettant les shunts sur les différentes charges.

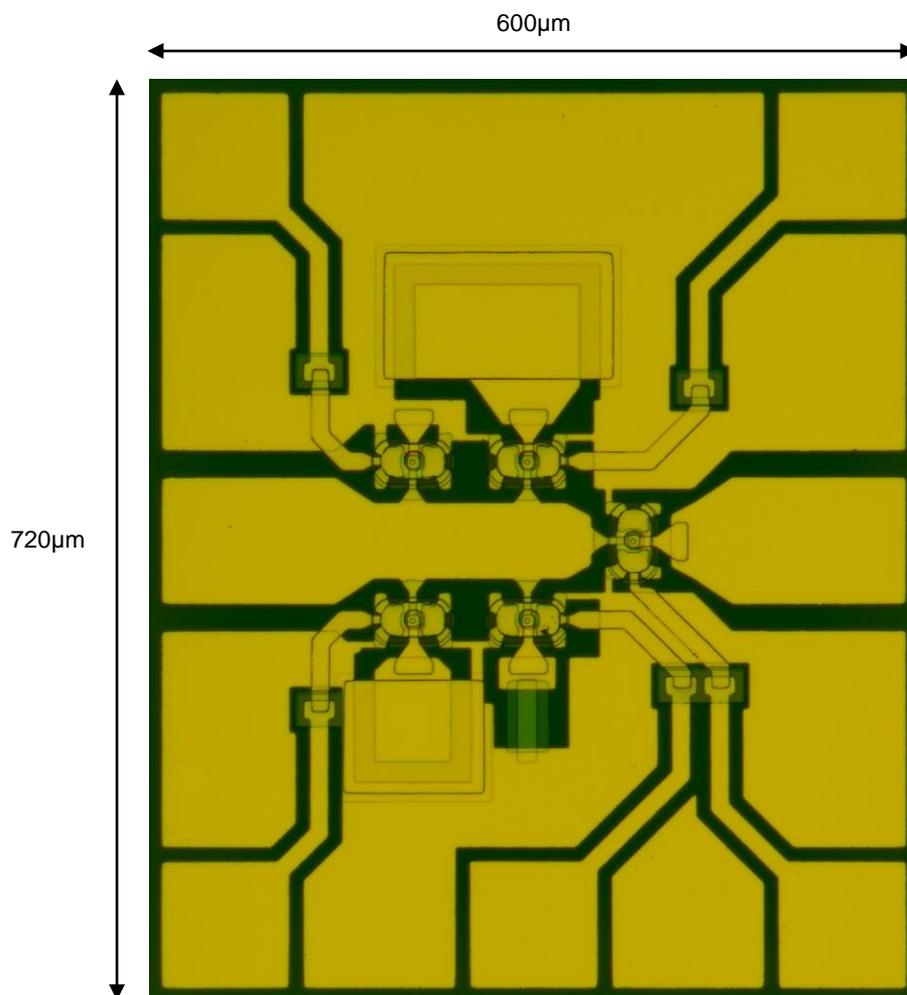


Figure III-16 : Image optique du tuner microfabriqué (MEMS RF design n°4 processus de fabrication D).

Sur la Figure III-17, on a une vue zoomée sur les MEMS et sur les charges. Des trajectoires possibles du courant sont représentées afin faciliter la compréhension du fonctionnement. Pour le CC, c'est le MEMS 1 qui permet de réaliser cette fonction. Afin d'avoir un CC le plus proche d'un CC idéal, le MEMS 1 doit être au plus proche de l'entrée

Chapitre III. Tuner RF pour la caractérisation d'antennes

pour être le moins inductif et capacitif possible. Au vu des valeurs de capacité attendues, il convient de mettre la capacité de 2pF du côté du CC car le CC ne prend que très peu de place. Ainsi les charges de 0.8pF et 50Ω sont placées de l'autre côté de la ligne RF. La charge de 0.8 pF est placée au plus proche de l'entrée pour limiter au maximum son inductance. Pour la charge adaptée, par défaut, elle est placée au plus loin de l'entrée. Ce qui convient car son adaptation est ajustable en jouant sur sa largeur pour qu'elle soit plus ou moins inductive, ou encore en ajoutant une capacité de très faible valeur en parallèle. Le CO/Through (MEMS 5) est placé à l'extrémité de la ligne, proche du port de sortie (Port 2). Ce n'est pas l'idéal. Pour obtenir un bon CO, il faudrait que le MEMS soit placé au plus proche de l'entrée. Mais ce MEMS doit obligatoirement être après les autres charges. Pour obtenir un meilleur CO, on pourrait ajouter un sixième MEMS en série, proche du port 1. L'idée est envisageable mais pour des soucis de complexité, ce ne sera pas mis en place.

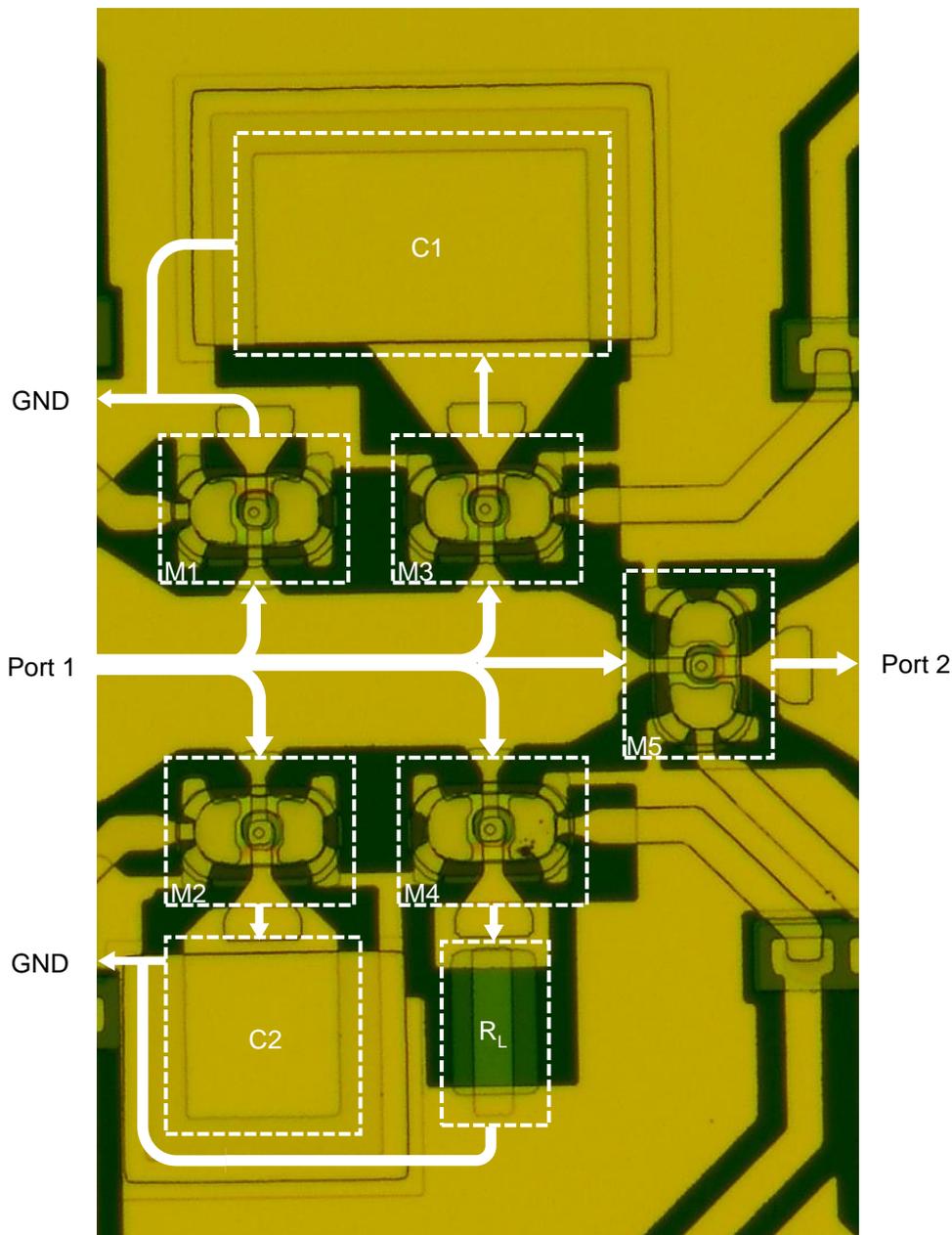


Figure III-17 : Vue zoomée du tuner sur les MEMS RF et les charges avec une représentation des trajectoires possibles du courant.

3.3.2.2.1. Les MEMS RF

Le tuner a été conçu pour deux versions de MEMS RF différentes. Les deux versions utilisées sont celle avec la capacité diminuée et celle avec la forte résistance. On a vu précédemment que la version du MEMS RF design n°4 présente trop de topologie, ce qui implique un fonctionnement assez incertain. La tension d'activation diffère entre les différents composants. Trop peu de composants fonctionnent en comparaison à la version du MEMS RF design n°3 processus de fabrication D.

La plupart des designs seront donc basés sur les MEMS design n°3, et quelques uns seront réalisés avec les MEMS design n°4.

3.3.2.2.2. Les capacités

Les capacités sont de type MIM (Metal Insulator Metal), voir Figure III-18. Elles sont réalisées à l'aide d'une couche de Si_3N_4 . Le dimensionnement se fait grâce à l'équation suivante :

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r W L}{d} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{d} \quad (\text{III} - 2)$$

ε_0 la permittivité relative du vide, ε_r la permittivité relative du matériau entre les électrodes, W , L et S , la largeur, la longueur et la surface des électrodes en regard avec le diélectrique respectivement, et d la distance entre les électrodes.

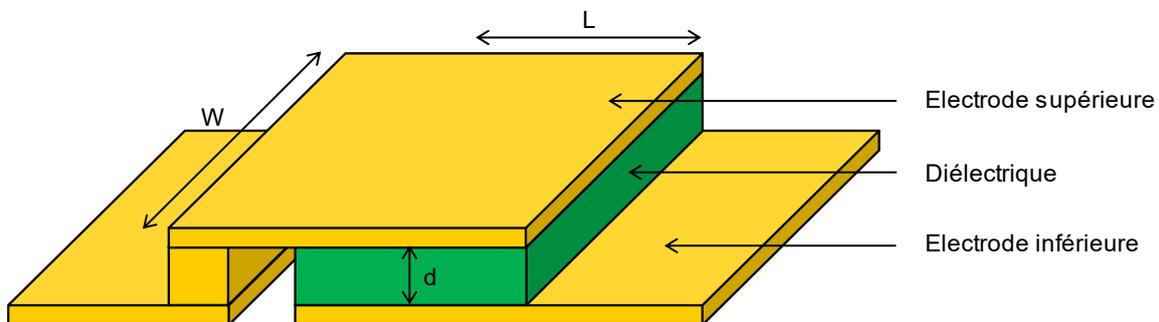


Figure III-18 : Design d'une capacité MIM.

La permittivité du Si_3N_4 est prise égale à 7. L'épaisseur de la couche isolante dépend de son intégration dans le processus de fabrication des MEMS RF. L'option retenue est d'utiliser la couche de Si_3N_4 isolant l'électrode ($d = 400\text{nm}$ pour le processus E). Lors du dimensionnement du tuner le processus de fabrication isole l'électrode avec une épaisseur de Si_3N_4 de 300nm , la formule donne donc une surface de capacité de $9675\mu\text{m}^2$ et $3870\mu\text{m}^2$ pour des capacités de 2pF et 0.8pF respectivement. Cependant, le processus de fabrication final utilisera une épaisseur d'isolant de 400nm , ce qui diminue la valeur des capacités. Le calcul analytique prévoit alors des capacités de 1.5pF et 0.6pF .

3.3.2.2.3. La charge adaptée

La charge adaptée (50Ω) a été dimensionnée en se basant sur du titane. La résistance en fonction de sa géométrie et de sa conductivité est donnée par l'équation suivante (voir Figure III-19) :

$$R = \frac{L}{\sigma S} \quad (III - 3)$$

L la longueur, S la section, et σ la conductivité.

Pour simplifier le design de la résistance, on passe par la résistance par carré. Effectivement pour une résistance de géométrie carrée et donc $L=W$, on obtient :

$$R_{\square} = \frac{1}{\sigma e} \quad (III - 4)$$

σ la conductivité, et e l'épaisseur.

Sa valeur ne dépend plus donc que de son épaisseur, la conductivité étant constante pour un matériau donné. On choisit arbitrairement que la résistance fera trois carrés. On a donc :

$$R_L = \frac{3}{\sigma e} \quad (III - 5)$$

En prenant la conductivité théorique du titane ($2.34 \times 10^6 \text{S/m}$), pour obtenir une résistance de 50Ω , il faut donc un dépôt de titane de 26nm . Cependant, après mesures des résistances, elles font environ 100Ω . Une épaisseur de Ti de 50nm est alors choisie. Cette-fois-ci la résistance est mesurée à environ 60Ω .

Finalement les tuners seront fabriqués pour une épaisseur de titane de 75nm . La valeur de résistance mesurée est de 70Ω , proche des 50Ω attendus. Pour s'approcher de la valeur souhaitée, une option serait la recherche d'un processus de dépôt amenant une conductivité stable, et proche de la valeur souhaitée. L'utilisation d'un matériau plus résistif permettrait d'utiliser une couche plus épaisse, et d'être moins sensible aux variations d'épaisseur.

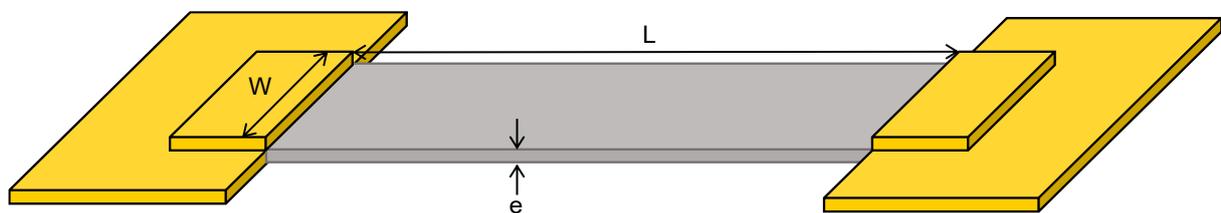


Figure III-19 : Design d'une résistance en couche mince.

3.3.2.3. Résultats de mesures

3.3.2.3.1. Pour les différentes charges

Les tuners mesurés sont ceux avec le MEMS design n°4, car c'est le seul design qui a été réalisé permettant d'obtenir des shunts capacitifs sans utiliser les couches de l'encapsulation. Les capacités présenteront donc une résistance série induite par le TaN. Ensuite le design n°4 ne montre pas un bon taux de fonctionnement. Les mesures ont donc été réalisées sur plusieurs circuits différents.

Les résultats de mesures en impédance d'entrée sont sur la Figure III-20. Les circuits équivalents correspondants sont sur la Figure III-21. Les mesures sont présentées pour trois charges, le CC, le CO et la charge adaptée. Il y a également la Figure III-22 qui présente les résultats de mesures pour des fréquences spécifiques (1GHz, 10GHz et 20GHz) pour valider le contraste plus clairement entre les charges.

Le CC présente une résistance de 2.4Ω (Figure III-21-a). Ce qui est tout à fait cohérent, car le MEMS design n°4 a montré précédemment un R_{ON} de 2Ω et sachant que l'épaisseur d'au pour réaliser les lignes est plutôt faible (300nm). La résistance de la ligne coplanaire dans le cas des MEMS dans une configuration SPST était d'environ 0.6Ω . Dans la configuration du tuner, la ligne est plus courte donc la résistance de la ligne plus faible. En série de la résistance d'une valeur de 2.4Ω , se trouve une inductance de $0.2nH$. Elle comprend l'inductance du MEMS à l'état bas et l'inductance de la ligne. Ensuite, en parallèle se trouve une capacité de $25fF$ qui correspond à l'addition des C_{OFF} des trois autres commutateurs (M2, M3 et M4) en parallèle de celui pour réaliser le CC. Pour finir, en série une capacité de $5fF$ qui correspond au C_{OFF} du switch pour réaliser le CO/Through (M5).

Concernant la charge adaptée, la non-stabilité de la conductivité de la couche du Ti amène une résistance de 72Ω (Figure III-21-b), au lieu des 50Ω attendus. Les 72Ω proviennent de la mise en série du R_{ON} du commutateur, de la résistivité de la ligne et de celle du Ti. Sinon la résistance est en série avec une inductance de $0.04nH$. En parallèle se trouve une capacité de $20fF$ qui correspond aux C_{OFF} des autres commutateurs. La valeur diffère de celle pour le CC dû à une légère différence entre les circuits mesurés. En effet l'épaisseur de Mo déposé par pulvérisation cathodique ne montre pas une bonne uniformité sur la totalité du substrat. De plus les contraintes initiales de dépôt peuvent légèrement différer ce qui donne une hauteur entre la membrane et la sortie légèrement différente. On retrouve ensuite la même capacité en série, qui correspond à M5 à l'état haut.

Pour le CO, tous les MEMS sont à l'état haut. Le circuit peut donc se représenter par une capacité série et une capacité parallèle (Figure III-21-c). La capacité série est de $5fF$, elle représente l'état haut du M5. Et la capacité parallèle correspond aux états haut des autres MEMS, elle est de $40fF$.

Pour les deux shunts capacitifs avec une électrode inférieure résistive (Figures III-21-d et III-21-e), les valeurs de capacité données sont celles des calculs analytiques. Car dans cette configuration, avec beaucoup d'éléments en parallèles, il est difficile d'extraire des valeurs d'après les mesures en paramètres S. Afin de valider les valeurs de capacités obtenues, des capacités séries sont fabriquées, seules, sur une ligne CPW avec des électrodes en Au. En considérant des capacités idéales, les valeurs obtenues sont $0.75pF$ et $1.95pF$, pour des valeurs analytiques de $0.8pF$ et $2pF$ respectivement.

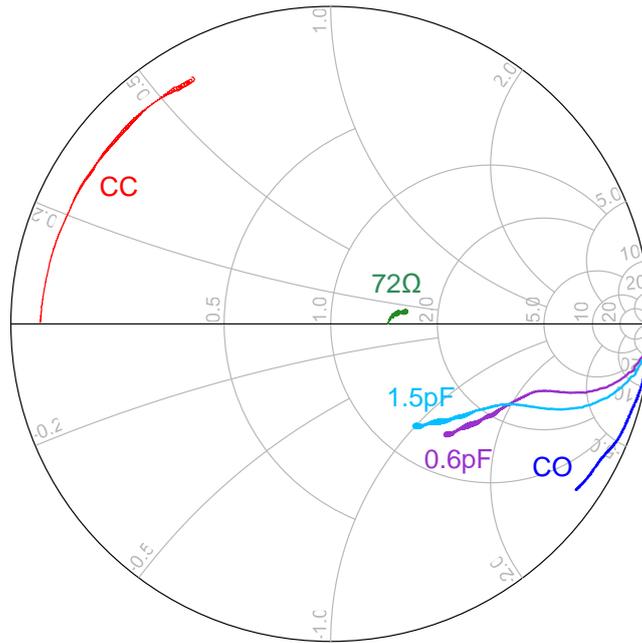


Figure III-20 : Impédance d'entrée des différentes charges (CC, CO, 72Ω, 1.5pF et 0.6pF), sur la bande 10MHz-20GHz.

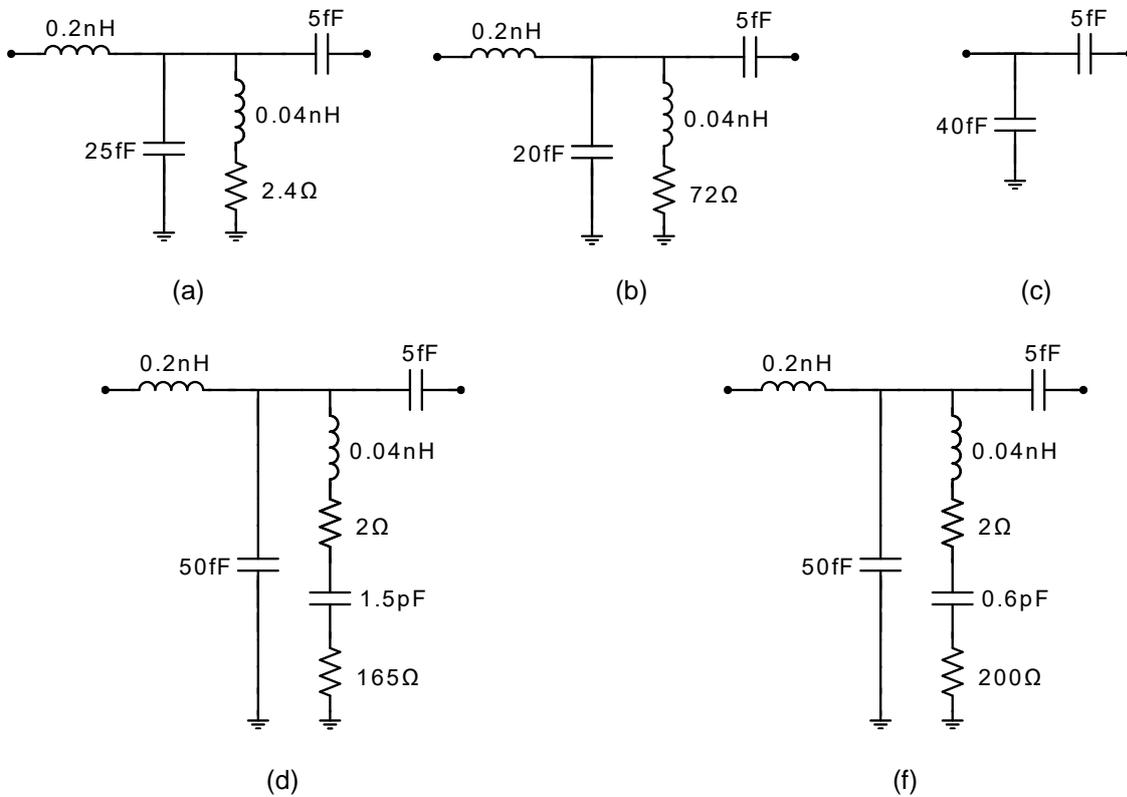


Figure III-21 : Schémas équivalent pour, (a) le CC, (b) la résistance 72Ω, (c) le CO, (d) la capacité 1.5pF, (e) et la capacité 0.6pF.

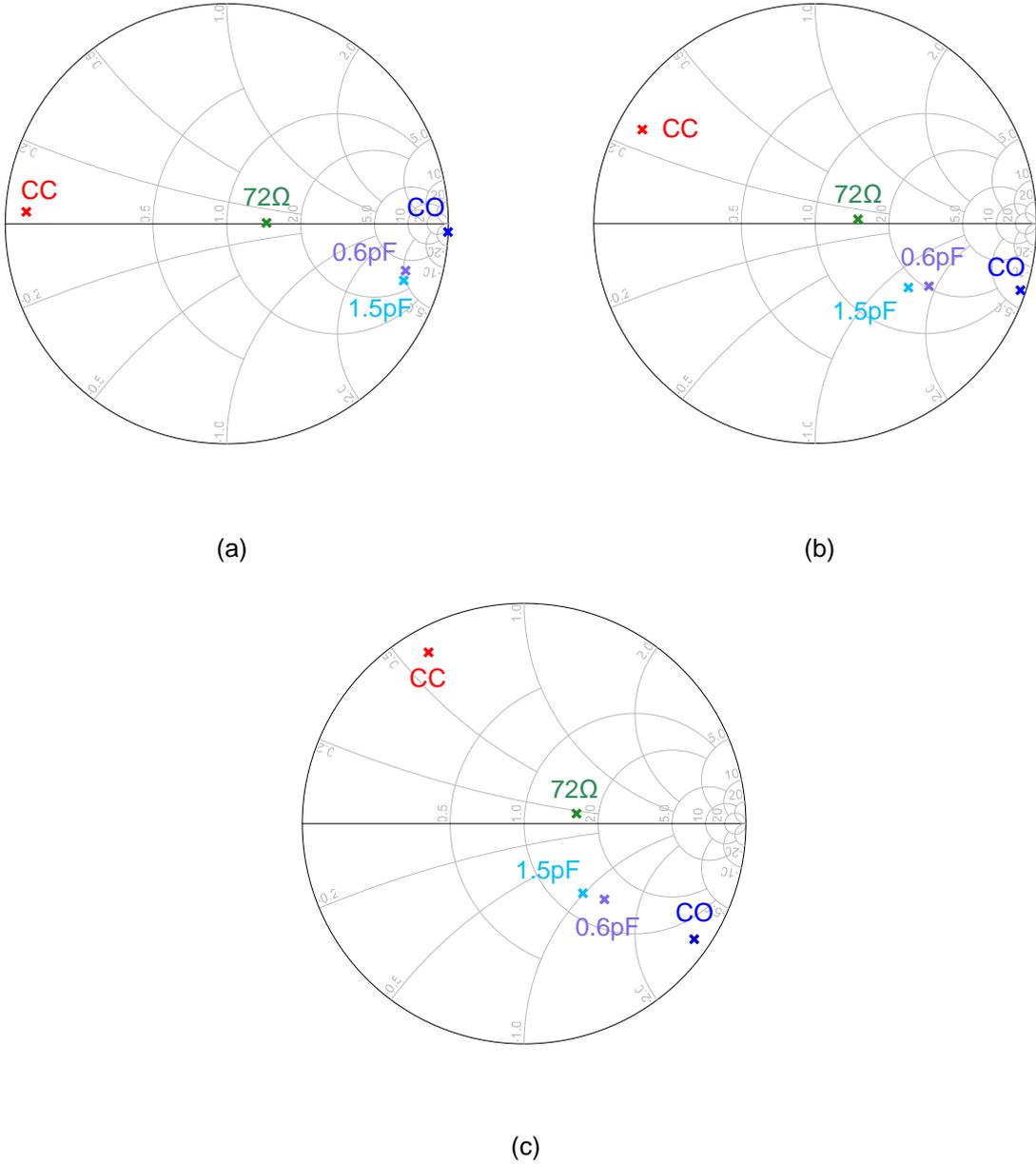


Figure III-22 : Impédance d'entrée des différentes charges (CC, CO, 72Ω, 1.5pF et 0.6pF), (a) à 1GHz, (b) à 10GHz, (c) à 20GHz.

3.3.2.3.2. Réponse fréquentielle du circuit passant (Through)

Les résultats de mesures sont sur la Figure III-23. Le through présente 0.65dB de pertes d'insertion à 20GHz. Son adaptation est bonne car le S11 est inférieur à -16.5dB jusqu'à 20GHz.

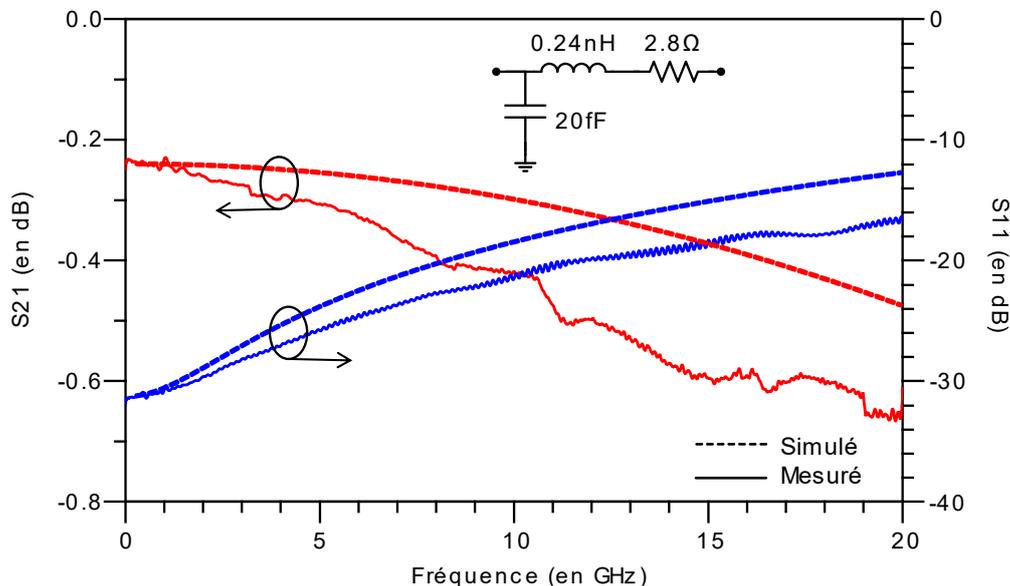


Figure III-23 : Résultats de mesures du circuit passant du tuner microfabriqué.

3.3.3. Conclusion

Un tuner microfabriqué présentant les charges principales nécessaires à une mesure en rétrodiffusion a été présenté (CC, CO et R_L). Bien que la charge adaptée attendu par le CEA-CESTA soit de 50Ω , il est tout à fait possible d'utiliser le tuner présenté pour des antennes d'impédance 75Ω . Le tuner montre de bonnes performances (i.e. contraste) jusqu'à 20GHz pour les trois charges.

Finalement le processus de fabrication mis en place ne permet pas d'obtenir tout l'éventail de charges demandé par le CEA-CESTA. En effet la réalisation de shunt capacitif sans résistance série n'a pas été obtenu. Trois options sont envisageables. La première consiste à revenir à une électrode en Au pour ne pas avoir un matériau résistif pour l'électrode inférieure. Cependant cette méthode incite à utiliser le design n°4, qui est plus complexe à réaliser. Une grande précision de l'alignement des différentes couches est obligatoire. Mais même en faisant au mieux, le fonctionnement diffère trop entre les différents commutateurs d'une même série de fabrication. Il serait également possible de réaliser le tuner avec le design n°3, mais sans TaN pour l'électrode des MEMS, ceux-ci montrent des bonnes performances mais uniquement jusqu'à 10GHz. La troisième option serait d'ajouter une couche de métal supplémentaire pour réaliser l'électrode inférieure. Cette méthode ajouterait de la complexité à un processus de fabrication qu'il l'est déjà suffisamment. Ce choix, dépend de ce qui est attendu, la reproductibilité, la faisabilité ou bien la qualité.

3.3.4. Conception du tuner microfabriqué en technologie PCM

Le laboratoire XLIM travaille sur des commutateurs PCM depuis plusieurs années et c'est pourquoi il nous a paru intéressant d'intégrer les commutateurs PCM conçus dans le laboratoire afin de réaliser le même tuner. Le commutateur PCM utilisé a déjà été présenté succinctement dans le chapitre 1 [41]. Le commutateur PCM est en cours de développement pour améliorer la résistance à l'état ON. Actuellement le commutateur présente un R_{ON} et un C_{OFF} de 5Ω et $8fF$ respectivement. Le principe du dernier processus de fabrication est sur la Figure III-24. Il commence par un dépôt par pulvérisation cathodique de Mo 50nm (Figure III-24-a). Cette couche permet la commande de chauffage pour cristalliser ou amorphiser le GeTe. Ensuite vient un dépôt de Si_3N_4 par PECVD de 60nm isolant la commande du circuit RF (Figure III-24-b). Ensuite une couche de Ti/Au 10/150nm est déposée par évaporation puis électrolysée pour atteindre une épaisseur de $1.5\mu m$ (Figure III-24-c). Elle permet la création des lignes CPW. Puis un dépôt de GeTe de 100nm est réalisé par pulvérisation cathodique (Figure III-24-d). C'est cette couche qui permet la fonction de commutation. Finalement une couche de Ti/Au 10/400nm est évaporée en lift-off (Figure III-24-e). Cette couche est utilisée pour créer un gap aussi petit que possible entre l'entrée RF et la sortie RF, afin de réduire au maximum l'impact de la résistivité du GeTe à l'état cristallin.

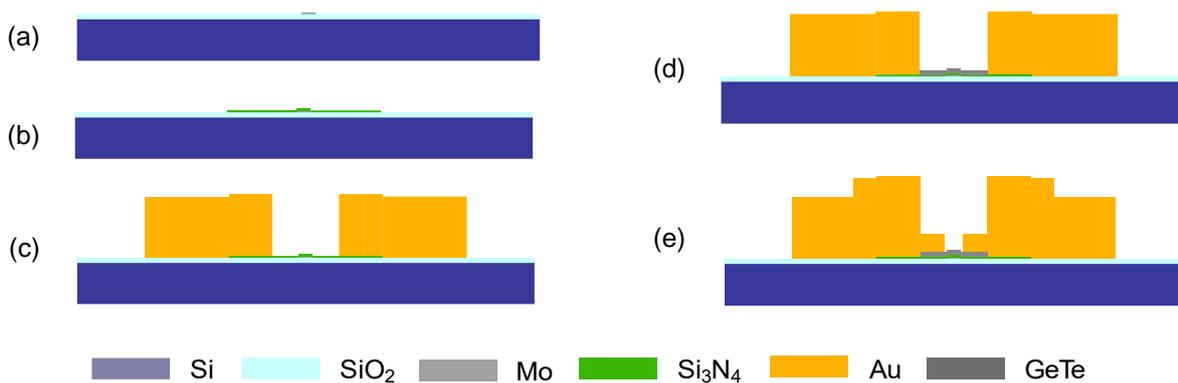


Figure III-24 : Vue en coupe des étapes de fabrication du commutateur PCM, (a) commande, (b) couche isolante, (c) ligne CPW, (d) GeTe, (e) et réduction du gap entre l'entrée et la sortie.

Pour implémenter les charges avec ce processus de fabrication, on utilise le Mo pour réaliser la charge 50Ω . Les capacités se font en utilisant le Mo, le Si_3N_4 et l'Au électrolysé. Le détail du dimensionnement du n'est pas présenté ici. Les calculs ont déjà été vus pour le tuner en technologie MEMS. Cependant on peut noter que les capacités auront des dimensions réduites dû à la faible épaisseur de Si_3N_4 . Et la charge adaptée aura une dimension similaire à celle réalisée en Ti. Dans la littérature le Mo possède une conductivité huit fois supérieure à celle du Ti. Mais dans la réalité, après différents essais par pulvérisation cathodique, le Mo a une conductivité proche de celle du Ti. La structure principale, le placement des commutateurs et des charges est la même que pour la version en technologie MEMS. Le design du masque est visible sur la Figure III-25, il est ici simplifié pour faciliter la compréhension, la couche isolante en Si_3N_4 n'est pas affichée.

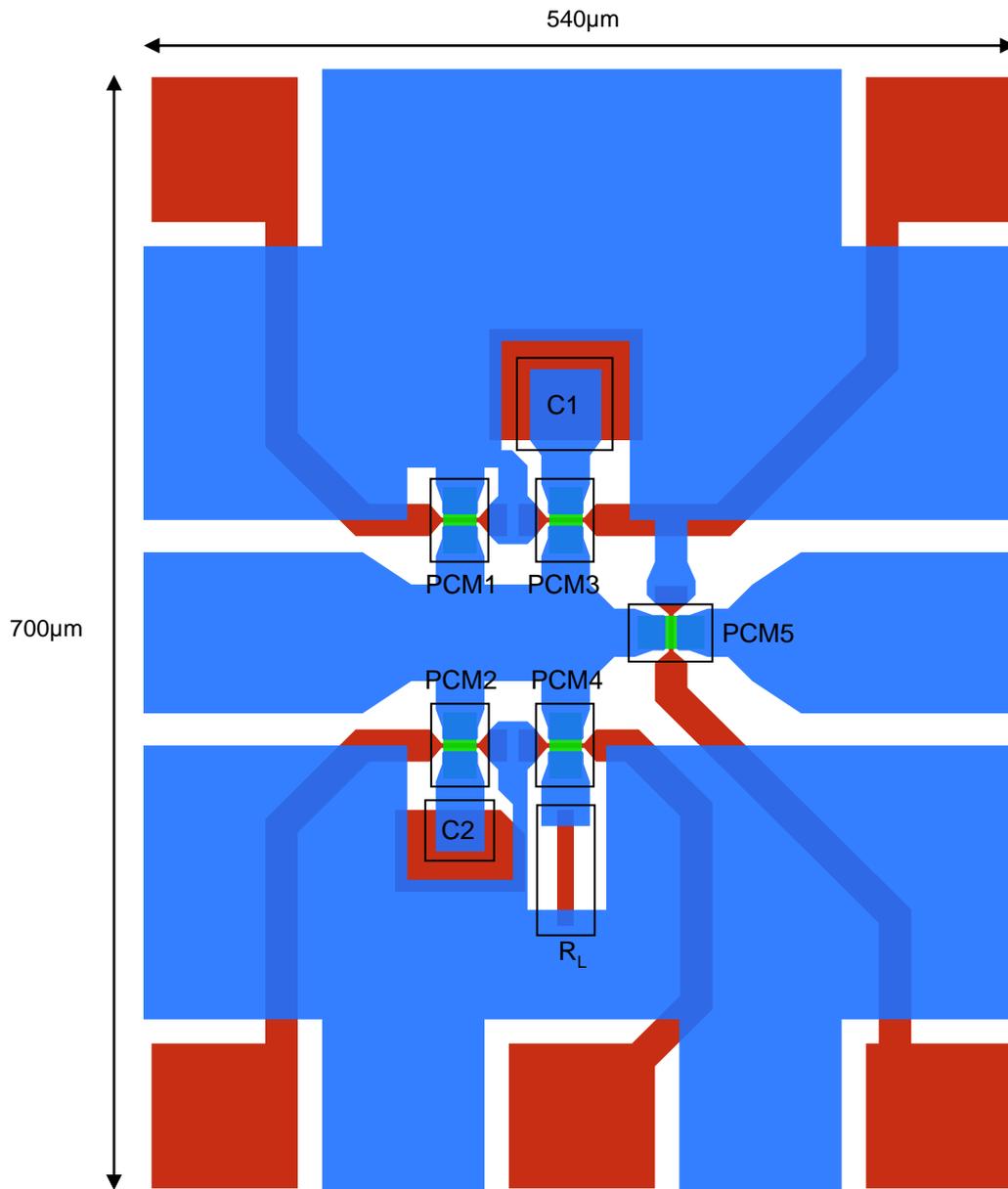
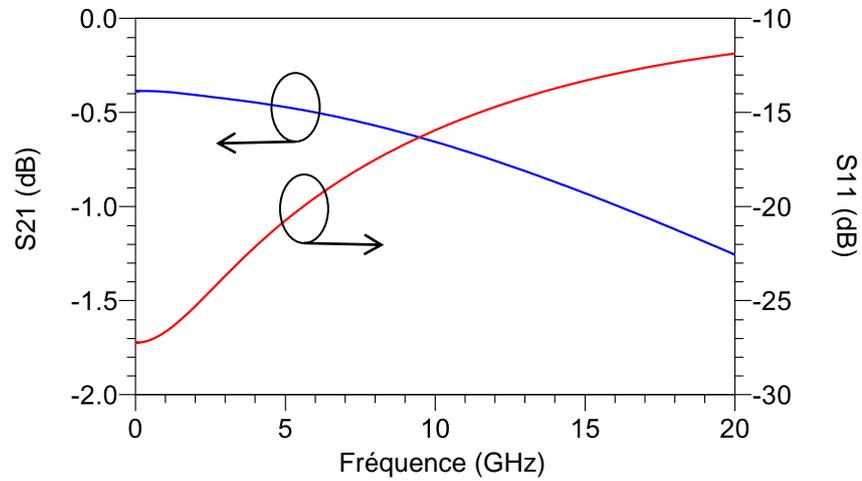


Figure III-25 : Design du tuner en technologie PCM.

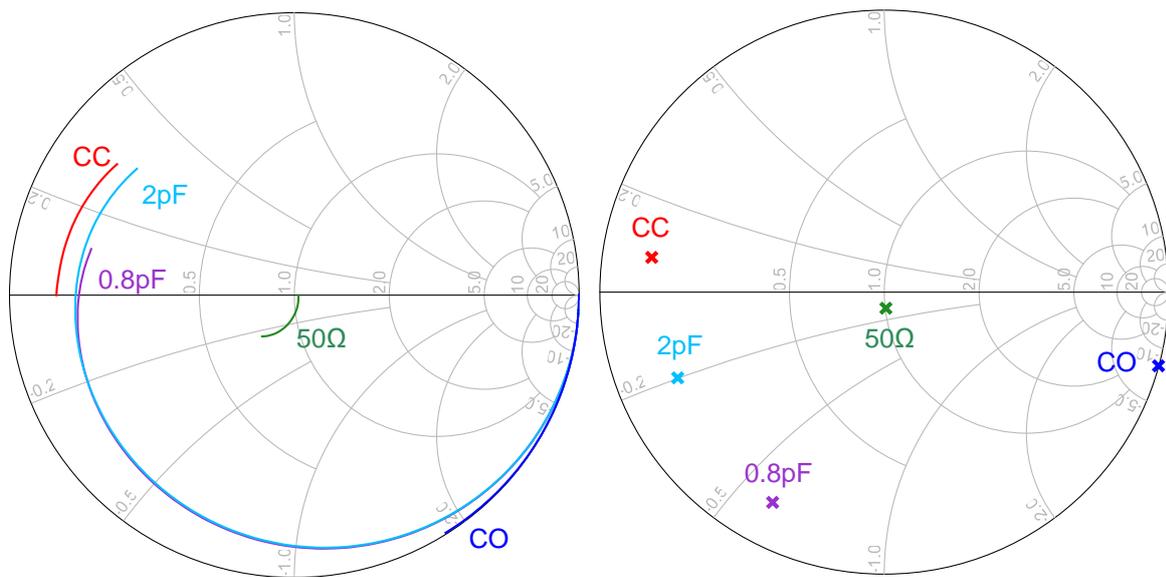
Ce design n'aura pas eu le temps d'être fabriqué au moment de l'écriture de ce manuscrit. Mais présentons tout de même les résultats de simulations (voir Figure III-26). Les résultats de simulations sont obtenus pour des conductivités de $2,2 \cdot 10^6 \text{S/m}$ pour le Mo, 1S/m pour le GeTe amorphe et $8 \cdot 10^5 \text{S/m}$ pour le GeTe cristallin.

Pour le circuit passant (Figure III-26-a), le tuner présente une bonne adaptation uniquement jusqu'à 10GHz. Les pertes induites par le commutateur PCM sont de 0.4dB à basses fréquences, ce qui correspond à un R_{ON} de 5Ω .

Pour les différentes charges (Figures III-26-b et III-26-c), elles ont un bon contraste. Le CC est plus résistif que le tuner en technologie MEMS. La charge adaptée est bonne, mais à 20GHz elle dévie trop dans la partie capacitive. Cet effet capacitif provient principalement du substrat en silicium qui possède une permittivité (11.7) plus élevée que pour un substrat de verre (4.5), utilisé pour les MEMS.



(a)



(b)

(c)

Figure III-26 : Résultats de simulations du tuner en technologie PCM, (a) en module pour le through, (b) en impédance d'entrée pour les différentes charges sur la bande DC-20GHz, (c) et à 5GHz.

3.4. Conclusion

Afin d'obtenir une nouvelle méthode de mesure d'antenne, un système de mesure par rétrodiffusion a été présenté. Il permet d'obtenir l'impédance, le gain ainsi que la polarisation de l'antenne. Pour mettre en œuvre cette méthode, une matrice de commutation comprenant au minimum un CC, un CO et une charge adaptée est nécessaire.

Une version de tuner sur PCB utilisant des charges CMS et des MEMS du commerce a d'abord été présentée. Ce tuner était une première étape afin de valider l'utilité d'un tel circuit dans le nouveau système de mesure par rétrodiffusion. Les résultats de mesures à 2GHz ont montré que le fonctionnement est conforme à celui attendu.

Après validation du CEA-CESTA quant aux résultats, le tuner a ensuite été réalisé sur une puce monolithique, afin de monter en fréquence. Une des complexités du travail a été de faire coïncider la fabrication des charges en couches minces avec le processus de fabrication des switches précédemment développés. Les mesures ont permis de valider un excellent contraste entre les charges permettant de réaliser des mesures d'antennes en rétrodiffusion.

Finalement un tuner en technologie PCM a également été simulé afin de montrer l'intérêt cette technologie. Le tuner n'a pas pu être fabriqué au moment de l'écriture de ce manuscrit.

Pour aller plus loin, il serait intéressant de monter un tuner en chambre anéchoïque afin de valider le fonctionnement du système de mesure. Idéalement le tuner comprendrait cette fois-ci toutes les charges requises par le CEA-CESTA. Il serait également encapsulé en 0-level par couches minces pour permettre une durée de vie supérieure.

Le circuit de commande optique présenté en Annexe, permet une commande des MEMS RF fonctionnant par polarisation bipolaire, par le biais d'une fibre optique. La quasi-totalité de la chaîne de transmission a été prototypé. Mais il reste à valider expérimentalement le circuit générant le signal carré, ainsi que le dimensionnement de la batterie.

Chapitre IV. Reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz

4.1. Introduction

Le besoin de miniaturisation et de performance a conduit au développement de systèmes reconfigurables. Aujourd'hui il existe une multitude de composants reconfigurables. On peut notamment citer les filtres accordables, les antennes agiles en fréquence, etc. Pour les antennes, on peut comme pour d'autres types de composants avoir une reconfigurabilité en fréquence, mais elle peut également réaliser une fonction d'orientation de faisceau (beam forming ou beam scanning en anglais). Le beam forming consiste à réaliser un dépointage du faisceau, sans réorienter physiquement l'antenne. C'est en modifiant dynamiquement ses propriétés électriques que la direction du faisceau est choisie. Plusieurs types d'antennes peuvent fonctionner suivant ce principe, en transmission ou en réflexion. Dans le cas d'antennes qui fonctionnent en réflexion, un des systèmes les plus répandus utilise un ensemble d'éléments réflecteurs, dont le coefficient de réflexion peut être contrôlé en phase. Placé sur une surface plane, le réseau de réflecteurs permet de contrôler le front de l'onde issu d'une source ponctuelle. Ce type de système est appelé reflectarray reconfigurable (RAR).

Un reflectarray (RA) consiste en une surface réfléchissante et une antenne d'alimentation appelée source primaire. Le concept de reflectarray a été présenté pour la première fois au début des années soixante par Berry, Malech et Kennedy [42]. Ils ont utilisé des guides d'ondes court-circuités pour corriger la phase réfléchi. Le principe de base du reflectarray est de collimater les ondes de l'antenne d'alimentation dans un faisceau directif. Ceci en appliquant une correction de phase au champ rétrodiffusé au niveau de chaque éléments composants la surface réfléchissante. La Figure IV-1 schématise les éléments composants un reflectarray.

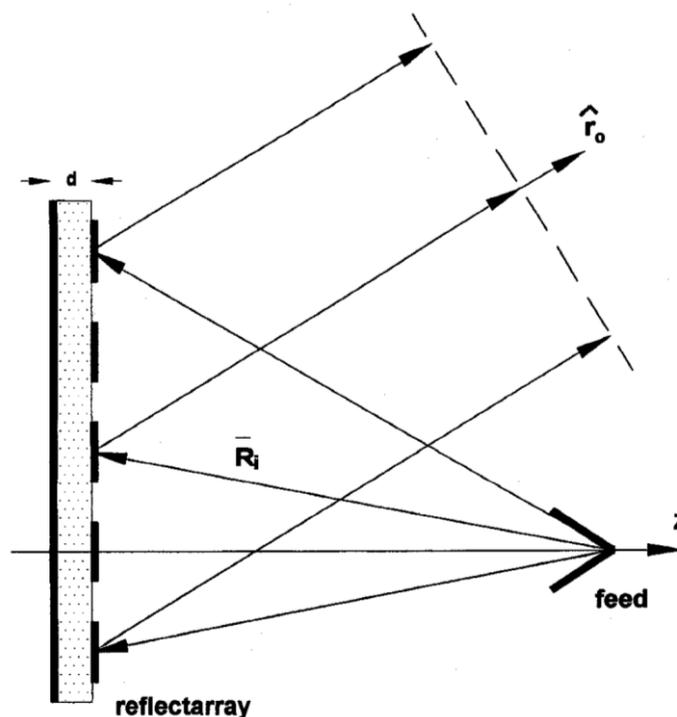


Figure IV-1 : Représentation schématique d'un système reflectarray en technologie microruban [43].

Chapitre IV. Cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz

Cette technologie est utilisée principalement pour réaliser des communications satellites, des liaisons terrestres point à point, ou encore des radars. Son fort intérêt pour ce type de communication est dû à leur fort gain. Majoritairement, les reflectarrays utilisent comme source d'alimentation des antennes cornets. Cependant, d'autres sources sont utilisables [44].

Actuellement, la plupart des designs présentent des structures fixes. La correction de phase appliquée par chaque élément est fixe, la direction du champ rétrodiffusé est donc fixe aussi. L'orientation du faisceau passe donc par une réorientation physique de l'antenne. Il existe trois principales méthodes pour manipuler la phase réfléchi. La première consiste à jouer sur le résonateur directement (i.e. sa géométrie). La surface réfléchissante peut alors être réalisée avec différentes technologies, comme les guides d'ondes ouverts [42], les dipôles [45], ou encore la technologie micro-ruban (utilisant différentes formes, rectangulaires [46], circulaires [47], à fentes [48]). La deuxième méthode consiste à transférer l'onde en champ libre en une onde guidée par l'intermédiaire d'un circuit complémentaire au réflecteur, retardant le signal réfléchi. Par exemple, la correction de phase peut être obtenue par une fente de couplage associée à une ligne à retard [49]. La troisième méthode concerne uniquement les ondes polarisées circulairement. Il est alors possible de faire tourner l'élément physiquement pour modifier le déphasage [50].

Le travail présenté dans ce chapitre a pour objectif la conception d'un RAR. Dans cette optique, une première partie sur l'étude de la reconfigurabilité des RA est réalisée. Puis une définition succincte des objectifs que nous nous sommes fixés pour le travail. Ensuite, une première version de cellule unitaire d'un RA fixe est réalisée afin de valider la technologie choisie. Une cellule unitaire d'un RAR intégrant des MEMS RF ohmique sera finalement présenté. Pour finir, les résultats de la cellule reconfigurable ne validant pas les attentes, une multitude de tests est réalisée afin de déboguer les résultats et prévoir la suite du travail.

4.2. Reconfigurabilité d'un reflectarray

L'objectif est de pouvoir modifier la phase des antennes les unes indépendamment des autres de manière dynamique. Pour obtenir un contrôle dynamique de la phase, plusieurs technologies sont envisageables. Au vu de l'étude comparative faite dans [51] qui donne le Tableau IV-1, la technologie des MEMS RF est donc un candidat solide pour réaliser un reflectarray reconfigurable (RAR) mais manque de maturité à ce jour.

Les diodes PIN et les varactors sont les deux technologies les plus utilisées dans les RAR. Les deux méthodes utilisées principalement, dans le cas d'une onde polarisée rectilignement, sont par résonateur accordable et par onde guidée (voir Figure IV-2).

Chapitre IV. Cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz

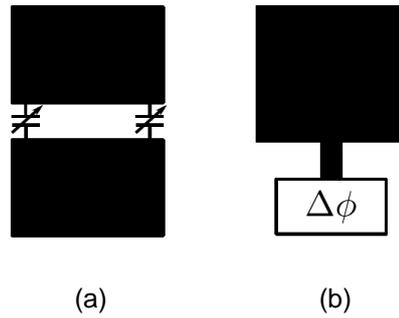


Figure IV-2 : Méthode pour réaliser un RAR, (a) par résonateur accordable, (b) par onde guidée [51].

Tableau IV-1 : Technologies utilisées dans les reflectarrays reconfigurables associées à une évaluation qualitative de quelques propriétés (Les symboles '+', '0', et '-' réfèrent à bon, neutre et mauvais respectivement) [51].

Type	Technologie	Maturité - fiabilité	Intégration (avec la polarisation)	Contrôle Analogique / Digital	Complexité (coût)	Pertes (microondes)	Consommation de puissance	Linéarité
Eléments localisés	Diode PIN [52]	+	-	D	+	-	-	0
	Varactors [53]	+	-	A	+	-	+	-
	MEMS RF [54]	0	+	D	+	+	+	+
Hybride	Couche mince ferroélectrique [55]	0	+	A	0	0	+	0
Matériau accordable	Crystal liquide [56]	0	0	A	0	-	0	0
	Graphene [57]	-	+	A	0	-	0	0
	Photoconducteur [58]	0	-	A	0	-	-	-
	Fluidique [59]	0	-	A	0	0	+	0

Un exemple de RAR ayant pour fréquence centrale 10.4GHz, utilisant des diodes PIN avec la méthode des ondes guidées est présenté dans [60] (Figure IV-3). La cellule unitaire consiste en deux antennes patchs couplées à une ligne de déphasage commune aux deux antennes. Le couplage passe par l'intermédiaire d'une fente de couplage. Le retard induit par la ligne est modifiable grâce à une diode PIN. Les pertes à la fréquence centrale pour les deux états de la diode sont de 4dB (ON) et 0.9dB (OFF). Le déphasage obtenu est d'environ 190°.

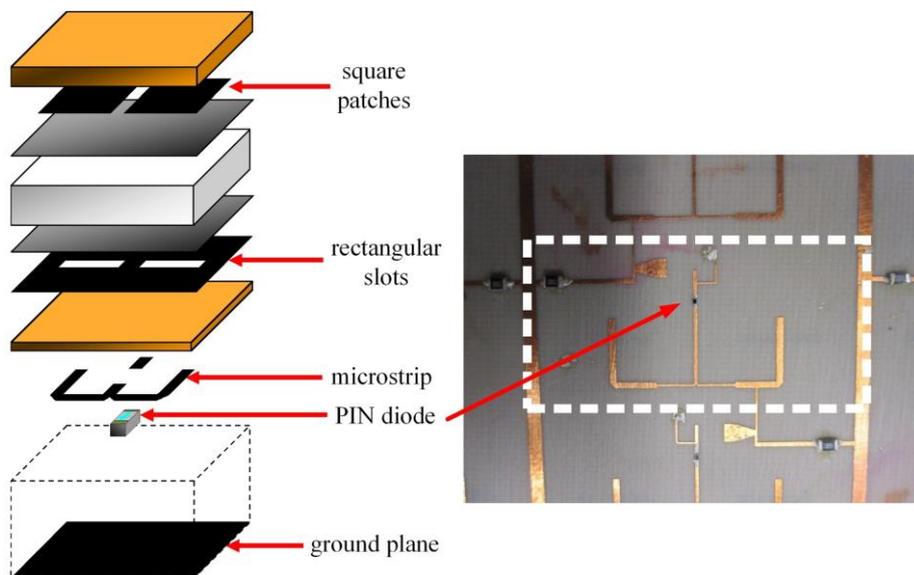


Figure IV-3 : RAR utilisant une diode PIN pour la méthode des ondes guidées [60].

On peut également citer [52], présentant un RAR fonctionnant à 60.25GHz. Ce RAR utilise la méthode du résonateur accordable en intégrant une diode PIN (Figure IV-4). La cellule unitaire se compose d'une antenne patch terminée par un stub court-circuité ou non par l'intermédiaire d'une diode PIN. Le design est en quatre couches, deux pour la partie RF et deux pour la partie commande. Cette structure montre des pertes de 2.7dB et 5.3dB pour les états OFF et ON respectivement. Le déphasage obtenu est de 159°.

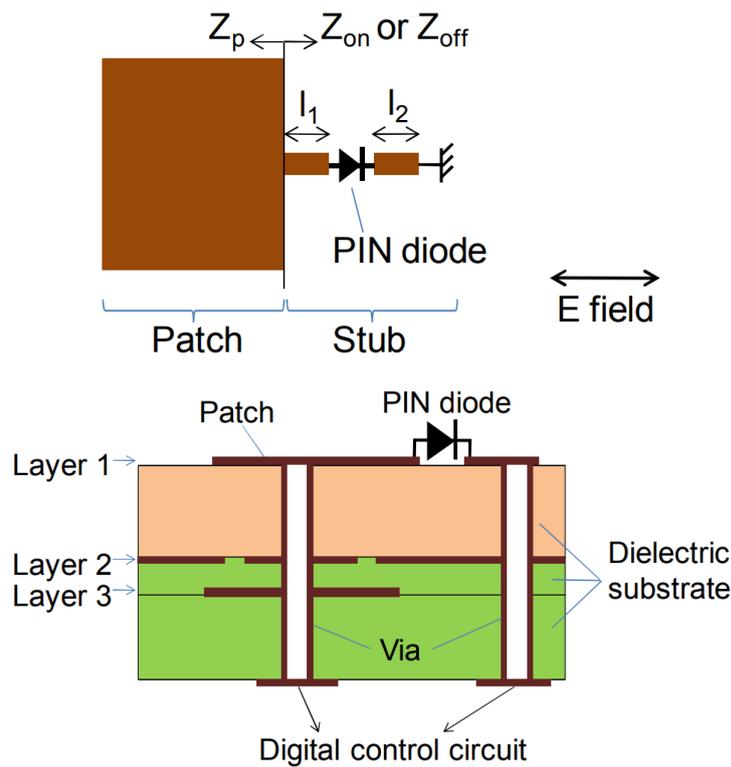


Figure IV-4 : RAR utilisant une diode PIN pour la méthode du résonateur accordable [52].

4.3. Définition des objectifs

L'objectif que nous nous sommes fixé, est de concevoir une cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz sur 1-bit de phase à l'aide de MEMS RF.

Piloter un RAR n'est pas une chose aisée. En effet pour obtenir une fonction de dépointage suffisamment intéressante, il faut au minimum une matrice de réflecteurs de 20 par 20 éléments. Il faudrait donc au minimum 400 éléments à piloter indépendamment les uns des autres. Le circuit de démultiplexage est difficile à mettre en place par sa complexité et la présence d'un câble minimum par réflecteur. L'idée est alors de passer par une commande optique (un écran de type tablette avec des détecteurs optiques) qui permettrait de s'affranchir du démultiplexage. Avec cette méthode, les connecteurs sont moindres, seule la polarisation des MEMS RF doit être connectée aux circuits de commande (donc deux fils seulement), contre 402 en passant par un démultiplexage. Ici, ce n'est plus des '0' et des '1' qui sont utilisés mais des groupes de pixels noirs ou blancs. Seule une matrice de pixels blancs et noirs serait à générer. Le principe de fonctionnement est schématisé sur la Figure IV-5.

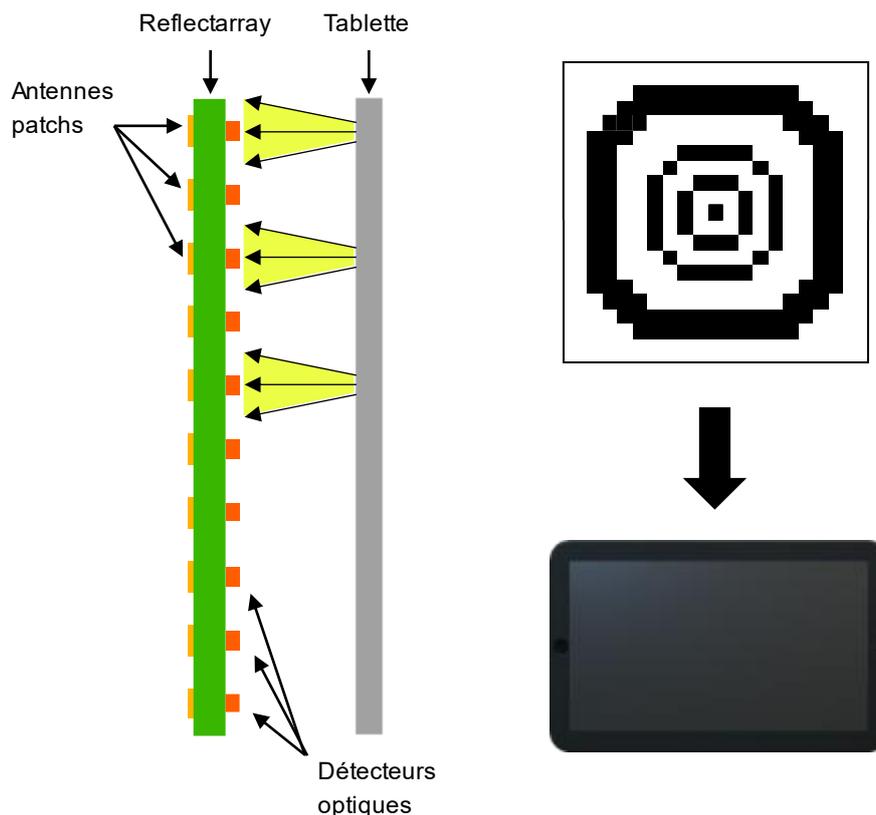


Figure IV-5 : Schéma de fonctionnement d'un RAR piloté optiquement.

Dans cet optique, la face arrière du RAR est réservée à l'intégration de circuit de commande optique. La reconfigurabilité du RA doit donc se faire du côté du patch. La méthode de variation de la phase réfléchi sera donc par modification du résonateur du réflecteur.

Afin d'arriver à un circuit reconfigurable, il faut commencer par des circuits fixes pour valider la bande de fréquences de fonctionnement, les pertes, ainsi que l'amplitude de déphasage réalisable.

4.4. Cellule unitaire fixe d'un reflectarray fonctionnant à 28GHz

4.4.1. Le design RF

Pour concevoir un reflectarray, il faut travailler à partir de sa cellule unitaire. Pour valider le fonctionnement d'une cellule unitaire, deux approches sont possibles. Soit par guide d'onde, soit par « élément entouré », qui consiste à considérer la présence de la même cellule tout autour de notre cellule appliquant ainsi le théorème de Floquet [61]. La méthode qui semble la plus simple en prévoyant une validation expérimentale est celle par guide d'onde. Etant donné la fréquence cible de 28GHz, le souhait est d'avoir un fonctionnement sur la bande 26GHz-30GHz. Pour cette bande de fréquence, un guide d'onde WR34 est le plus adapté.

Cependant ce composant n'est pas disponible dans le laboratoire. Nous avons utilisé un WR42 qui ne permet pas de mesurer deux cellules unitaires de forme carrée. Il faut

Chapitre IV. Cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz

ajouter du PCB sur les bords de nos cellules unitaires pour correspondre aux dimensions du guide (voir Figure IV-6).

Dans notre cas, nous avons choisi de partir sur un design jouant sur la géométrie de l'antenne (i.e. l'impédance) et non en utilisant une ligne de déphasage. Ainsi la cellule se compose uniquement d'une antenne patch ayant un stub de longueur variable [62], le tout sur un substrat Rogers RO3050B double face. Le substrat est présenté par le fabricant avec une permittivité de $3.48@10\text{GHz}$ et une tangente de perte de $0.0037@10\text{GHz}$. La cellule unitaire fait $0.4\lambda \times 0.4\lambda$ à 28GHz. Le design est détaillé sur la Figure IV-7 et le Tableau IV-2.

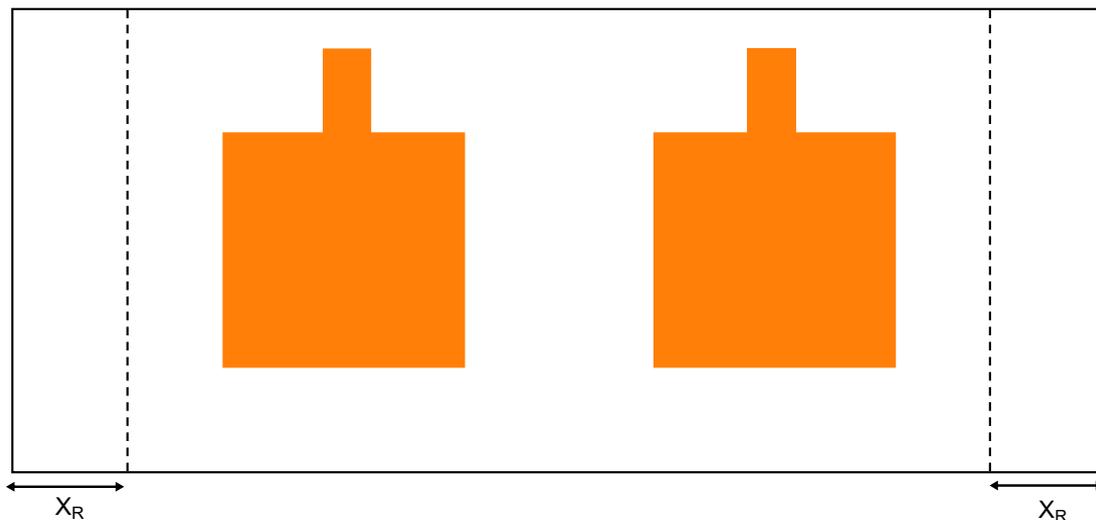


Figure IV-6 : Design de deux cellules unitaires avec rajout pour la caractérisation expérimentale.

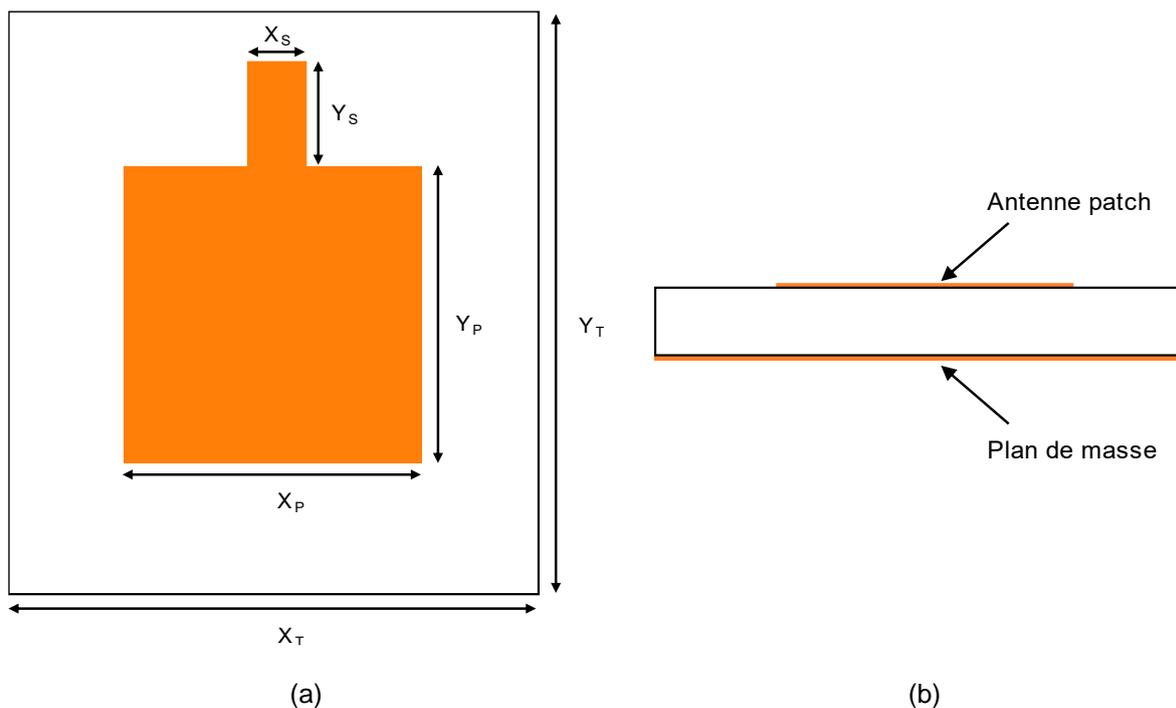


Figure IV-7 : Design d'une cellule unitaire fixe, (a) vue de dessus, (b) vue de côté.

Tableau IV-2 : Dimensions du design de la cellule unitaire double du RA.

Variabes	Dimensions (en mm)
X_T	4.318
Y_T	4.318
X_P	2.2
Y_P	2.2
X_S	0.4
Y_S	Variable (0 à 1mm)
X_R	1.016

Sur la Figure IV-8 sont visibles les doubles cellules unitaires du RA fabriquées par la société Eurocircuits. Les longueurs de stubs vont de 0mm à 1mm avec un pas de 100 μ m. Il y a donc 11 designs différents.



Figure IV-8 : Cellules unitaires double fabriquées par Eurocircuits.

4.4.2. Le système de mesure

La méthode de mesure d'une cellule unitaire est montrée ci-après avant de présenter des résultats de mesures. Comme vu précédemment, pour s'accorder avec les dimensions de guide d'ondes, nous collons deux cellules côte à côte avec de part et d'autre des extensions de PCB. Une fois les deux cellules fabriquées, il faut les mettre à l'extrémité d'un guide d'onde. En fait la mesure ne nécessite pas de guide d'onde à proprement parlé, mais nous avons besoin d'avoir une onde plane aux dimensions d'un guide d'onde WR42. Le détail du banc de mesure est visible sur la Figure IV-9. Seule une transition câble coaxial vers guide d'onde WR42 est nécessaire.

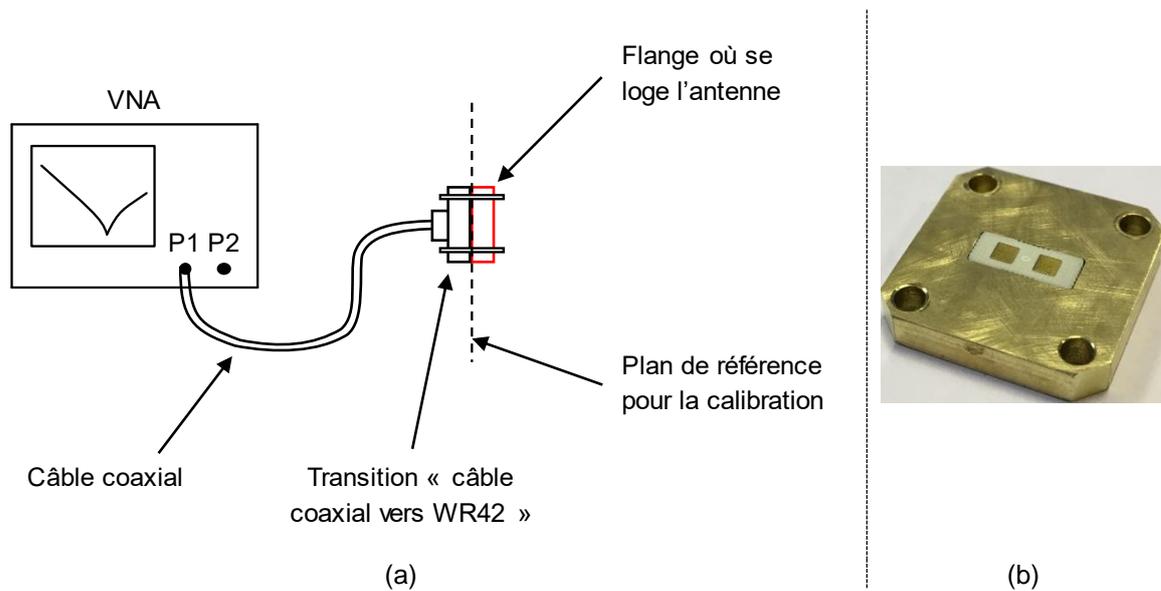


Figure IV-9 : (a) Système de mesure pour la cellule unitaire d'un RA ou RRA, (b) flange où se loge l'antenne.

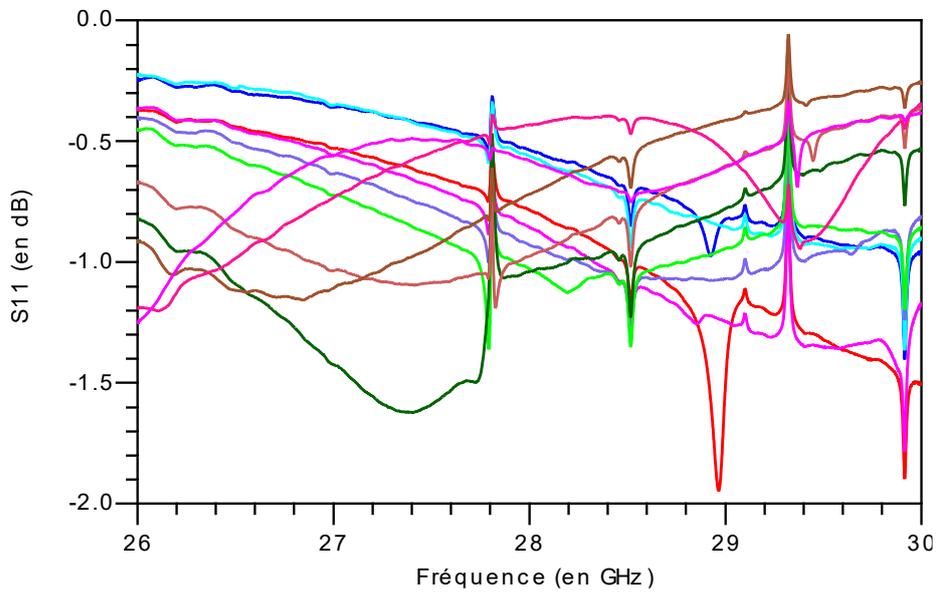
4.4.3. Résultats de mesures et validation du concept

Les résultats de mesures sont sur la Figure IV-X. La Figure IV-10-a montre les résultats en module du coefficient de réflexion. Les pertes obtenues sont relativement faibles, de 2dB maximum sur la bande 26-30GHz. A 28GHz elles sont inférieures à 1.1dB.

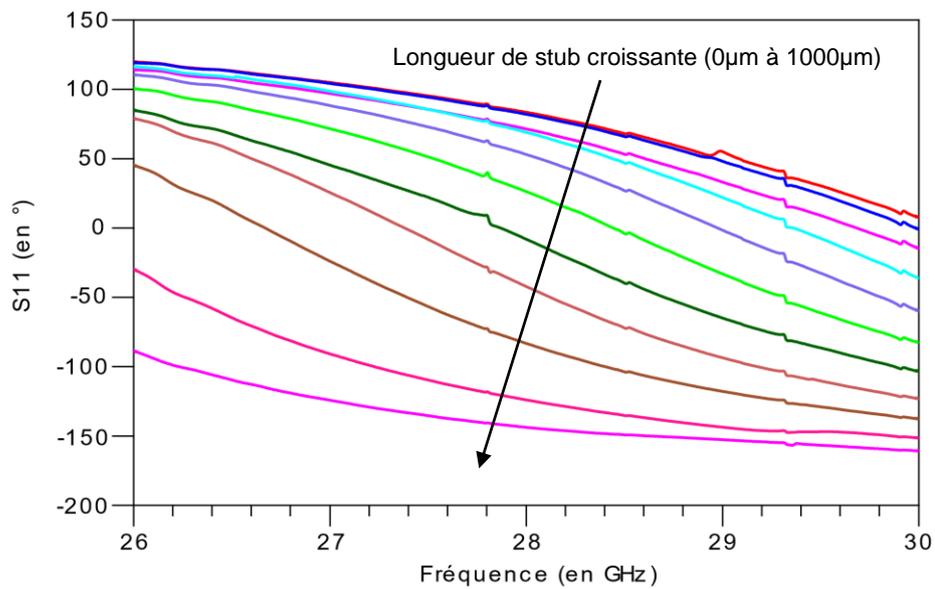
Au niveau de la phase (voir Figure IV-10-b), on obtient à 28GHz une différence de phase de 227° au maximum. Ce qui valide la possibilité d'avoir un déphasage de 180° entre deux longueurs de stub. Bien que les longueurs de stub aient été choisies arbitrairement, les résultats pour des longueurs de stub de $200\mu\text{m}$ et $800\mu\text{m}$ semblent être déjà très proches des attentes.

En effet sur la Figure IV-11, les résultats de mesures et de simulations pour des longueurs de stub de $200\mu\text{m}$ et $800\mu\text{m}$ sont affichées. L'accord en fréquence est bon, mais les pertes présentent un delta de 0.5dB environ entre la mesure et la simulation aux fréquences de résonance. Ce delta sur les pertes est cohérent avec un mauvais renseignement sur la tangente de perte à 28GHz. Globalement le modèle de simulation montre un bon aperçu de la réalité. La Figure IV-11-b montre la phase obtenue pour les deux configurations.

La différence de phase entre les deux configurations n'est pas linéaire, ce qui est normal avec la méthode mise en place. En effet en modifiant les propriétés intrinsèques du résonateur, on obtient un décalage de la fréquence de résonance, d'où cette forme de poche. A 28GHz le déphasage obtenu est de 187° pour la simulation contre 161° en mesure, ce qui valide également le modèle de simulation utilisé.

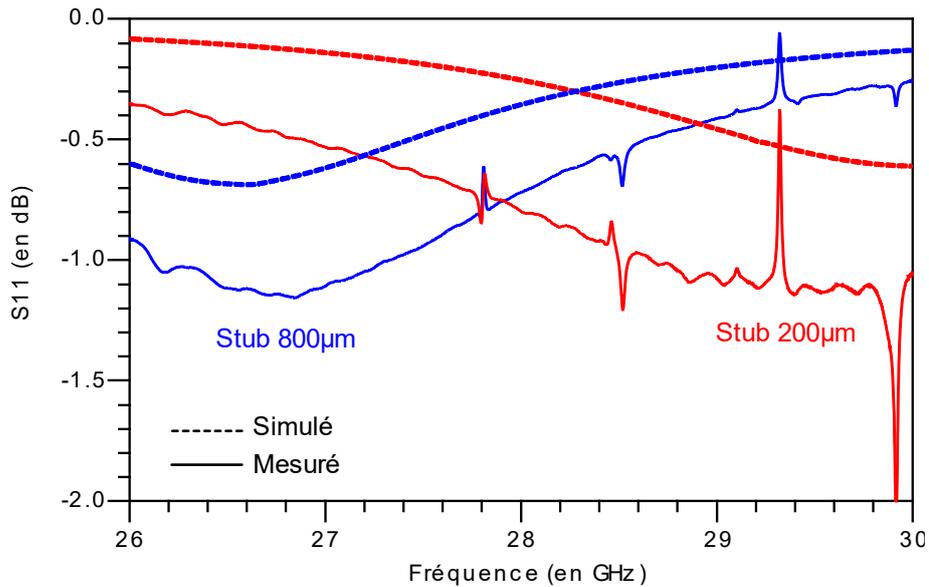


(a)

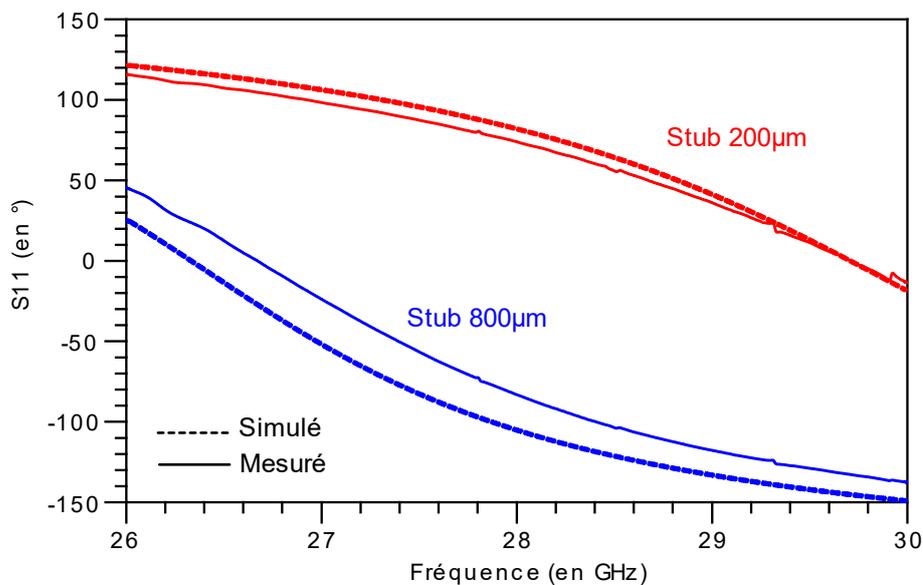


(b)

Figure IV-10 : Résultats de mesures de deux cellules unitaires du RA pour des longueurs de stubs allant de 0 μ m à 1000 μ m, (a) en module, (b) et en argument.



(a)



(b)

Figure IV-11 : Comparaison des résultats de mesures de deux cellules unitaires du RA pour des longueurs de stubs de 200 μm et 800 μm , (a) en module, (b) et en argument.

4.4.4. Conclusion

Les mesures obtenues sont en bon accord avec la simulation. Les pertes sont correctes, inférieures à 0.8dB à 28GHz. L'amplitude de déphasage est suffisante pour obtenir RAR sur 1-bit de phase dans un encombrement de 4.318*4.18mm², ce qui valide la poursuite du travail pour la réalisation un RAR reconfigurable.

4.5. Cellule unitaire reconfigurable d'un reflectarray fonctionnant à 28GHz

4.5.1. Le design d'une cellule réflectrice double du RAR piloté optiquement

La cellule unitaire se compose de deux éléments principaux, une antenne patch en technologie PCB et un stub à longueur variable en technologie MEMS. Le PCB est réalisé en quatre couches sur un substrat Rogers RO3050B. Deux couches sont utilisées pour la partie RF et les deux autres pour la partie commande. Deux versions de PCB sont réalisées, une avec l'antenne et le circuit de commande, et avec uniquement l'antenne pour d'abord valider le fonctionnement.

4.5.1.1. Le design de l'antenne (partie RF du PCB)

Le design de l'antenne est visible sur la Figure IV-12. L'élément principal est le patch, complété par deux VIAS, terminés par deux pads qui permettent d'interconnecter la face avant et la face arrière pour la polarisation du MEMS. Une zone isolée est placée autour du via pour passer à travers la masse RF. Deux plots d'équilibrage mécanique sont ajoutés pour éviter un effet balancier de la puce et pour qu'elle soit dans le même plan de l'antenne sur toute sa surface.

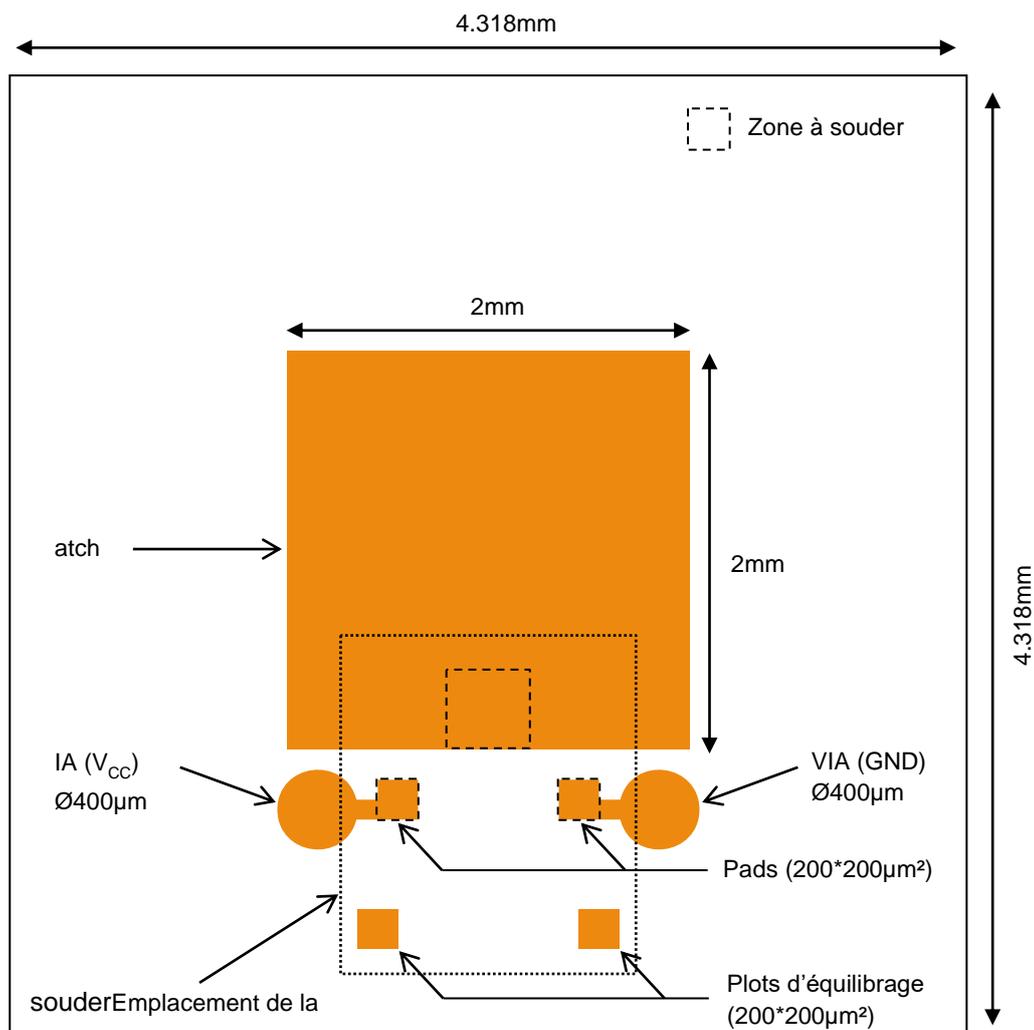


Figure IV-12 : Design de l'antenne du RAR face avant.

Chapitre IV. Cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz

Pour réaliser des mesures les cellules sont fabriquées par paires (voir Figure IV-13), en élargissant le PCB sur les bords pour se conformer au guide d'onde WR42. Pour finir le design possède une surface métallique rectangulaire tout autour de l'antenne, permettant le contact entre le guide d'onde et le PCB. Cette métallisation est connectée à l'aide de VIAS au plan de masse RF du PCB. Les Vias sont nombreux pour se rapprocher au maximum d'un mur électrique.

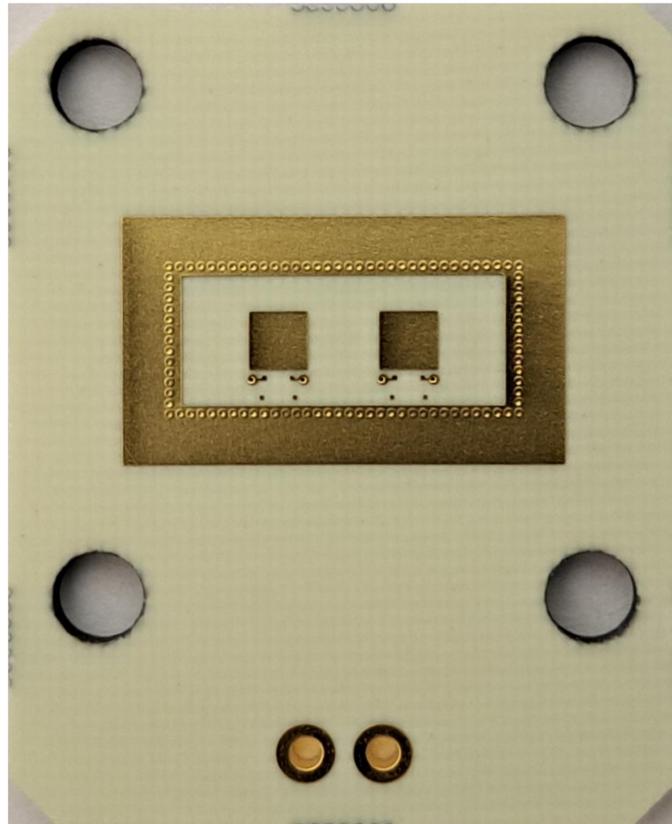


Figure IV-133 : Photo du RAR globale, face avant nue.

4.5.1.2. Le design du stub

Le stub est réalisé sur substrat de verre de 300 μm d'épaisseur. Le verre est choisi ici pour permettre le placement de la puce par transparence pour avoir un maximum de précision. En effet des simulations ont été réalisées en décalant la puce de sa position attendue, et à partir de 50 μm de décalage dans l'axe du stub les performances en déphasage se trouvent déjà très dégradées.

Au milieu de la puce, deux stubs, qui peuvent être connectés par l'intermédiaire de deux MEMS RF (voir Figure IV-14). Les MEMS RF sont placés sur les bords des stubs car c'est l'endroit où circule principalement le courant RF. Des simulations ont été réalisées avec plusieurs nombres différents de MEMS RF. La version qui avait le meilleur compromis entre les pertes et le nombre de MEMS RF est celle avec deux MEMS RF. En effet les MEMS qui ont été utilisés sont des composants à l'état de recherche et le rendement de fabrication reste faible.

Chapitre IV. Cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz

La puce présente deux plots pour la polarisation, un pour la masse et l'autre pour la tension d'activation. Dans la Figure IV-14, le design présenté correspond à la version avec les MEMS RF design n°3. Les designs avec les MEMS design n°0 et n°4 sont sur la Figure IV-15. Les lignes de polarisation varient légèrement en fonction de la version du MEMS RF utilisé. Pour la version des MEMS design n°3, une résistance est mise entre le connecteur de masse et le stub côté antenne pour que la force électrostatique puisse être générée, dans le cas où la membrane du MEMS RF serait flottante et rien ne se passerait à l'application d'une tension. Les principales dimensions du design sont dans le Tableau IV-3.

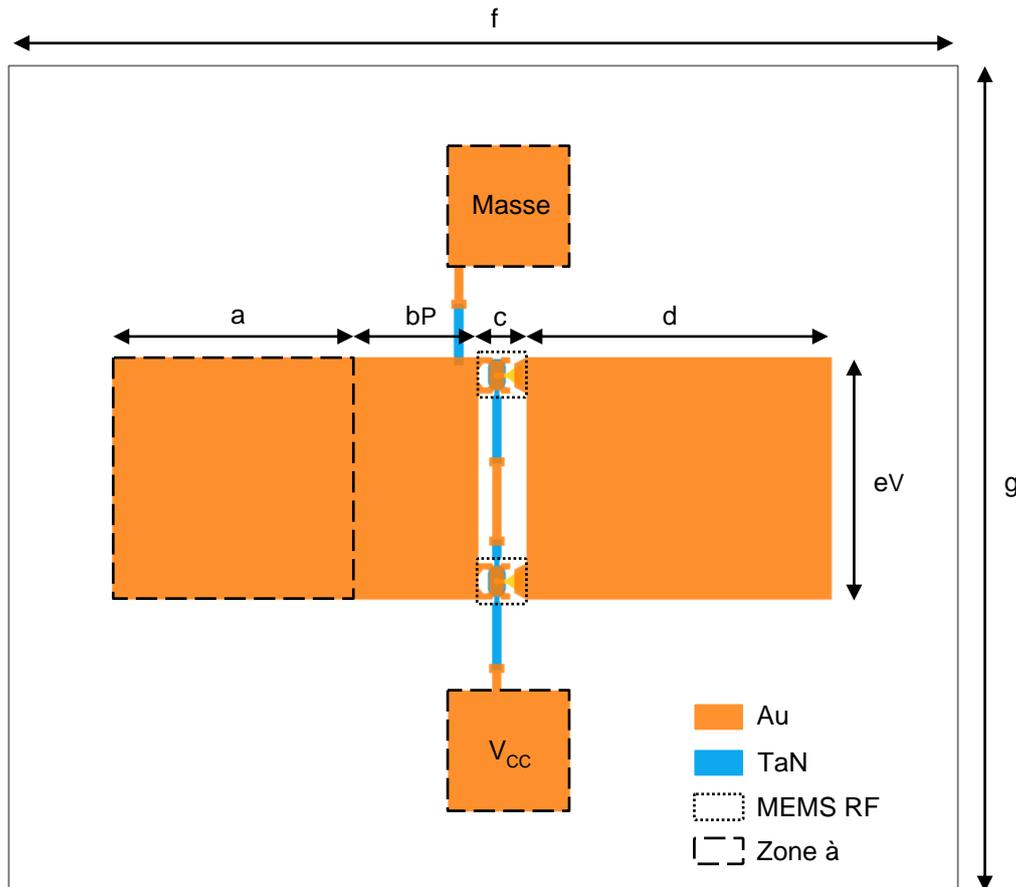


Figure IV-14 : Design du stub reconfigurable pour MEMS RF design n°3.

Tableau IV-3 : Dimensions du design de la cellule unitaire double du RAR.

Variables	Dimensions (en μm)
a	400
b	200
c	80
d	500
e	400
f	1600
g	1600

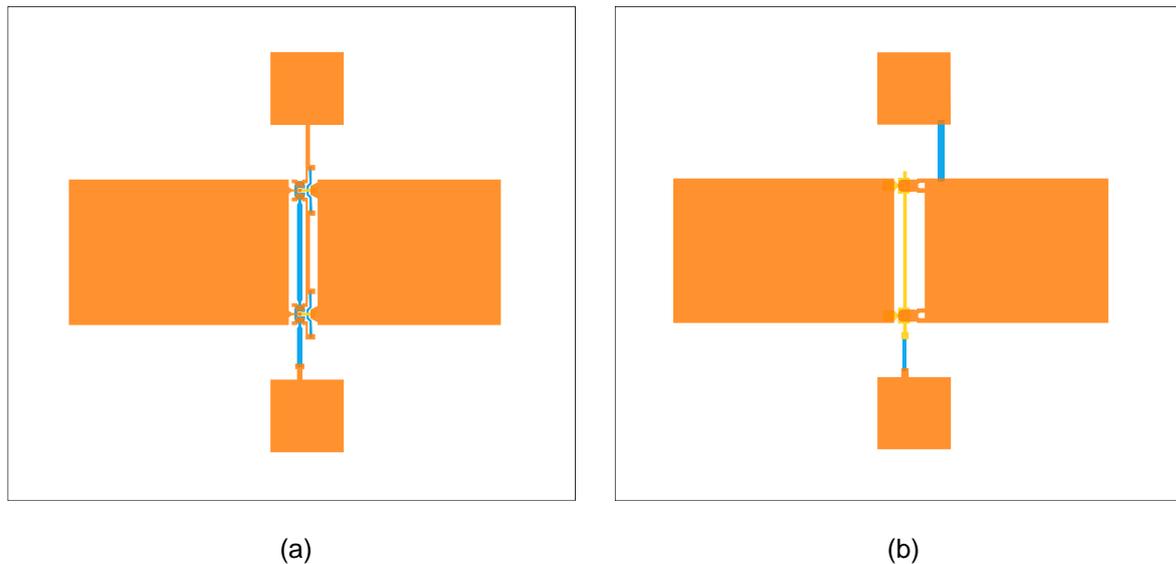


Figure IV-15 : Designs du stub reconfigurable pour les MEMS RF, (a) design n°4, (b) et présentés dans [19].

4.5.2. Le design du circuit de commande optique (partie analogique du PCB)

Ce circuit est optoélectronique (voir Figure IV-16), il se base sur un transistor bipolaire PNP monté en émetteur commun. Le courant de base est commandé avec un phototransistor. Un phototransistor peut se modéliser par une résistance, variable selon le niveau d'illumination du semi-conducteur. Quand le phototransistor est illuminé (par des pixels blancs), sa résistance interne est faible, ce qui donne un transistor saturé et donc un MEMS non polarisé. A l'inverse, si on n'illumine pas le phototransistor (par des pixels noirs), l'impédance du phototransistor, proche d'un circuit ouvert, est élevée, ce qui donne un transistor bloqué et donc un MEMS polarisé. La courbe traçant la tension de sortie en fonction de la résistance du phototransistor est visible sur la Figure IV-17.

Le phototransistor utilisé ici est un SFH3717 de la marque OMRON. Pour réaliser le circuit précédent, il a fallu déterminer les résistances équivalentes lorsque le phototransistor est illuminé et non-illuminé. En utilisant une pièce permettant de séparer des groupes de pixels de la taille de nos cellules, le phototransistor correspond à des résistances de 10k Ω et 1.75M Ω lorsqu'il est illuminé et non-illuminé respectivement.

La face arrière de la double cellule unitaire fabriquée par Eurocircuits est visible sur la Figure IV-18. Deux versions ont été réalisées, une avec le circuit de commande optique et une sans.

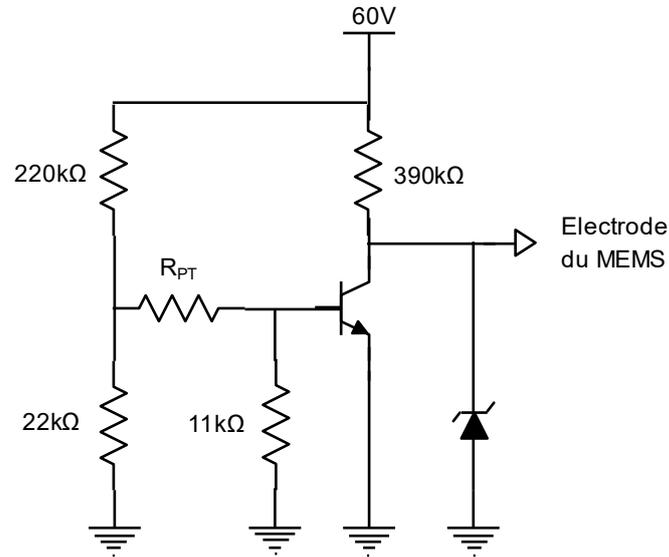


Figure IV-16 : Schéma électronique du circuit de commande optique

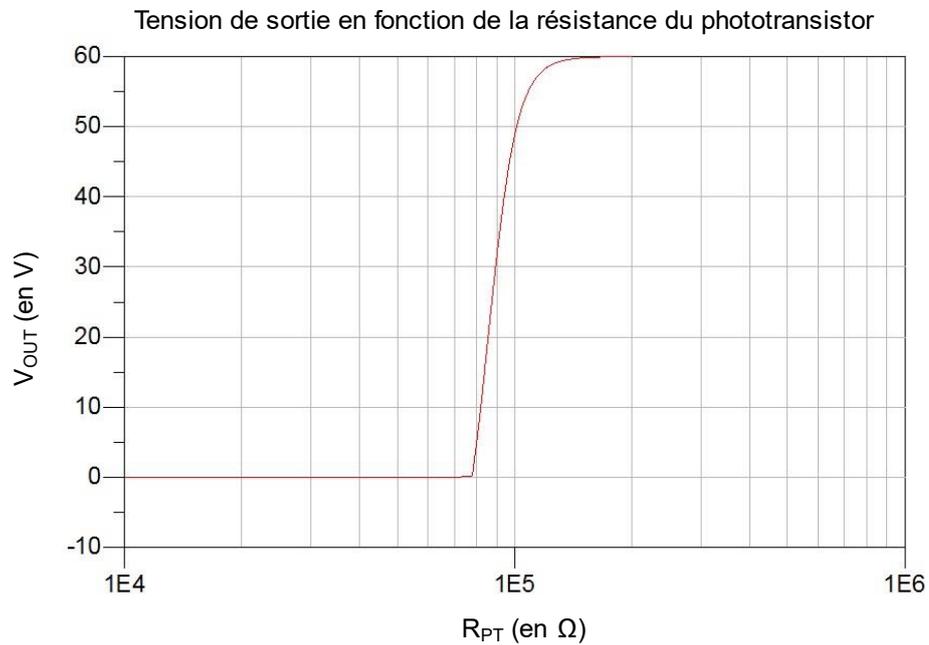


Figure IV-17 : Tension au niveau de l'électrode du MEMS RF en fonction de la résistance du phototransistor.

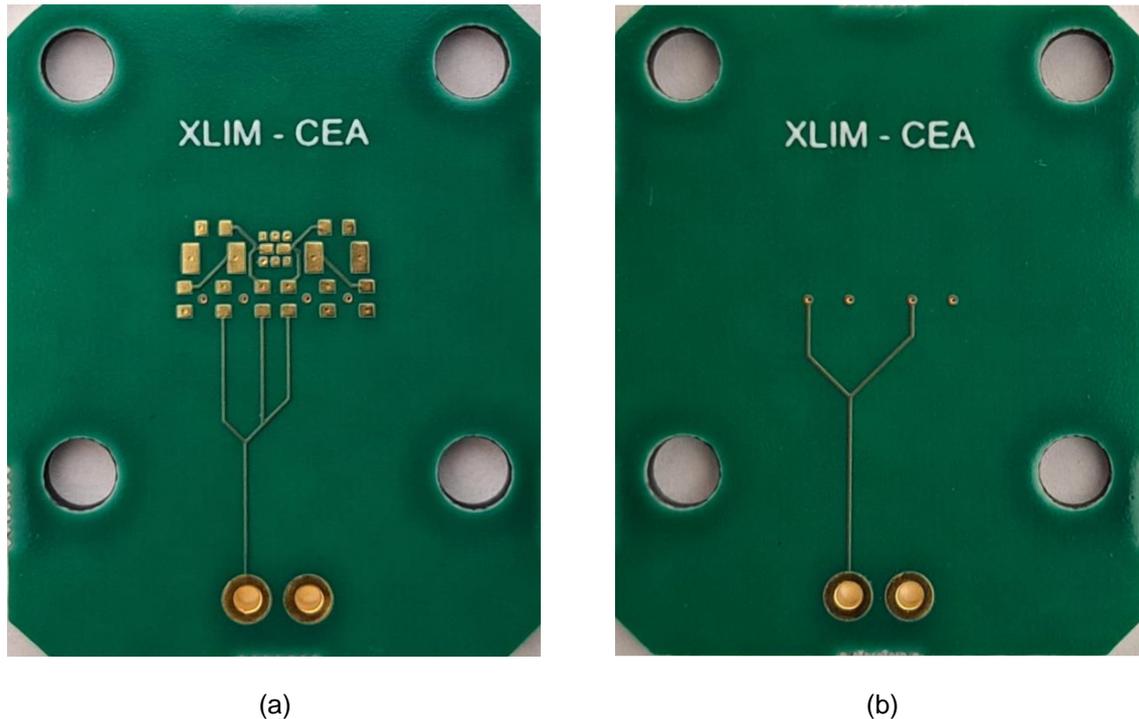


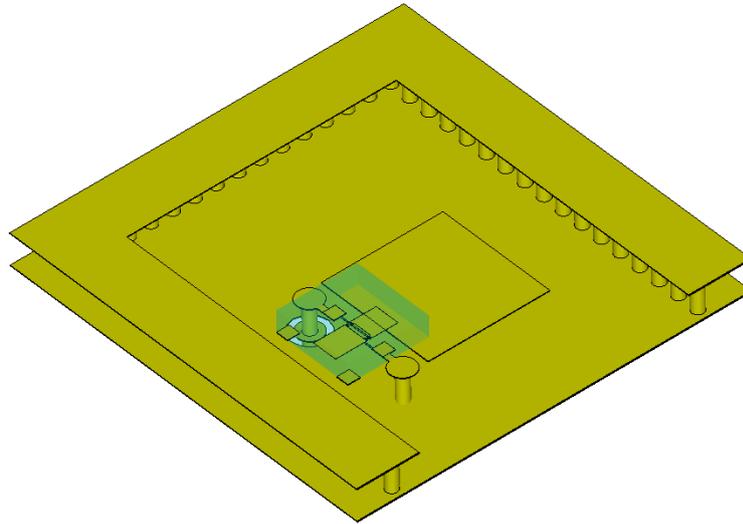
Figure IV-18 : Photo du RAR, face arrière, (a) avec circuit de commande nu, (b) et sans circuit de commande.

4.5.3. Résultats

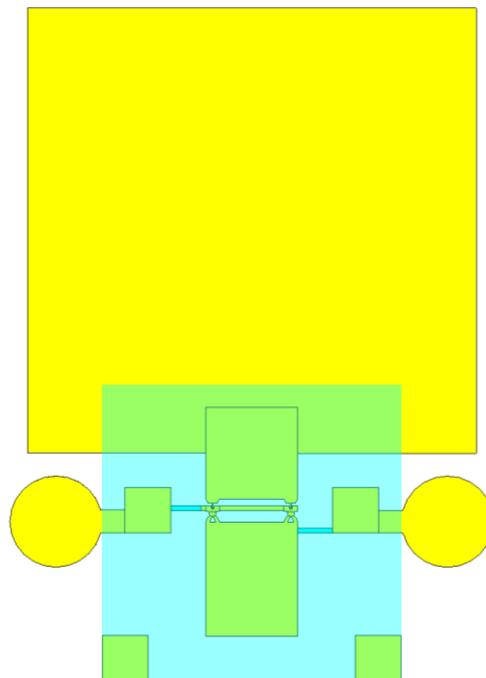
4.5.3.1. Résultats de simulations

Afin d'obtenir des résultats de simulations, un modèle a été réalisé en se rapprochant au maximum de la réalité. Ce modèle a été réalisé au début de la thèse, la taille de la puce n'est pas en accord avec la taille des puces qui ont finalement été fabriquées. Le modèle de simulation est réalisé pour les commutateurs design n°0, qui ont été la brique de base du travail. De plus le verre utilisé comme substrat des puces n'avait pas encore été caractérisé. Pour faciliter la compréhension, le modèle est présenté sur la Figure IV-19, sans le substrat du circuit imprimé. Les MEMS sont modélisés par un R_{ON} et C_{OFF} de 1.5Ω et $15fF$ respectivement.

Les résultats de simulations sont présentés sur la Figure IV-X. En module (Figure IV-20-a), à l'état OFF des MEMS l'antenne présente une résonance à 29.57GHz pour des pertes de 0.78dB. A l'état ON la résonance est à 26.5GHz pour des pertes de 1.2dB. Sur la Figure IV-20-b, le déphasage entre les états ON et OFF est présenté. Le déphasage maximum obtenu est à 27.9GHz pour 193.7° . Le déphasage obtenu est supérieur à 180° pour prévoir la différence de phase entre les simulations et les mesures, montrée précédemment dans le cas d'une structure fixe.

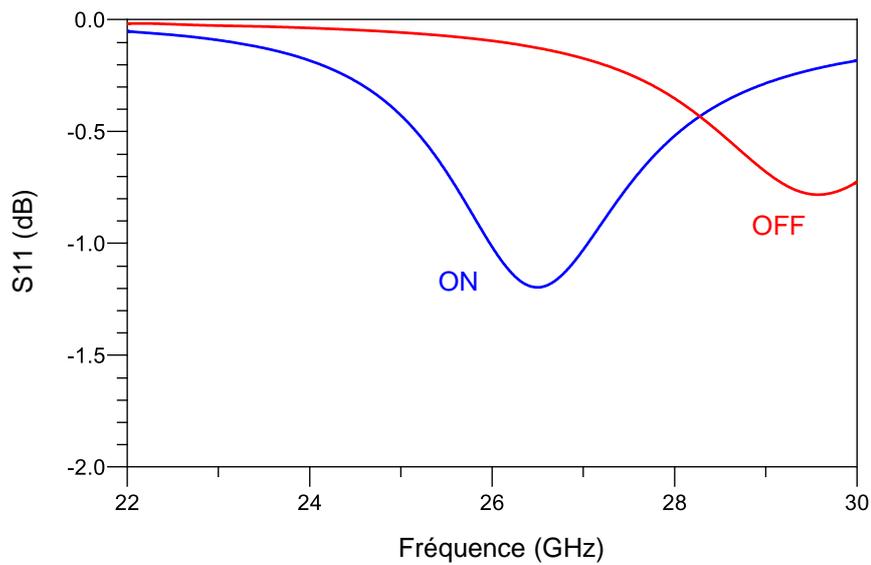


(a)

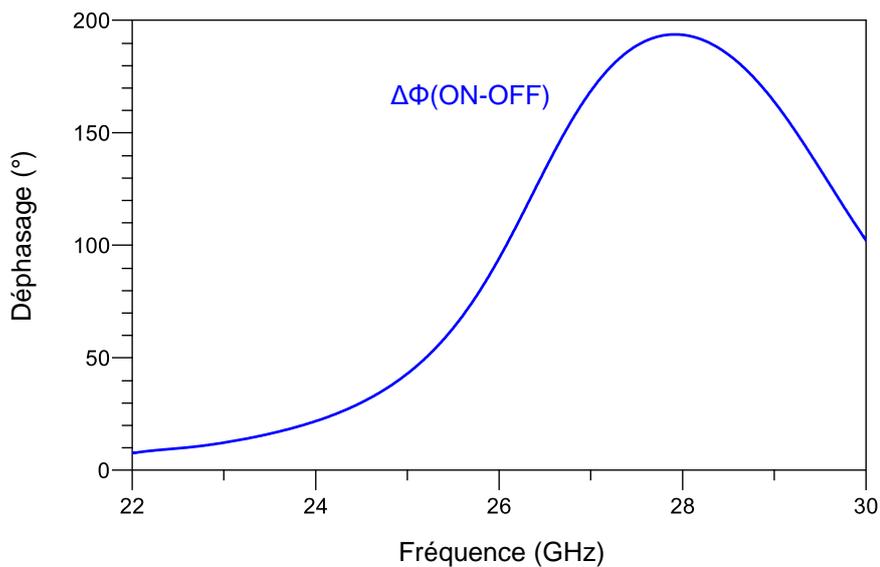


(b)

Figure IV-19 : Modèle de simulation sans le substrat, (a) vue en coupe de la double cellule unitaire, (b) et vue de la face avant d'une cellule unitaire.



(a)

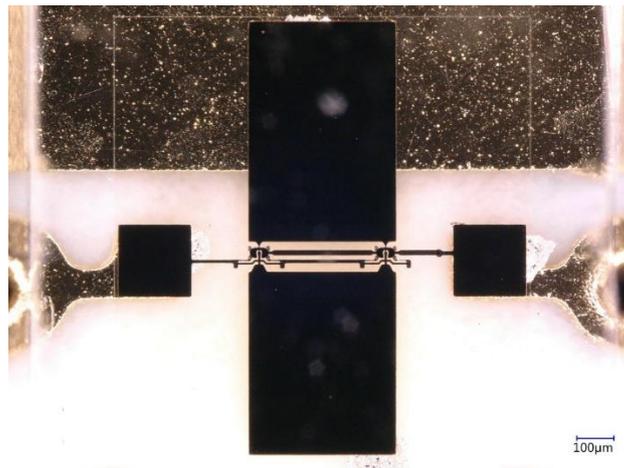


(b)

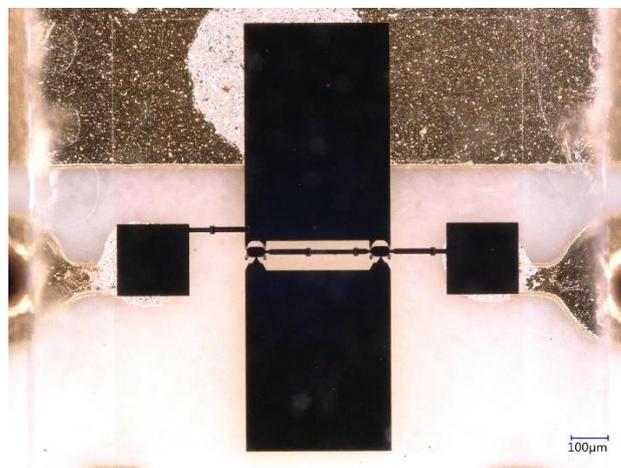
Figure IV-20 : Résultats de simulations, (a) pour les états ON et OFF en module, (b) et en déphasage entre les états ON et OFF.

4.5.3.2. Les différentes réalisations (Partie RF)

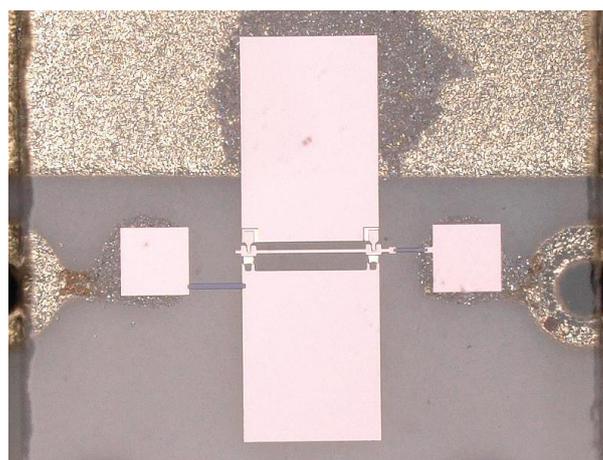
Les RAR ont été fabriqués pour trois versions de designs de MEMS RF. Les différentes puces montées sur l'antenne sont visibles sur la Figure IV-21. La première version est faite avec les MEMS RF design n°4 et le processus de fabrication E (Figure IV-21-a). La deuxième version est avec les MEMS RF design n°3 et le processus de fabrication E (Figure IV-21-b). Il y a ensuite une version avec les MEMS RF design n°0 et le processus de fabrication A (Figure IV-21-c). La Figure IV-22 montre également une vue d'ensemble d'un RAR avec des puces implémentant les MEMS RF du design n°4.



(a)



(b)



(c)

Figure IV-21 : Stub reconfigurable fabriqué monté sur le PCB, (a) avec les MEMS RF design n°4, (b) avec les MEMS design n°3, (c) et avec les MEMS RF design n°0.

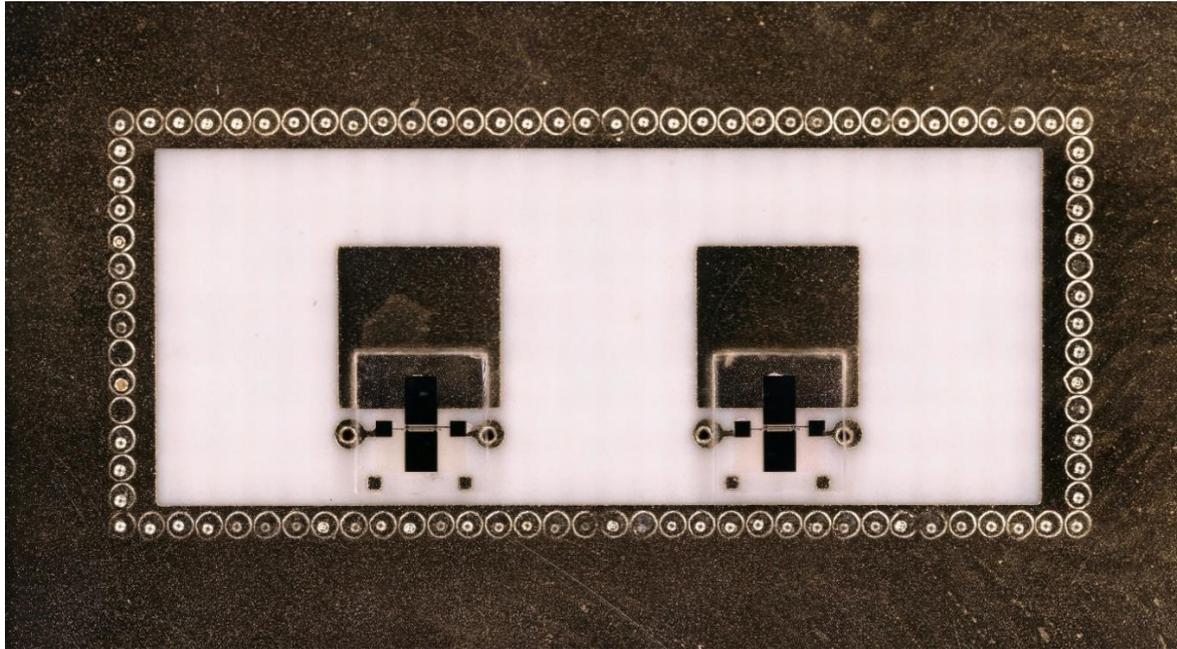


Figure IV-22 : RAR avec les MEMS RF design n°4.

4.5.3.3. Résultats de mesures

Les résultats de mesures avec les MEMS design n°4 sont présentés sur la Figure IV-23. Pour le RAR 1, l'état ON n'a pas été obtenu, cela pourrait venir d'un défaut de fabrication du MEMS, ou encore d'un problème de contact au niveau des soudures. Pour l'état OFF, le RAR possède une fréquence de résonance de 28.6GHz. Les pertes à cette fréquence sont de 4.6dB. La fréquence de résonance dans cet état est décalée d'environ 1GHz en comparaison avec les simulations. Les pertes sont supérieures de 3.2dB en comparaison au RA ayant une structure fixe. La variation de phase obtenue pour cet état OFF est semblable à ce que l'on veut obtenir, malgré le décalage en fréquence et les pertes élevées.

Pour le RAR 2, deux états distincts sont obtenus. L'état OFF présente cet fois-ci trois résonances. Une est à 28.4GHz (proche de celle du RAR 1), mais les pertes sont de 9dB. En comparaison avec le RAR 1, deux autres fréquences de résonances sont apparues (à 25.4GHz et 29.4GHz), elles présentent 18dB et 13.9dB de pertes respectivement. L'état ON présente une résonance unique à 25.5GHz pour 19.9dB de pertes. La variation de phase obtenue ne correspond pas du tout aux attentes et aux simulations.

Pour le RAR 3, deux états distincts ont pu également être obtenus. L'état OFF présente des résonances similaires que pour le RAR 2. Les fréquences de résonance sont de 25.2GHz, 28.5GHz et 29.4GHz pour des pertes de 21.1dB, 9.3dB et 21.4dB respectivement. L'état ON présente cette-fois-ci trois résonances. Elles sont à 25.9GHz, 28.2GHz et 29.4GHz pour des pertes de 19.7dB, 10dB et 9.9dB respectivement. Ce RAR présente une variation de phase ressemblant à ce qu'on cherche, on a bien une poche qui se crée entre les résonances de 28.2GHz de l'état ON et 28.5GHz de l'état OFF. Le déphasage maximum entre les deux états est de 87° à 28.34GHz.

Chapitre IV. Cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz

Les résultats pour les RAR avec les MEMS RF design n°4 ne sont pas du tout concluants, et seul le RAR 3 présente un semblant de fonctionnement en termes de déphasage tout en ayant des pertes très importantes. Le RAR 1 présente un état OFF ayant une forme de courbe proche de celle attendue, mais ayant également de pertes importantes et un décalage fréquentiel.

Les résultats de mesures des RAR avec les MEMS RF design n°3 sont sur la Figure IV-24. Une maladresse fait que les résultats sont présentés uniquement sur la bande 26GHz-30GHz. Ce qui rend difficile leurs analyses étant donné que des résonances sont donc manquantes et que les phases ne commencent pas à la même valeur.

Les RAR 4 et 5 présentent des résultats très similaires. Pour leurs état OFF, trois résonances sont observées, à 28.7GHz, 29.5GHz et une hors bande de mesure, inférieure à 26GHz. Les pertes sont d'environ 8.5dB à 28.7GHz et 15dB à 29.5GHz. Ces deux fréquences de résonances sont proches de celles obtenues par simulations. Les résultats en phase sont les mêmes pour les deux RAR mais ne sont pas du tout ceux attendus en termes de forme. Mais on peut tout de même noter un déphasage de 135° et 116° à 28GHz pour les RAR 4 et 5 respectivement.

Le RAR 6 présente deux états distincts mais les fréquences de résonance sont similaires, seulement les pertes varient d'un état à l'autre.

Concernant les RAR avec la version des MEMS RF précédemment développé à XLIM (design n°0), les résultats de mesures sont sur la Figure IV-25. Aucun état ON n'a été obtenu, deux états OFF ont quand même pu être mesurés. Les RAR 7 et 8 présentent chacun quatre résonances. Deux sont communes aux deux RAR, elles sont à 27.8GHz et 29.4GHz. Ensuite, le RAR 7 présente deux autres résonances à 25.5GHz et 28.3GHz. Pour le RAR 8, les deux autres résonances sont à 26.6GHz et 28.1GHz.

Finalement, pour aucune des trois versions de RAR réalisées, les résultats ne correspondent aux simulations. Il faut noter qu'une résonance est présente sur la majorité des mesures de RAR présentées, celle à l'environ de 29.5GHz. Aux vues de cette résonance commune ainsi que des multiples résonances (avec des pertes élevées) pour la plupart des RAR, la première hypothèse, est que la polarisation et/ou les VIAS se couplent à l'onde incidente. Il est également possible que la tangente de perte ou bien la permittivité du substrat des MEMS RF puisse être renseignées de manière optimiste dans les simulations.

Après caractérisation par la méthode des cavités cylindriques fendues, le substrat présente une tangente de perte de 0.01 et une permittivité de 4.51 à la fréquence 28GHz. Précédemment le substrat était renseigné avec une tangente de perte de 0.001 et une permittivité de 4.3. Ces nouvelles valeurs ont un impact dans les pertes en simulations, mais cela ne permet pas recoller aux mesures (i.e. les nombreuses résonances).

Chapitre IV. Cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz

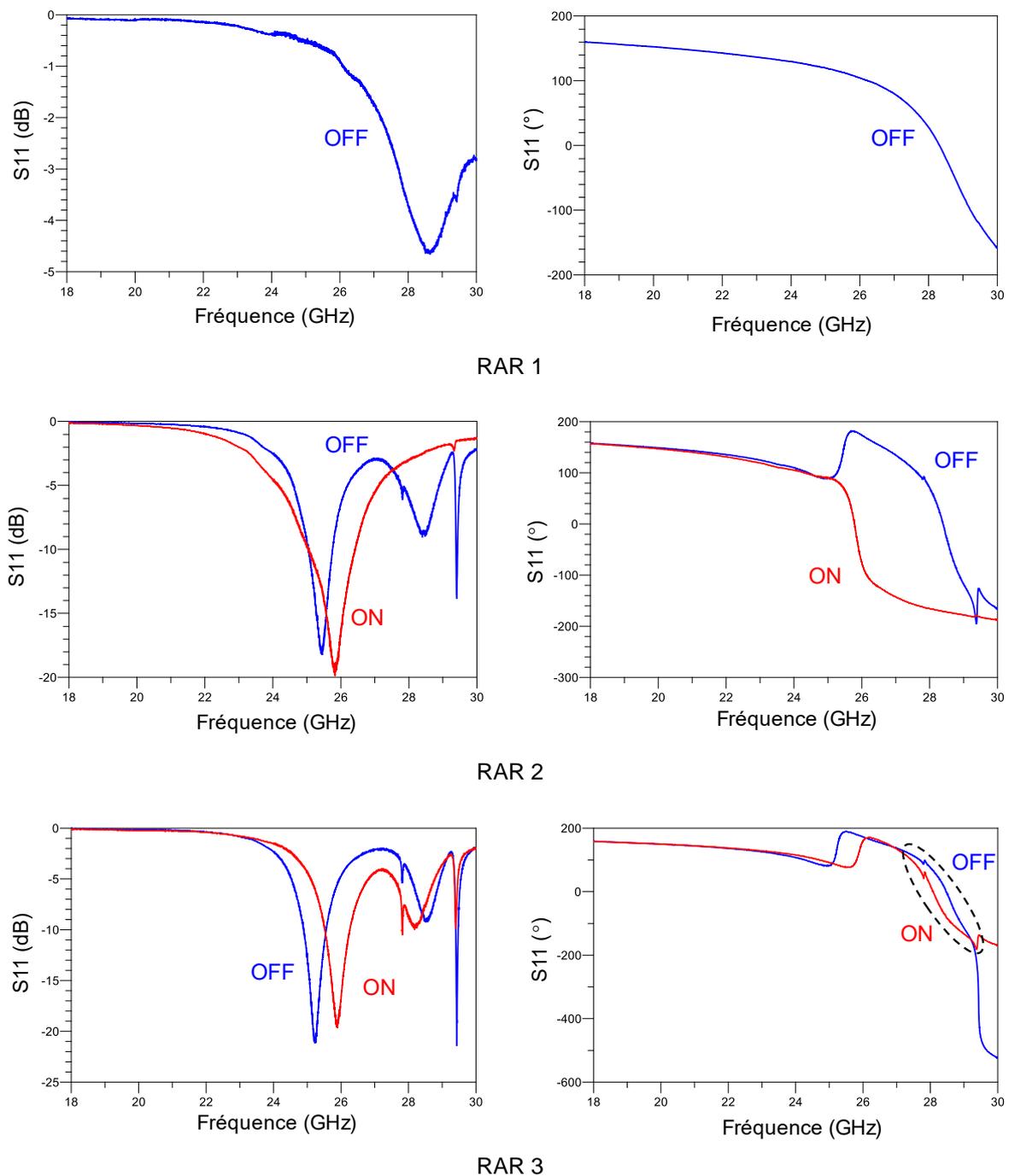
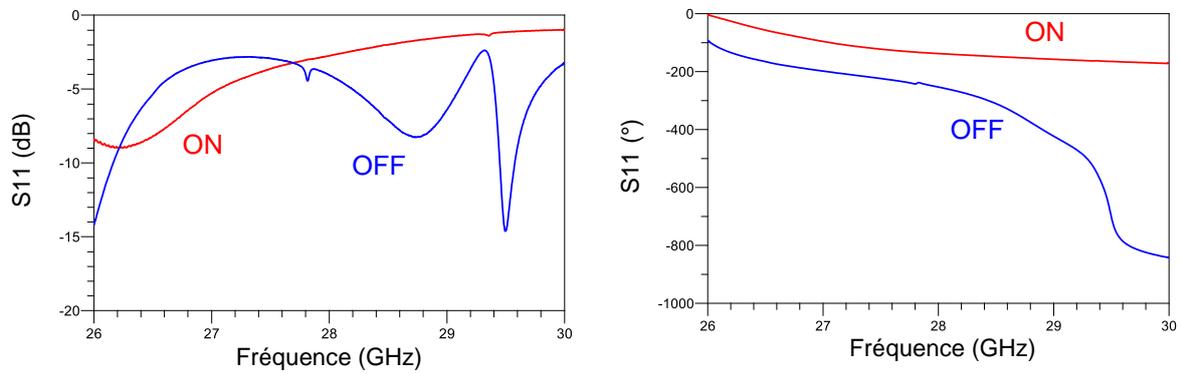
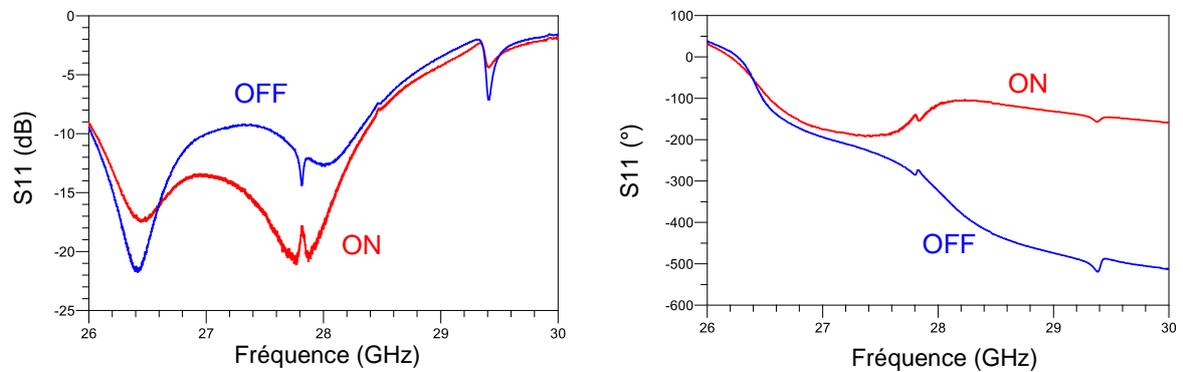


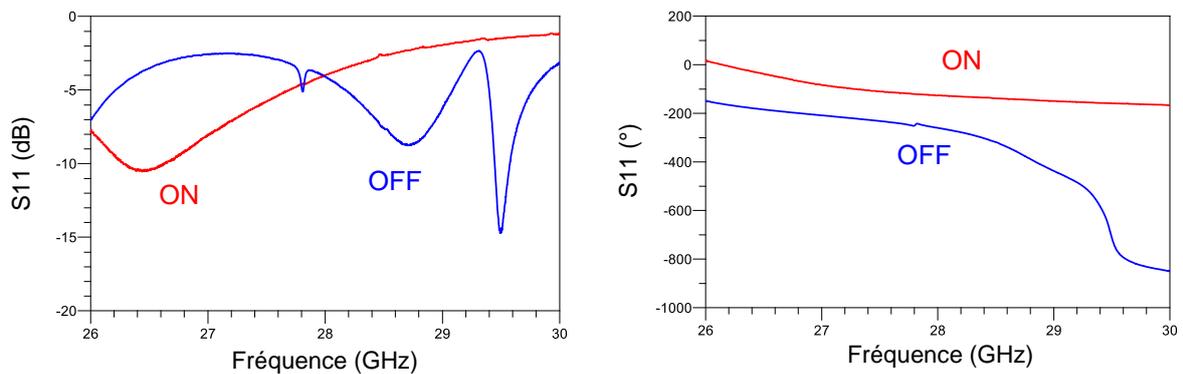
Figure IV-23 : Résultats de mesures pour trois RAR avec des MEMS RF design n°4.



RAR 4



RAR 5



RAR 6

Figure IV-24 : Résultats de mesures pour trois RAR avec des MEMS RF design n°3.

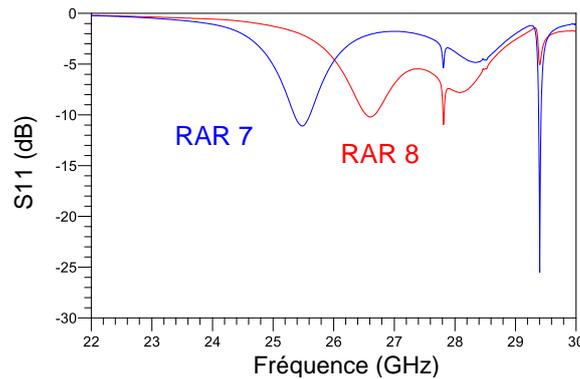


Figure IV-25 : Résultats de mesures pour deux RAR avec les MEMS RF présentés dans [19].

4.5.4. Débogage des RAR

Afin de déterminer l'origine des pertes et des multiples résonances, différents RA sont réalisés avec différentes parties du circuit comportant les MEMS RF. Les sept puces réalisées sont visibles sur la Figure IV-26. Ces puces sont fabriquées avec un unique dépôt de Ti/Au 10/400nm. Un RA sans puce a également été mesuré.

Les résultats de mesures pour les puces 1, 2, 5 et 6, ainsi que pour le RA sans puce sont visibles sur la Figure IV-27. Les résultats en module (Figure IV-27-a), pour les puces 1 et 2 et la version sans puce ne sont pas très intéressants car la fréquence de résonance se trouve en dehors de la bande de fréquences mesurée. Cependant les résultats en phase (Figure IV-27-b), indiquent un décalage de la fréquence de résonance entre les trois configurations. Le substrat et la ligne de polarisation ont donc un impact sur la fréquence de résonance.

Pour les puces 5 et 6 (Figure IV-27-c), une résonance apparaît à 29.4GHz. C'est une résonance commune à la plupart des mesures de RAR présentées précédemment.

Les résultats de mesures des puces 3, 4, et 7 sont visibles sur la Figure IV-28. Cette fois-ci que ce soit en module (Figure IV-28-a) ou en phase (Figure IV-28-b), les courbes sont similaires à ce que l'on recherche, il n'y a pas de résonance parasitant le fonctionnement. La puce P3 présente 2.36dB de pertes à 29.7GHz. En comparaison avec les RA mesurés dans la partie IV-1-3-3, les pertes étaient de 1.14dB à 29.5GHz. On est donc très proche de ce que l'on avait pour les RA fixes. Le fait d'avoir 1.22dB de différence entre ces deux valeurs peut tout à fait être associé aux pertes diélectriques amenées par le substrat de la puce.

Cependant dès que l'on rajoute la ligne de polarisation (P7), la fréquence de résonance est décalée d'environ 1GHz et les pertes augmentées de plus de 1.4dB. Ces pertes pour P7 sont difficilement comparables avec les RAR présentés précédemment, car la ligne de polarisation présente des parties résistives. Or, dans le cas des sept puces de test, l'intégralité de la métallisation (même les parties censées être résistives) est en Au. La polarisation joue bien un rôle dans les pertes des RAR, mais la mesure présentée ne permet pas de les quantifier.

Pour la puce P4, la résonance est à 27.3GHz avec des pertes de 4.3dB. Pour les RA fixes de la partie IV-1-3-3, la résonance se situait à 26.8GHz. Cependant au niveau des pertes, elles sont bien plus élevées que pour P3 (configuration équivalente, P3 et P4 ont uniquement le stub).

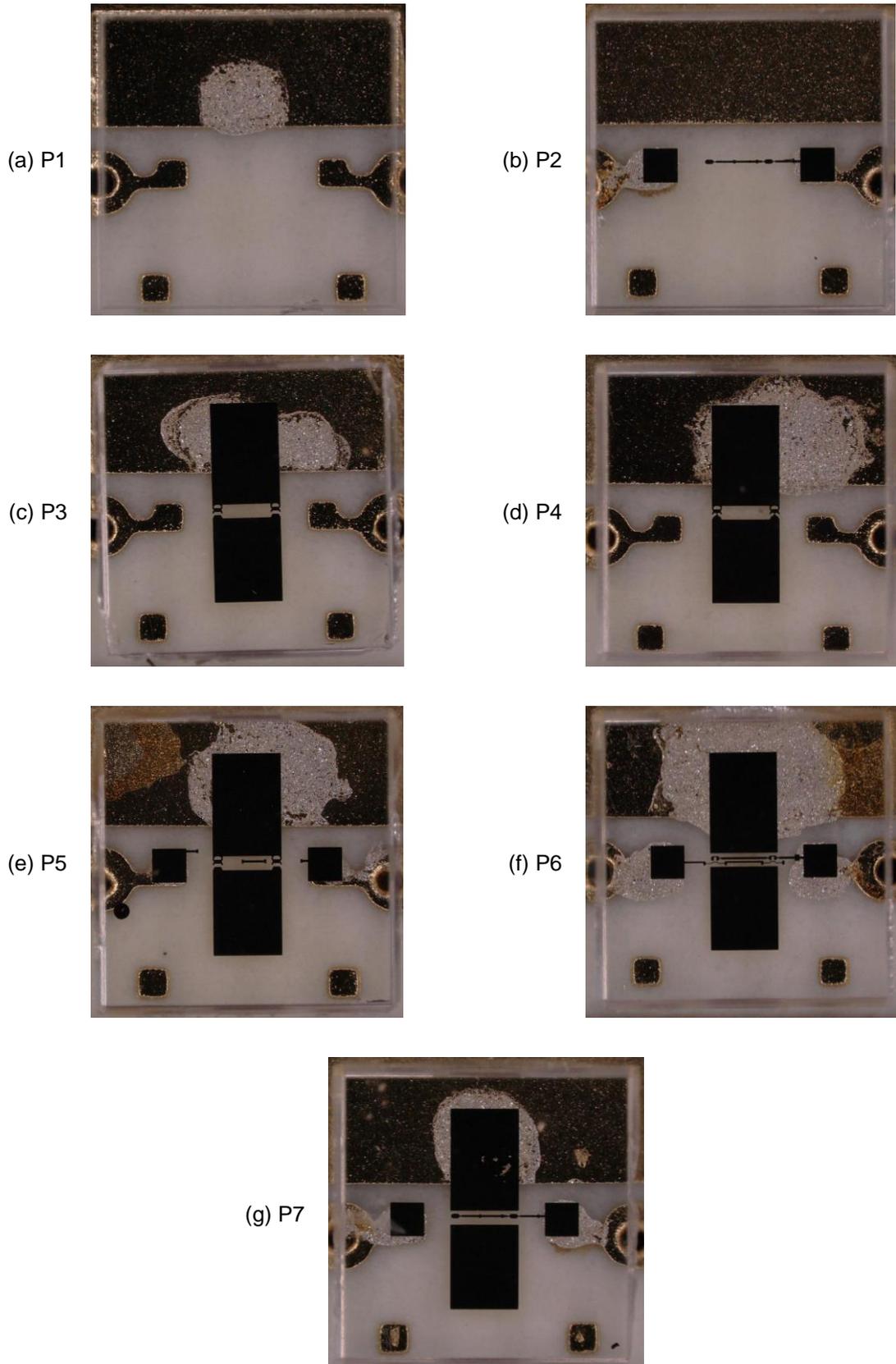
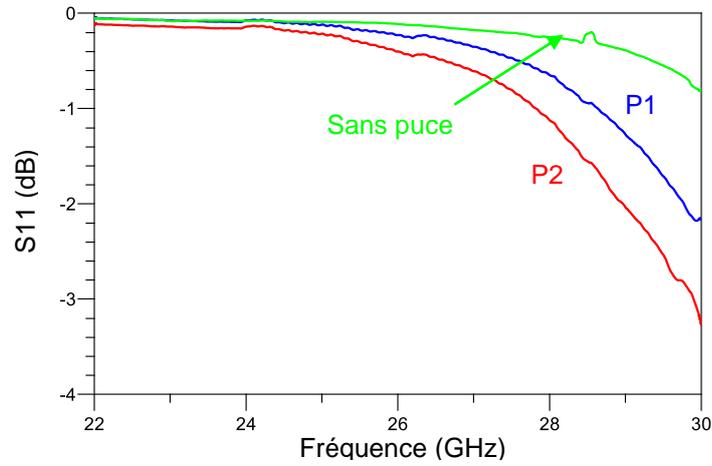
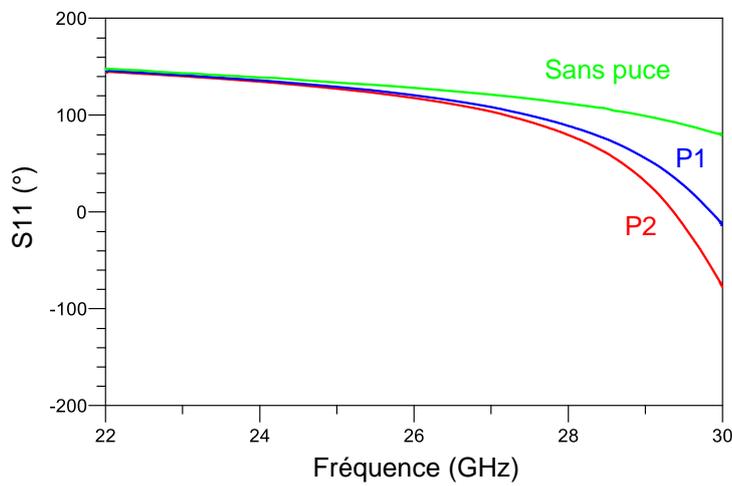


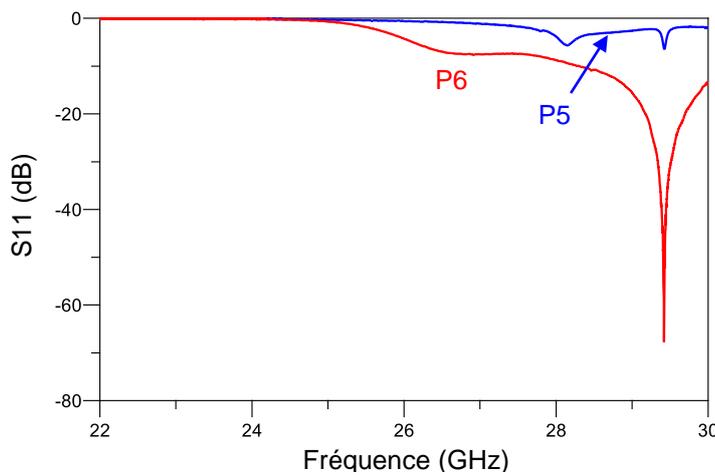
Figure IV-26 : Puces réalisées pour déboguer les résultats des RAR, (a) sans métallisation, (b) ligne de polarisation MEMS RF design n°3, (c) stub ouvert, (d) stub fermé, (e) stub ouvert + partie non résistive de la polarisation, (f) stub ouvert + ligne de polarisation des MEMS RF design n°4, (g) et stub ouvert + ligne de polarisation MEMS RF design n°3.



(a)

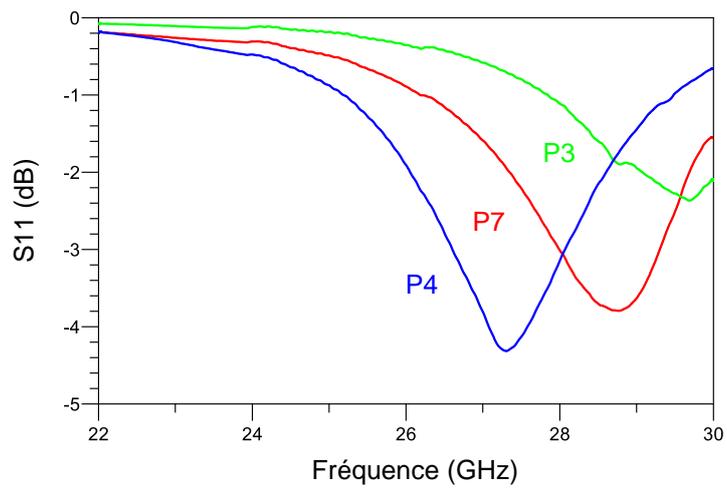


(b)

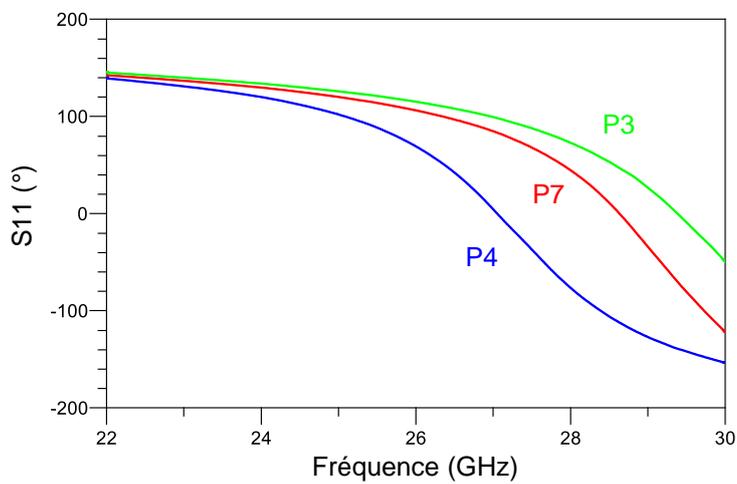


(c)

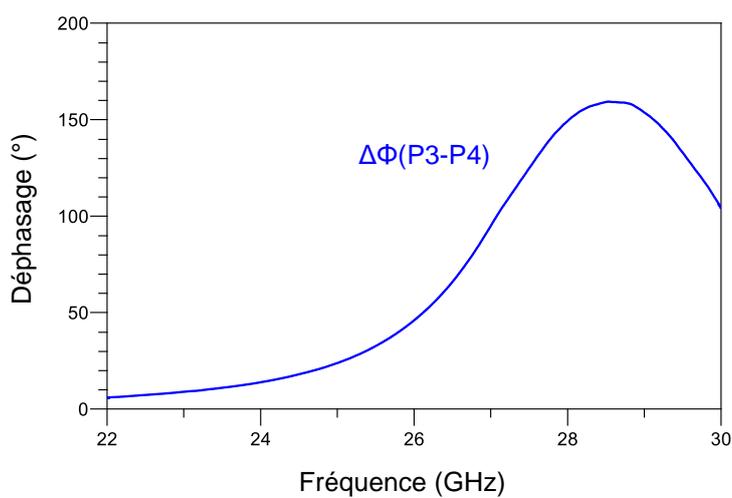
Figure IV-27 : Résultats de mesures pour, (a) les puces 1 et 2 et sans puce en modules, (b) en phase, (c) et pour les puces 6 et 7 en modules.



(a)



(b)



(c)

Figure IV-28 : Résultats de mesures pour, (a) les puces 3, 4 et 7 en module, (b) en phase, (c) et le déphasage obtenu entre les puces 3 et 4.

Chapitre IV. Cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz

Un dernier RAR a été réalisé, en prenant le stub reconfigurable avec les MEMS design n°4. Mais cette fois-ci, seul le stub est connecté à l'antenne, les plots de polarisation et de masse sont isolés des VIAS avec de la résine. Le RAR est donc dans un état OFF. Les résultats de mesures de cette configuration sont comparés à la simulation et à la mesure du RAR 3 sur la Figure IV-29.

Ces résultats sont très intéressants, la résonance vers 25GHz du RAR 3 est complètement supprimée. Les deux résonnances entre 28GHz et 30GHz sont également fortement atténuées. Les résultats de mesures avec l'isolation de VIAS se rapproche de la simulation. L'accord en fréquence est bon, mais les pertes sont loin de celles attendues en simulations. Cette comparaison amène à dire que les VIAS et les lignes de polarisation ont chacun un effet négatif dans le fonctionnement du RAR. Cependant, cette même comparaison a été réalisée pour le RAR avec les MEMS RF design n°0 (voir Figure IV-30). Et dans ce cas, les résonnances persistent et ne sont que légèrement atténuées. La mise en place de la résine sur les plots de masse et de polarisation a été complexe, et n'est pas reproductible. L'épaisseur de résine n'est pas la même dans les deux configurations (i.e. la capacité entre les plots de la puce et du PCB n'est pas la même).

Bien que les résultats de débogages ne permettent pas de prédire avec précision les différents effets des VIAS et des lignes de polarisation, ils ont pu affirmer leur fort impact dans les résultats. L'étude reste incomplète, il faudrait faire fabriquer de nouvelle antenne avec des VIAS dans différentes positions et passer sur des lignes de polarisation entièrement résistives. Un exemple de design plus adapté est sur la Figure IV-31. Il serait également intéressant de passer sur un substrat en Quartz pour la puce, afin de diminuer les pertes diélectriques. P3 démontre des pertes atteignables pour un RAR de 1.1dB à 28GHz.

Idéalement il faudrait aussi passer sur une mesure en guide d'onde WR34, pour réaliser des mesures au milieu de la bande de fréquences utilisable du guide d'onde.

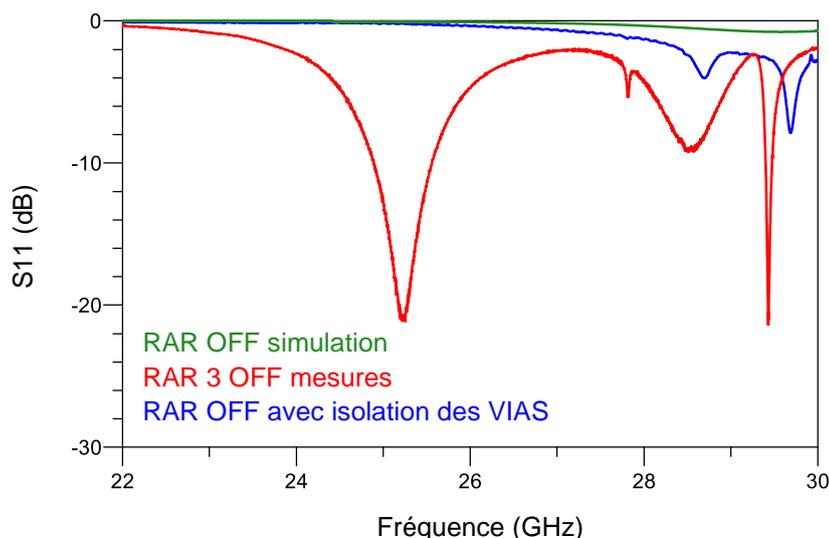


Figure IV-29 : Comparaison des résultats obtenus en mesures pour le RAR 3, en simulation, et en mesures pour un RAR (MEMS RF design n°4) avec les VIAS isolés des lignes de polarisation avec de la résine.

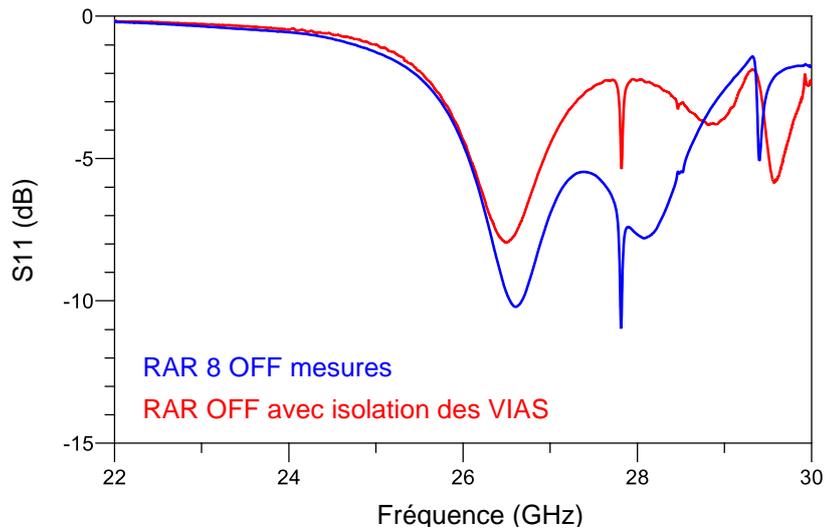


Figure IV-30 : Comparaison des résultats obtenus en mesures pour le RAR 8, pour un RAR (MEMS RF design n°0) avec les VIAS isolés des lignes de polarisation avec de la résine.

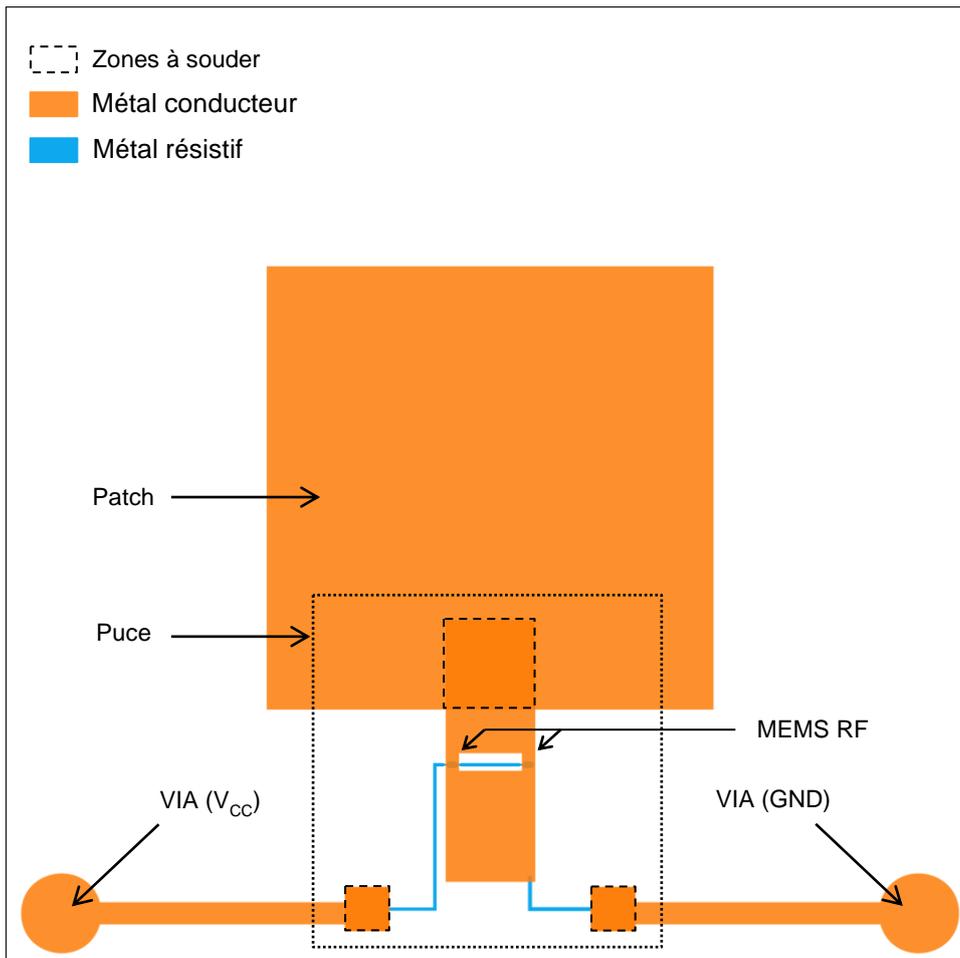


Figure IV-31 : Possibilité de design corrigeant les phénomènes de résonance.

4.6. Conclusion

Dans ce chapitre le travail consista en la réalisation d'un RAR fonctionnant à 28GHz sur 1-bit de phase, le pilotage doit se faire par une commande optique par l'intermédiaire d'un écran de type tablette. Avant de réaliser le RAR, plusieurs designs et types de RAR ont été étudiés. Finalement c'est une géométrie simple consistant en une antenne patch terminée par un stub qui a été choisie. On joue directement sur la longueur du stub du résonateur pour obtenir une variation de phase, induite par le déplacement de la fréquence de résonance. En comparaison avec les autres méthodes de RAR, les inconvénients principaux de cette méthode sont la largeur de bande ainsi que la non-linéarité de la variation de phase. Mais l'avantage est que la modification de phase se fait en face avant. Ce qui permet d'intégrer la commande en face arrière. Le dimensionnement est également relativement aisé, la méthode utilisant une fente de couplage et une ligne de déphasage est à l'inverse complexe à dimensionner.

Une première version de cellule unitaire d'un RA fixe fonctionnant à 28GHz a d'abord été présentée pour valider le concept. Le design consiste simplement en une antenne patch terminée par un stub. Pour des longueurs de stub allant de $0\mu\text{m}$ à $1000\mu\text{m}$, l'amplitude de déphasage obtenue est de 227° . Ce qui montre la possibilité d'utiliser cette géométrie pour réaliser un RAR fonctionnant sur 1-bit pour 180° de déphasage. Le RA fixe montre des pertes inférieures à 0.8dB à 28GHz pour des stubs de $200\mu\text{m}$ et $800\mu\text{m}$. Ces résultats ont permis de passer à une structure reconfigurable.

Un design de RAR a été présenté. Il se compose d'une antenne sur circuit imprimé et d'une puce en technologie MEMS intégrant un stub à longueur variable pour la reconfigurabilité du système. La puce a été réalisée avec trois versions de design de MEMS, les design n°0, n°3 et n°4. Finalement aucun des RAR n'obtiendra des résultats cohérents avec la simulation, le déphasage ainsi que les pertes ne sont pas ceux attendus. Seul le RAR 3 a permis d'obtenir des formes de courbe proche de celles attendues (sans regarder les pertes ou l'accord en fréquence).

Plusieurs designs ont alors été réalisés pour déboguer le problème. Après analyse des résultats, la ligne de polarisation et la présence des VIAS sont fortement incriminées. En effet pour la polarisation, le problème avait déjà été évoqué [51]. La simulation du RAR est complexe, certains effets ne sont pas pris en compte. Afin de palier à ces effets néfastes, un nouveau design de RAR a été proposé, mais n'a pas pu être fabriqué. Au vu des résultats obtenus à partir des designs de débogage, pour une puce sur substrat de verre, les pertes à 28GHz peuvent être attendues à 1.1dB.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les systèmes de mesure de dispositifs microondes en rayonnement sont complexes à mettre en œuvre et nécessitent des câbles métalliques qui perturbent l'environnement de mesure. Un système de mesure par rétrodiffusion est plus adapté, en permettant de s'affranchir des câbles métalliques. Cependant ce type de mesure requiert une matrice de charges la plus réduite possible, avec un fort contraste entre les charges et de court temps de commutation. Dans cet objectif la technologie des MEMS RF a suscité l'intérêt du CEA-CESTA. Cependant leur intégration dans les systèmes nécessite un packaging souvent complexe à mettre en place.

Le premier chapitre a permis de mettre en avant le choix des MEMS RF, en comparaison avec d'autres technologies comme les MOSFET ou les relais électromécaniques, pour réaliser la matrice de commutation. Leur intégration dans les systèmes a ensuite été détaillée en insistant sur le packaging au niveau zéro, nécessaire à leur intégration. Deux méthodes ont été présentées, par coques ou par couches minces. L'avantage de l'encapsulation par coque est sa simplicité de conception, cependant son montage implique un certain coût et complexité. A l'inverse, l'encapsulation par couches minces, s'intégrant directement dans le processus de fabrication du MEMS RF, celle-ci est peu coûteuse et simple. Cependant c'est son étude qui est complexe, en effet créer une cavité hermétique de quelques picolitres s'est révélée ardue dans le cadre d'un travail en laboratoire de recherches. Cependant, la très faible taille des structures fabriquées, et les bonnes performances des maquettes fabriquées sont très encourageantes pour le futur de ces technologies.

Ce chapitre a été clôt par un état de l'art des MEMS RF ohmiques encapsulés en 0-level du commerce. La littérature ne montre qu'un unique MEMS RF ohmique encapsulé en couches minces, et les performances obtenues par le composant développé dans ce travail sont d'un niveau tout à fait comparable aux travaux industriels.

Le deuxième chapitre a permis de présenter la conception d'un nouveau commutateur MEMS RF compatible avec une encapsulation au niveau zéro par couches minces. Ce travail s'est basé sur un savoir-faire déjà présent dans le laboratoire XLIM. Cependant le processus de fabrication des MEMS RF ne permettait pas une encapsulation au niveau zéro. Une étude des différentes étapes de fabrication a permis de mettre en lumière de nombreux défauts, que ce soit au niveau de l'empilement des différentes couches ou des profils de gravure.

Afin de parler à ces problèmes, une des modifications du MEMS RF de base a été de passer d'une membrane en Au électrolysé à une membrane multicouche à base d'Al évaporé en lift-off et de Si_3N_4 . Ce qui a permis d'obtenir une membrane plus fine pour une raideur équivalente. La contrainte initiale en compression du Si_3N_4 a amené cependant une nouvelle problématique. Un design possédant quatre ancrages a alors été réalisé montrant les premiers résultats concluants de ce nouveau MEMS RF compatible avec une encapsulation au niveau zéro. Ce design possédant une couche isolant l'électrode, le MEMS RF est polarisé par une tension bipolaire. Une version à deux électrodes a également été réalisée pour appliquer des signaux opposés pour palier au problème de fuite du signal de polarisation dans les accès RF.

Finalement, une étude sur les contraintes initiales du Si_3N_4 en fonction de la puissance de dépôt a été réalisée par la société Airmems. Ce qui a permis d'obtenir une membrane plus fine et plus simple. Le design associé a permis d'obtenir de bonnes performances RF mais l'isolant de l'électrode amène trop de fuites dans la polarisation à

Conclusion générale

l'état ON. Pour résoudre ce problème deux versions ont alors été fabriquées, une réduisant considérablement la capacité parasite et l'autre intégrant une électrode résistive en TaN permettant de découpler la polarisation. Ces deux versions ont montré d'excellentes performances RF jusqu'à 67GHz.

L'encapsulation 0-level n'a pas été concluante mais semble proche d'un fonctionnement. En effet le design des nouveaux MEMS RF a légèrement modifié la surface de l'encapsulation comparée à l'encapsulation présentée dans [14]. Il faudrait pour les prochains essais augmenter légèrement l'épaisseur du Si_3N_4 formant la cavité. Une fois que l'encapsulation au niveau zéro sera fonctionnelle, il faudra réaliser une caractérisation complète du switch, fiabilité, tenue en puissance, linéarité, etc.

Le troisième chapitre a été consacré à l'intégration des MEMS RF présentés dans le chapitre deux dans une matrice de commutation de charges pour réaliser des mesures d'antenne par rétrodiffusion. Une fois le système de mesure présenté, une première version de tuner sur carte à base de MEMS RF du commerce et de charges CMS a été réalisée. Ce tuner a permis de démontrer la possibilité d'obtenir un bon contraste entre les charges.

Afin de monter en fréquence et miniaturiser toujours plus le système, une version monolithique intégrant les commutateurs et les charges a été réalisée. Le tuner comprend cinq commutateurs, ceux présentés dans le chapitre deux. Les charges sont un CC, un CO, une charge adaptée en couche mince (72Ω), et deux capacités MIM (0.6pF et 1.5pF). Il possède également un through, mais est non nécessaire à une mesure en rétrodiffusion. Le tuner a montré un très bon contraste entre les différentes charges jusqu'à 20GHz.

Le tuner monolithique a été réalisé en parallèle des commutateurs et les résultats sont arrivés assez tardivement ne permettant pas de réaliser une optimisation sur les performances. En effet, les MEMS RF présentés dans le chapitre deux montrent de très bonnes performances RF jusqu'à 67GHz. On pourrait par exemple mettre deux commutateurs en parallèle pour le CC pour diminuer sa résistance série. Un autre MEMS pourrait être ajouté à l'entrée pour obtenir un meilleur CO. Les options de designs sont nombreuses et nécessitera une réflexion.

Finalement le chapitre quatre a montré l'étude d'une cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz. Le début de ce chapitre étudie les structures fixes et reconfigurables déjà existantes, mettant en lumière deux méthodes de reconfiguration de phase principalement utilisées dans la littérature. L'idée originale du reflectarray que l'on a souhaité mettre en place était son circuit de commande optique par le biais d'un écran de tablette. La commande de ce type de système est complexe dû au nombre d'éléments que l'on doit piloter indépendamment les uns des autres. La création d'une image de groupes de pixels noirs ou blancs permet de s'affranchir d'un complexe démultiplexage usuellement utilisé.

Une première structure fixe a été présentée afin de valider la méthode de reconfiguration de phase choisie. Les pertes mesurées, le déphasage et l'accord en fréquence sont relativement bons. Ce qui a permis de passer à une structure reconfigurable. Les résultats de mesures des RAR n'ont pas été concluants. Plusieurs RAR de débogage ont été réalisés afin de comprendre l'origine du problème. Ces essais ont permis de mettre le doigt sur l'impact des VIAS et des lignes de polarisation. Un nouveau design a alors été proposé déplaçant les VIAS au plus loin de l'antenne et en utilisant des lignes de polarisation entièrement résistives.

Conclusion générale

La suite de ce travail consisterait en la finalisation de l'encapsulation 0-level par couches minces, qui est primordiale. Les MEMS pourront alors être entièrement caractérisés. Le tuner est sujet à optimisation en fonction des besoins du CEA-CESTA, en tout cas il serait intéressant de d'abord monter un composant dans un système de mesure afin de valider entièrement la démarche. Une part de travail sur la commande optique reste également à faire. Pour le RAR, il faudrait les fabriquer pour des placements de VIA différents avec des lignes de polarisation entièrement résistives.

Liste des publications

E. Jouin, P. Andrieu, M. Girard and P. Blondy, "A Novel Multi-Electrode RF-MEMS Switch for Bipolar Actuation Bias Leakage Reduction," 2021 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), 2021, pp. 262-265, doi: 10.1109/IMS19712.2021.9575008.

E. Jouin, P. Andrieu, M. Girard and P. Blondy, " Cellule Unitaire d'un Reflectarray Reconfigurable à Base de MEMS RF Fonctionnant à 28 GHz," Journée Nationale des Micro-ondes, Limoges, France, 2022.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] Bettoumi Ines, Etude des commutateurs hyperfréquences à base de matériaux à changement de phase (PCM), thèse de doctorat, Limoges, Université de Limoges, 2022. Disponible sur <http://aurore.unilim.fr/ori-oai-search/notice/view/2022LIMO0029>.
- [2] « pe426525ds.pdf. » Accessed: Oct. 15, 2022. [Online]. Available: <https://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe426525ds.pdf>
- [3] A. H. Zahr et al., « RF-MEMS Switches for Millimeter-Wave Applications, » 2019 European Microwave Conference in Central Europe (EuMCE), 2019, pp. 336-338.
- [4] « Menlo_MM5130_Preliminary_Datasheet_v1.9.pdf. » Accessed: Avr. 02, 2021. [Online]. Available: https://menlomicro.com/images/general/Menlo_MM5130_Preliminary_Datasheet_v1.9.pdf .
- [5] « SMT Micro SPDT Quartz 18GHz Failsafe 24Vdc Not Soldered Standard packaging. » <https://www.radiall.com/fr/rf-microwave-switches/smt-micro-spdt-quartz-18ghz-failsafe-24vdc-not-soldered-standard-packaging-r516413100.html> (accessed Mar. 24, 2021).
- [6] N. El-Hinnawy, G. Slovin, J. Rose, et D. Howard, « A 25 THz F_CO (6.3 fs R_ON C_OFF) Phase-Change Material RF Switch Fabricated in a High Volume Manufacturing Environment with Demonstrated Cycling > 1 Billion Times », in 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Los Angeles, CA, USA, août 2020, p. 45-48. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223973.
- [7] M. Wang, Y. Shim, et M. Rais-Zadeh, « A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch », IEEE Electron Device Lett., vol. 35, n° 4, p. 491-493, avr. 2014, doi: 10.1109/LED.2014.2303972.
- [8] T. Singh et R. R. Mansour, « Miniaturized Reconfigurable 28 GHz PCM-Based 4-bit Latching Variable Attenuator for 5G mmWave Applications », in 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Los Angeles, CA, USA, août 2020, p. 53-56. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9224045.
- [9] H. C. Nathanson, W. E. Newell, R. A. Wickstrom, et J. R. Davis, « The resonant gate transistor », IEEE Trans. Electron Devices, vol. 14, n° 3, p. 117-133, mars 1967, doi: 10.1109/T-ED.1967.15912.
- [10] G. M. Rebeiz, RF MEMS. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2003. doi: 10.1002/0471225282.
- [11] « Cavendish Kinetics : Home ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.cavendishkinetics.com/>.
- [12] C. Gillot, E. Lagoutte, P. L. Charvet, F. Souchon, et N. Sillon, « Wafer Level Thin Film Encapsulation for MEMS », in 2005 Conference on High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis, Shanghai, China, juin 2005, p. 1-4. doi: 10.1109/HDP.2005.251432.
- [13] A. Persano et al., « Wafer-level thin film micropackaging for RF MEMS applications », in 2016 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP), Budapest, Hungary, mai 2016, p. 1-5. doi: 10.1109/DTIP.2016.7514826.

Références bibliographiques

- [14] 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.
- [15] K. D. Leedy, R. E. Strawser, R. Cortez, et J. L. Ebel, « Thin-Film Encapsulated RF MEMS Switches », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 16, n° 2, p. 304-309, avr. 2007, doi: 10.1109/JMEMS.2007.892915.
- [16] F. Barriere et al., « Zero level metal thin film package for RF MEMS », in 2010 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), New Orleans, LA, USA, janv. 2010, p. 148-151. doi: 10.1109/SMIC.2010.5422957.
- [17] O. Wunnicke et al., « Small, low-ohmic RF MEMS switches with thin-film package », in 2011 IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Cancun, Mexico, janv. 2011, p. 793-796. doi: 10.1109/MEMSYS.2011.5734544.
- [18] A. H. Zahr et al., « Long-term actuation demonstration of RF-MEMS switches for space applications », in 2018 Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS and MOEMS (DTIP), Roma, mai 2018, p. 1-4. doi: 10.1109/DTIP.2018.8394235.
- [19] R. Daher et P. Blondy, « A Compact Radial Divider / Combiner for High Power MEMS Switches », in 2019 49th European Microwave Conference (EuMC), Paris, France, oct. 2019, p. 172-175. doi: 10.23919/EuMC.2019.8910763.
- [20] T. A. Green, « Gold etching for microfabrication », *Gold Bull.*, vol. 47, n° 3, p. 205-216, sept. 2014, doi: 10.1007/s13404-014-0143-z.
- [21] Emilien Lemoine. Quality and Reliability of RF-MEMS Switches for Space Applications. Micro and nanotechnologies/Microelectronics. Université de Limoges, 2014.
- [22] Xiaobin Yuan, J. C. M. Hwang, D. Forehand, et C. L. Goldsmith, « Modeling and characterization of dielectric-charging effects in RF MEMS capacitive switches », in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005., Long Beach, CA, USA, 2005, p. 753-756. doi: 10.1109/MWSYM.2005.1516721.
- [23] D. Mardivirin, « Étude des mécanismes mis en jeu dans la fiabilité des microcommutateurs MEMS-RF » Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010. [Online]. Available: <http://www.theses.fr/2010LIMO4054/document>.
- [24] T. Lisec, C. Huth and B. Wagner, « Dielectric material impact on capacitive RF MEMS reliability » 34th European Microwave Conference, 2004., 2004, pp. 73-76..
- [25] J.-C. Orlianges, M. Laouini, C. Hallepee, et P. Blondy, « RF-MEMS Switched Capacitor using Ta/Ta₂O₅ Electrodes », in 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS), Los Angeles, CA, USA, août 2020, p. 41-44. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223836.
- [26] R. E. Mihailovich et al., « MEM relay for reconfigurable RF circuits », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 11, n° 2, p. 53-55, févr. 2001, doi: 10.1109/7260.914300.

- [27] M. Sakata, Y. Komura, T. Seki, K. Kobayashi, K. Sano, et S. Horiike, « Micromachined relay which utilizes single crystal silicon electrostatic actuator », in Technical Digest. IEEE International MEMS 99 Conference. Twelfth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (Cat. No.99CH36291), Orlando, FL, USA, 1999, p. 21-24. doi: 10.1109/MEMSYS.1999.746745.
- [28] D. Hyman et al., « Surface-micromachined RF MEMS switches on GaAs substrates », Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng., vol. 9, n° 4, p. 348-361, juill. 1999, doi: 10.1002/(SICI)1099-047X(199907)9:4<348::AID-MMCE6>3.0.CO;2-K.
- [29] A. Kazemipour, S.-K. Yee, M. Hudlicka, M. Salhi, T. Kleine-Ostmann, et T. Schrader, « Design and calibration of a compact quasi-optical system for material characterization in millimeter/sub-millimeter wave domain », in 29th Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2014), Rio de Janeiro, Brazil, août 2014, p. 482-483. doi: 10.1109/CPEM.2014.6898469.
- [30] Shyh-Chiang Shen et M. Feng, « Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25 GHz to 40 GHz », in International Electron Devices Meeting 1999. Technical Digest (Cat. No.99CH36318), Washington, DC, USA, 1999, p. 689-692. doi: 10.1109/IEDM.1999.824245.
- [31] « IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas », IEEE. doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6758443.
- [32] H. M, B. S, H. K. K, et D. C, « Miniature antenna radiation pattern measurement using fiber-optic link », présenté à Proc. 4th Europ. Conf. Antennas Propag., Barcelona, Spain, 2010, pp. 1-5.
- [33] François Sarrazin. Caractérisation d'antennes par la méthode du développement en singularités appliquée au coefficient de rétrodiffusion. Thèse de doctorat. Université Rennes 1, 2013. Français. (NNT : 2013REN1S080). (tel-00925409).
- [34] J. Appel-Hansen, « Accurate determination of gain and radiation patterns by radar cross-section measurements », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 27, n° 5, p. 640-646, sept. 1979, doi: 10.1109/TAP.1979.1142156.
- [35] J. Wang, Chang Choi, et R. Moore, « Precision experimental characterization of the scattering and radiation properties of antennas », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 30, n° 1, p. 108-112, janv. 1982, doi: 10.1109/TAP.1982.1142745.
- [36] J. Appel-Hansen, « A Van Atta reflector consisting of half-wave dipoles », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 14, n° 6, p. 694-700, nov. 1966, doi: 10.1109/TAP.1966.1138780.
- [37] E. Heidrich et W. Wiesbeck, « Features of advanced polarimetric RCS-antenna measurements », in Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium, San Jose, CA, USA, 1989, p. 1026-1029. doi: 10.1109/APS.1989.134874.
- [38] E. Heidrich and W. Wiesbeck, « Wideband polarimetric RCS-antenna measurement, » 1991 Seventh International Conference on Antennas and Propagation, ICAP 91 (IEE), 1991, pp. 424-427 vol.1.

- [39] W. Wiesbeck et E. Heidrich, « Wide-band multiport antenna characterization by polarimetric RCS measurements », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, n° 3, p. 341-350, mars 1998, doi: 10.1109/8.662653.
- [40] R. B. Green, *The general theory of antenna scattering*. The Ohio State University, 1963.
- [41] I. Bettoumi, K. Kiryukhina, O. Puig, et P. Blondy, « An Integrated Multiphysics Model for Phase-Change Material Switches », in *2021 51st European Microwave Conference (EuMC)*, London, United Kingdom, avr. 2022, p. 934-937. doi: 10.23919/EuMC50147.2022.9784311.
- [42] D. Berry, R. Malech, et W. Kennedy, « The reflectarray antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 11, n° 6, p. 645-651, nov. 1963, doi: 10.1109/TAP.1963.1138112.
- [43] D. M. Pozar, S. D. Targonski, et H. D. Syrigos, « Design of millimeter wave microstrip reflectarrays », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, n° 2, p. 287-296, févr. 1997, doi: 10.1109/8.560348.
- [44] M. Jiang, W. Hong, Y. Zhang, S. Yu, et H. Zhou, « A Folded Reflectarray Antenna With a Planar SIW Slot Array Antenna as the Primary Source », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 7, p. 3575-3583, juill. 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2317485.
- [45] W. Li, S. Gao, L. Zhang, Q. Luo, et Y. Cai, « An Ultra-Wide-Band Tightly Coupled Dipole Reflectarray Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, n° 2, p. 533-540, févr. 2018, doi: 10.1109/TAP.2017.2772311.
- [46] M. Hashim Dahri, M. R. Kamarudin, M. H. Jamaluddin, M. Inam, et R. Selvaraju, « Broadband Resonant Elements for 5G Reflectarray Antenna Design », *TELKOMNIKA Telecommun. Comput. Electron. Control*, vol. 15, n° 2, p. 793, mars 2017, doi: 10.12928/telkomnika.v15i1.6122.
- [47] R. Elsharkawy, A.-R. Sebak, M. Hindy, O. M. Haraz, A. Saleeb, et E.-S. M. El-Rabaie, « Single layer polarization independent reflectarray antenna for future 5G cellular applications », in *2015 International Conference on Information and Communication Technology Research (ICTRC)*, Abu Dhabi, United Arab Emirates, mai 2015, p. 9-12. doi: 10.1109/ICTRC.2015.7156408.
- [48] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cubaci, et A. Sebak, « Reflectarray with slots of varying length on ground plane », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE Cat. No.02CH37313)*, San Antonio, TX, USA, 2002, vol. 3, p. 144. doi: 10.1109/APS.2002.1018176.
- [49] E. Carrasco, M. Barba, et J. A. Encinar, « Reflectarray Element Based on Aperture-Coupled Patches With Slots and Lines of Variable Length », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, n° 3, p. 820-825, mars 2007, doi: 10.1109/TAP.2007.891863.
- [50] J. Huang et R. J. Pogorzelski, « A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, n° 5, p. 650-656, mai 1998, doi: 10.1109/8.668907.
- [51] S. V. Hum et J. Perruisseau-Carrier, « Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 1, p. 183-198, janv. 2014, doi: 10.1109/TAP.2013.2287296.

- [52] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, et T. Kuki, « 60-GHz electrically reconfigurable reflectarray using p-i-n diode », in 2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, MA, USA, juin 2009, p. 1177-1180. doi: 10.1109/MWSYM.2009.5165912.
- [53] S. V. Hum, M. Okoniewski, et R. J. Davies, « Modeling and Design of Electronically Tunable Reflectarrays », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 55, n° 8, p. 2200-2210, août 2007, doi: 10.1109/TAP.2007.902002.
- [54] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, et R. Gillard, « A steerable reflectarray antenna with mems controls », in IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2003., Boston, Mass, USA, 2003, p. 494-499. doi: 10.1109/PAST.2003.1257031.
- [55] R. R. Romanofsky, « Advances in Scanning Reflectarray Antennas Based on Ferroelectric Thin-Film Phase Shifters for Deep-Space Communications », Proc. IEEE, vol. 95, n° 10, p. 1968-1975, oct. 2007, doi: 10.1109/JPROC.2007.905065.
- [56] G. Perez-Palomino et al., « Design and Experimental Validation of Liquid Crystal-Based Reconfigurable Reflectarray Elements With Improved Bandwidth in F-Band », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 61, n° 4, p. 1704-1713, avr. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2242833.
- [57] E. Carrasco et J. Perruisseau-Carrier, « Reflectarray Antenna at Terahertz Using Graphene », IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 12, p. 253-256, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2247557.
- [58] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, et A. Sebak, « Novel Photonically-Controlled Reflectarray Antenna », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, n° 4, p. 1134-1141, avr. 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.872644.
- [59] S. A. Long et G. H. Huff, « A Fluidic Loading Mechanism for Phase Reconfigurable Reflectarray Elements », IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 10, p. 876-879, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2165930.
- [60] E. Carrasco, M. Barba, et J. A. Encinar, « X-Band Reflectarray Antenna With Switching-Beam Using PIN Diodes and Gathered Elements », IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 60, n° 12, p. 5700-5708, déc. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2208612.
- [61] K. Karnati, S. Ebadi, et X. Gong, « Effects of inter-element spacing on mutual coupling and resonant properties in reflectarray unit cell design », in 2012 IEEE Radio and Wireless Symposium, Santa Clara, CA, USA, janv. 2012, p. 83-86. doi: 10.1109/RWS.2012.6175299.
- [62] T. Metzler et D. Schaubert, « Scattering from a stub loaded microstrip antenna », in Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium, San Jose, CA, USA, 1989, p. 446-449. doi: 10.1109/APS.1989.134716.

Annexe

L'objectif du système de mesure en rétrodiffusion est d'avoir un tuner piloté par l'intermédiaire d'une fibre optique qui est transparente aux ondes électromagnétiques. Le tuner devra également fonctionner sur batterie pour avoir uniquement une fibre optique entre l'environnement de mesure et le poste de pilotage de la mesure. Le pilotage doit se faire depuis une IHM LabVIEW. Afin de réaliser ces objectifs on peut définir la chaîne de transmission visible sur la Figure A-1.

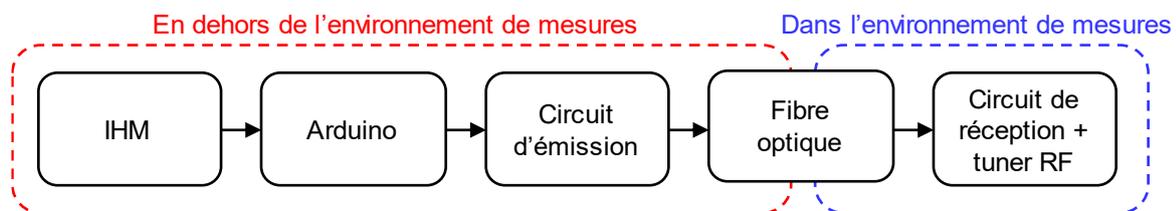
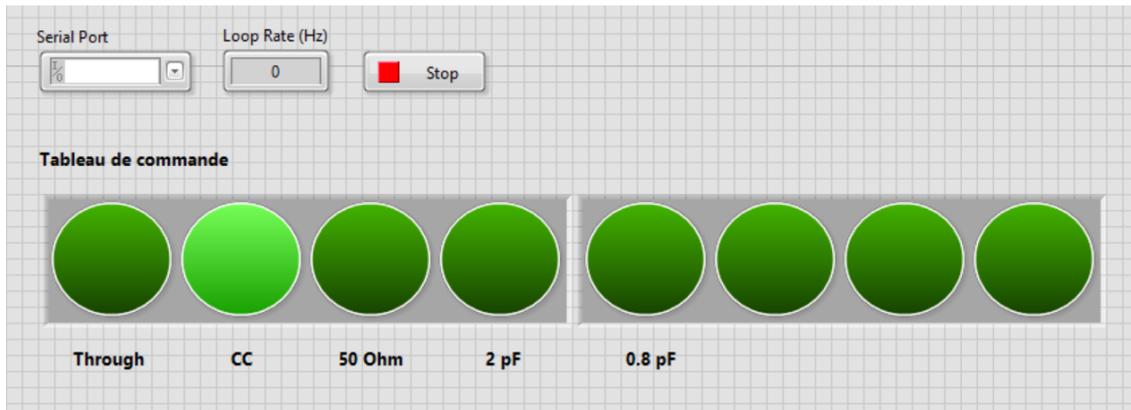


Figure A-1 : Chaîne de transmission pour la commande du système de mesure par rétrodiffusion.

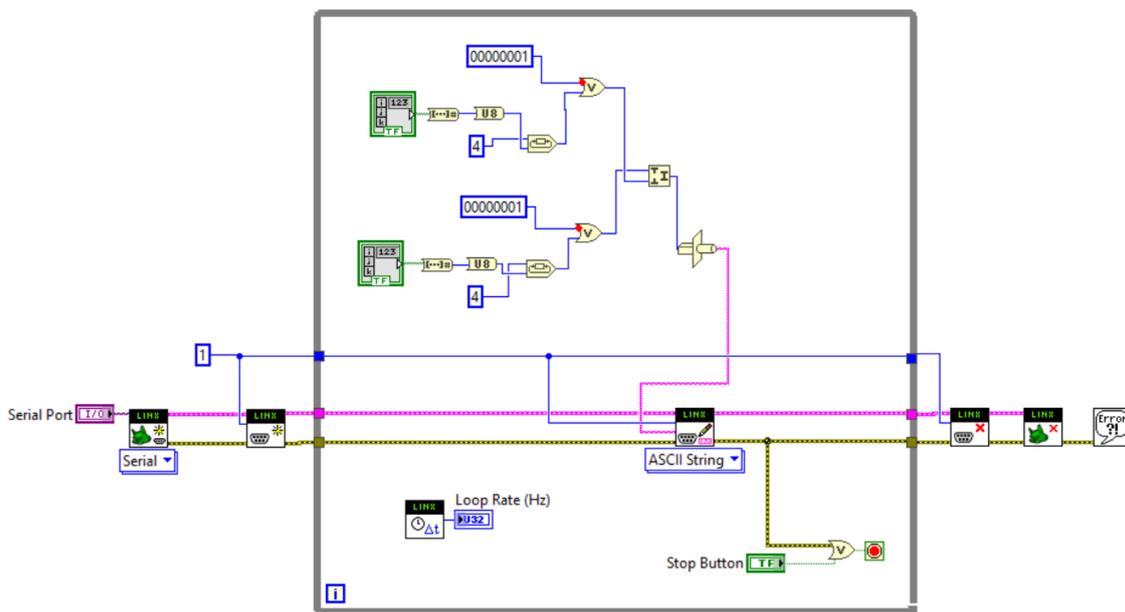
L'IHM est réalisée sur LabVIEW (Figure A-2-a). Son objectif est le pilotage d'un Arduino pour transmettre une trame UART. Le choix de la trame UART est imposé par le circuit de démultiplexage dans le circuit de réception qui est détaillé plus bas. L'IHM utilise la bibliothèque LINX qui permet de piloter l'Arduino directement depuis LabVIEW. La mise en forme des trames UART se fait en face arrière de LabVIEW (voir Figure A-2-b).

Concernant l'Arduino, c'est un Arduino MEGA 2650 qui a été choisi. Aucun programme n'est à écrire car c'est l'outil LINX qui fournit le firmware, tout se passe du côté de LabVIEW

Le circuit d'émission permet la modulation pour envoyer l'information à travers la fibre optique. Il utilise principalement un émetteur optique (HFBR-1412z) et un driver (75451). Le schéma du circuit d'émission est sur la Figure A-3. La résistance R1 permet de définir le courant passant dans la diode de l'émetteur optique. Elle dépend principalement de la longueur de la fibre optique. Dans notre cas la distance est très courte (50m), il n'y a donc pas d'importance dans ce choix. Le circuit d'émission possède également une capacité permettant de filtrer l'alimentation.



(a)



(b)

Figure A-2 : IHM LabVIEW, (a) face avant, (b) et face arrière.

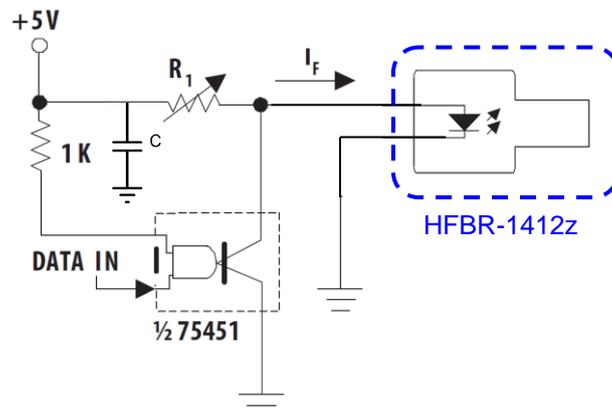


Figure A-3 : Circuit électronique pour l'émission.

Le circuit de réception se décompose en plusieurs blocs (Figure A-4). En effet, une fois l'information passée à travers la fibre optique, il faut démoduler le signal. Ensuite une étape de démultiplexage est nécessaire pour passer d'une liaison série à une liaison parallèle. Ces sorties parallèles permettent de piloter les MEMS RF indépendamment les uns des autres par l'intermédiaire d'un circuit pour driver les MEMS RF et d'un circuit permettant la création du signal de polarisation. En effet les MEMS conçus dans le cadre de ce doctorat s'actionnent par une tension bipolaire.

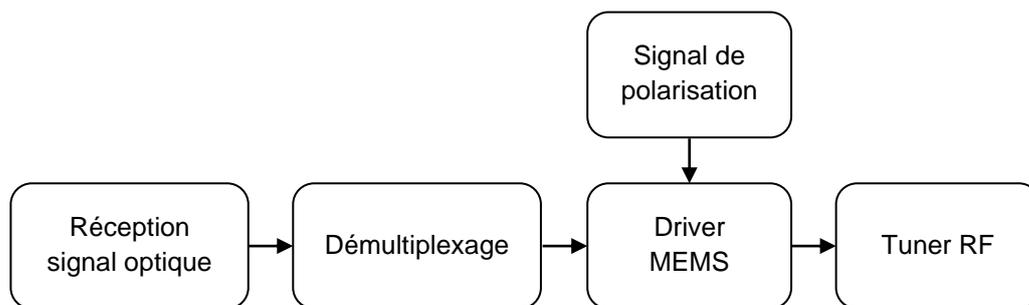


Figure A-4 : Schéma de fonction du circuit de réception.

La réception du signal optique (Figure A-5) utilise un récepteur optique (HFBR-2412z). Ce composant permet la démodulation du signal. V_{CC} et R_L sont de 5V et 1k Ω respectivement.

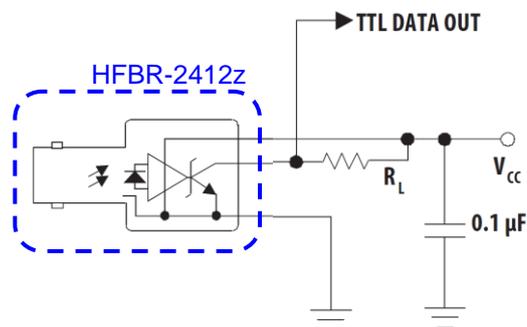


Figure A-5 : Schéma électronique de la réception du signal optique.

Le démultiplexage utilise un convertisseur (SN74LV8153PWR), il permet de convertir les données séries en données parallèles (voir Figure A-6). Dans notre cas les bits d'adresse ne sont pas utiles et donc sont câblés à la masse. Pour huit bits de données deux trames UART sont nécessaires.

Tous les éléments présentés précédemment ont été prototypés et validés. Pour la suite ce n'est pas le cas.

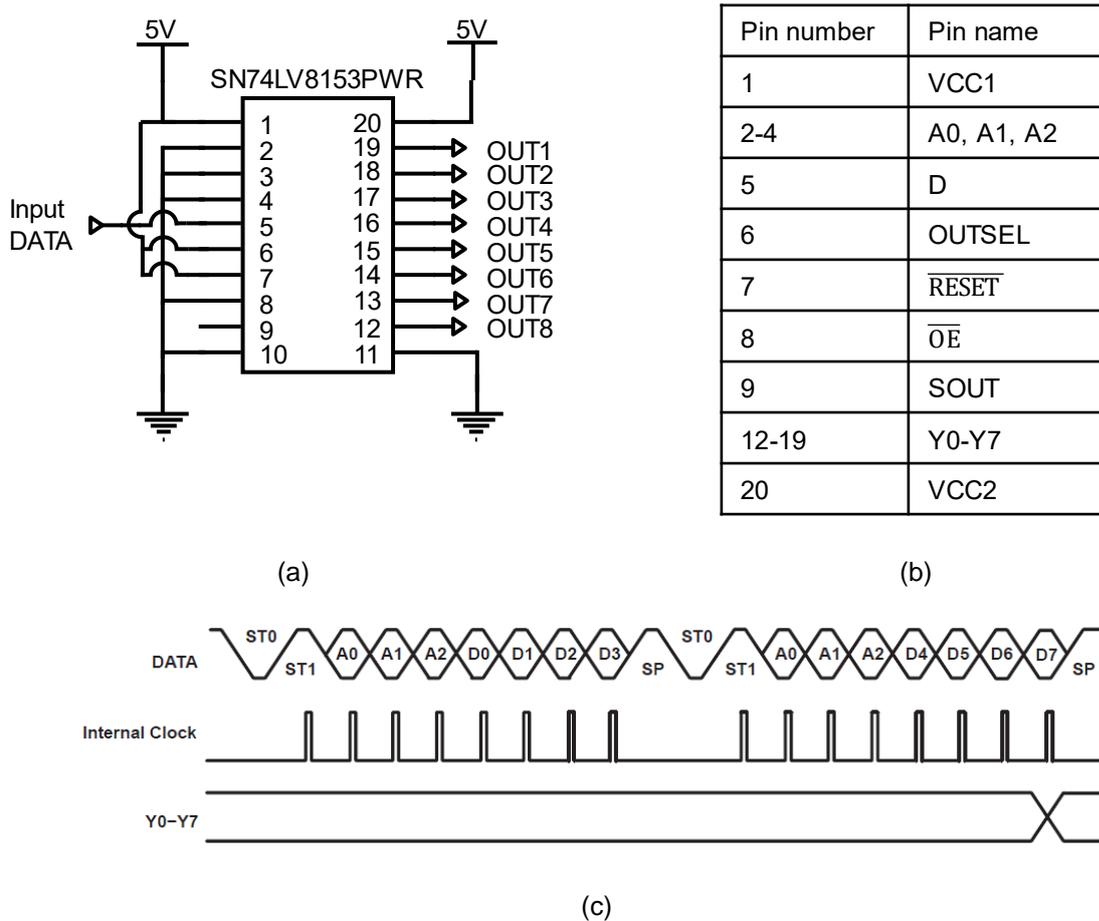


Figure A-6 : Conversion série/parallèle avec un SN74LV8153PWR, (a) schéma de câblage, (b) correspondance des broches, (c) et chronogramme.

Les MEMS RF implémentés dans le tuner nécessitent une tension de polarisation bipolaire. Le signal doit être carré de fréquence 1KHz avec des temps de montée/descente inférieurs à 200ns pour une tension de $\pm 75V$. Il faut rappeler que le système doit fonctionner sur batterie, il faut donc utiliser un convertisseur DC/DC ayant en sortie une tension symétrique (un XP POWER F02CT par exemple). Le convertisseur cité permet d'avoir $\pm 100V$ en sortie pour 50mA. Pour $\pm 75V$ le courant max qu'il peut fournir est donc de 37.5mA.

Le circuit permettant de réaliser le signal de polarisation précédemment détaillé est visible sur la Figure A-7. La première partie (en rouge) permet la création d'un signal carré de 1KHz de $\pm 2.5V$ à partir d'une horloge NE555. Pour créer le signal de 1KHz de $\pm 75V$ avec les bons temps de montée/descente (partie verte), il faut principalement des transistors, permettant de réaliser des miroirs de courant, un level-shifter et des push-pull. Le MEMS (en bleu) intervient dans le signal de polarisation par sa résistance de découplage et sa capacité parasite. Ici le circuit a été adapté aux MEMS RF design n°3 pour le processus de fabrication C.

Les résultats de simulation (Figure A-8) indique une fréquence de sortie de 1KHz pour une tension $\pm 75V$ avec une consommation crête inférieure à 33.7mA.

La dernière partie, celle pour driver les MEMS n'a pas été réalisée.

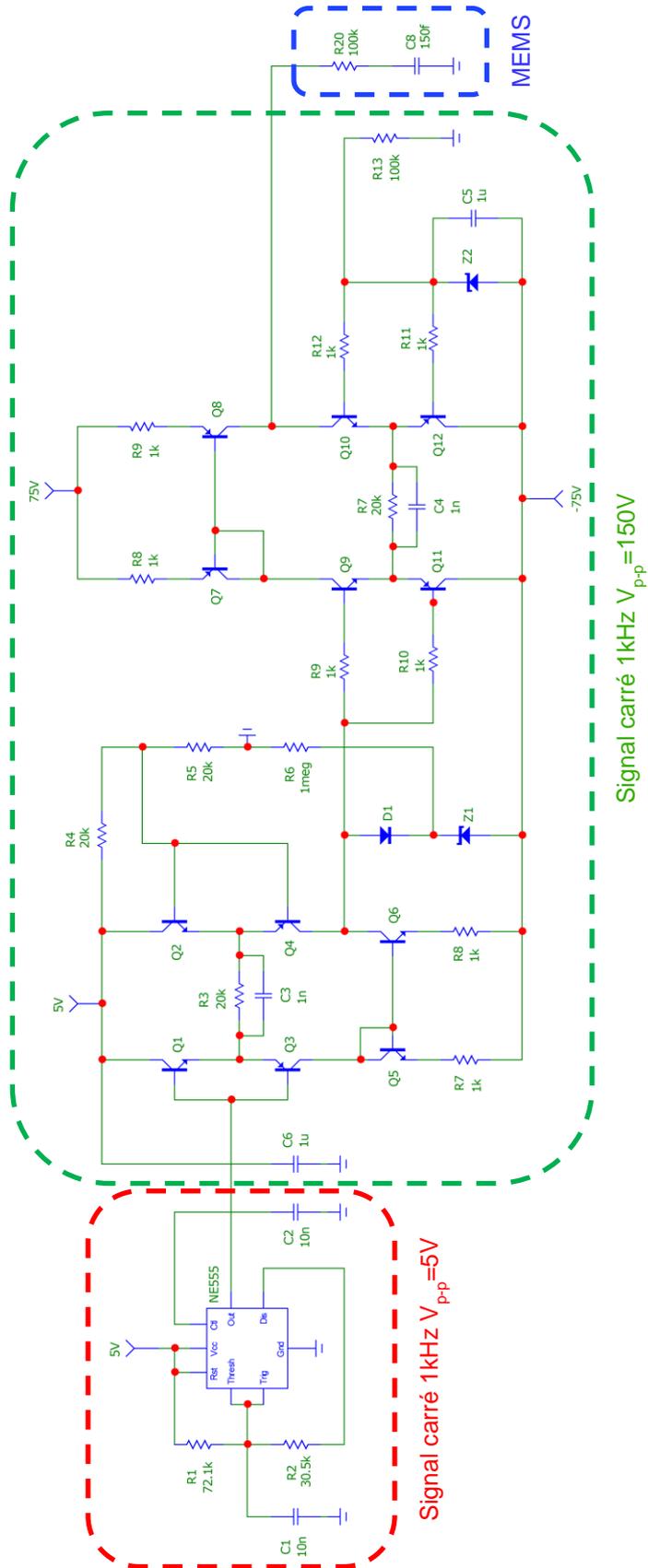


Figure A-7 : Schéma électronique du signal de polarisation.

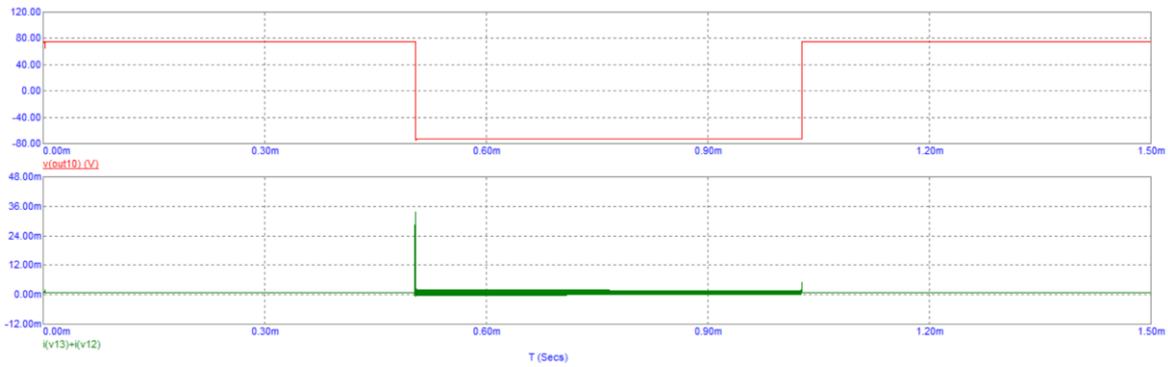


Figure A-8 : Résultats de simulations du schéma électronique créant le signal de polarisation.

Il est à noter que la tension d'activation des switches devant être bipolaire, complexifie considérablement le circuit de commande. En effet, pour des MEMS fonctionnant par une tension continue permettrait de s'affranchir du circuit de création du signal de polarisation. Et le DC/DC converter pourrait être également bien plus petit. Le DC/DC converter utilisé ici fait environ 66cm^3 pour la version ayant 10W en sortie contre 1cm^3 pour la version 1W. La version 10W est imposée par le courant crête dans le circuit formant le signal de polarisation.

Résumé

Développement d'une solution « single chip » à base de MEMS RF pour la réalisation d'un tuner pour le test de circuits microondes

Les travaux réalisés lors de cette thèse ont eu pour objectif la fabrication d'un tuner RF pour la mesure d'antenne en rétrodiffusion. Le tuner est monolithique, intégrant des MEMS RF et des charges en couches minces. Dans cette optique, un nouveau MEMS RF à contact ohmique a été fabriqué devant permettre une encapsulation au niveau zéro par couches minces. Les MEMS RF montrent de très bonnes performances jusqu'à 67GHz. L'utilisation de MEMS RF a permis l'obtention d'un tuner avec un fort contraste entre les charges jusqu'à 20GHz. Les MEMS conçus dans ce travail ont également été intégrés dans le design d'une cellule unitaire d'un reflectarray reconfigurable fonctionnant à 28GHz.

Mots-clés : MEMS RF, caractérisation d'antennes, reflectarray

Development of a single chip solution based on RF MEMS for the production of a tuner for testing microwave circuits

The work carried out during this thesis aimed to manufacture an RF tuner for antenna measurement in backscatter. The tuner is monolithic, integrating RF MEMS and thin-film loads. In this context, a new ohmic contact RF MEMS has been fabricated to allow zero-level packaging with thin film layers. RF MEMS show very good performances up to 67GHz. The use of RF MEMS allowed to obtain a tuner with a strong contrast between the loads up to 20GHz. The MEMS designed in this work were also integrated into the design of a unit cell of a reconfigurable reflectarray operating at 28GHz.

Keywords : RF MEMS, antenna measurement, reflectarray

