Nouvelles technologies pour les filtres hyperfréquences accordables

Maxime Agaty

▶ **To cite this version:**

Maxime Agaty. Nouvelles technologies pour les filtres hyperfréquences accordables. Electronique. Université de Limoges, 2018. Français. NNT : 2018LIMO0104 . tel-02025537

HAL Id: tel-02025537
https://theses.hal.science/tel-02025537

Submitted on 19 Feb 2019

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

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

Thèse de doctorat

Université de Limoges

ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique (SISMI)

Laboratoire XLIM – UMR CNRS n°7252

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Discipline : Electronique des hautes fréquences

Présentée et soutenue par
Maxime AGATY

Le 18 décembre 2018

Nouvelles Technologies pour les Filtres Hyperfréquences Accordables

Thèse dirigée par Pierre BLONDY et Claire DALMAY

JURY :

Président du jury
M. Dominique BAILLARGEAT, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs
M. Christian PERSON, Professeur, IMT Atlantique Ecole Mines-Telecoms, Bretagne
M. Anthony GHIOTTO, Maitre de conférences, ENSEIRB – MATMECA, Bordeaux

Examinateurs
Mme. Rose-Marie SAUVAGE, Ingénieur, DGA-MRIS, Responsable du domaine Nanotechnologies
M. Hervé LEBLOND, Ingénieur Thales Alenia Space, Toulouse
M. Pierre BLONDY, Professeur, Université de Limoges

Invités
Mme. Claire DALMAY, Maitre de conférences, Université de Limoges
M. Aurélian CRUNTENAU, Chargé de Recherche , Limoges

A ma famille

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Dominique BAILLARGEAT de m'avoir permis de réaliser ces travaux de thèse au sein du laboratoire XLIM ainsi que d'avoir accepté de présider ce jury.

Je remercie Monsieur Christian PERSON et Monsieur Anthony GHIOTTO d'avoir accepté de rapporter ces travaux.

J'adresse de profonds remerciements à Madame Rose-Marie SAUVAGE pour sa participation en tant qu'examinatrice ainsi que pour les précieux conseils qu'elle m'a donnés lors de nos réunions.

Je remercie également Monsieur Hervé LEBLOND d'avoir accepté d'examiner ces travaux de thèse.

Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur Aurélian CRUNTEANU pour avoir accepté l'invitation à cette soutenance.

J'aimerais exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Pierre BLONDY et Madame Claire DALMAY pour m'avoir encadré tout au long de cette thèse, pour leur aide et leur soutien.

J'aimerais également remercier Jean-François CAPERAN pour les très nombreuses cavités usinées durant ces trois ans.

J'adresse mes plus vifs remerciements aux membres du laboratoire et tous les doctorants et amis que j'ai eu la chance de rencontrer au cours de cette aventure, pour leurs conseils, leurs soutien et leur bonne humeur. La liste est longue mais je pense notamment à Aurélian CRUNTENAU, Arnaud POTHIER, Romain STEFANINI, Marie-Laure GUILLAT, Damien PASSERIEUX, Clément HALLEPEE, et bien évidemment tous mes compères de salle blanche, Ling Yan ZHANG, Clément DORION, Areski Ghalem, Maxime RABANNE, Cyril GUINES, François DAVID.

Evidemment je n'oublie pas « Boy » Anael LOHOU pour tous ces bons moments qui ont été d'un immense soutien et pour son rire si singulier mais tellement communicatif.

Enfin je finirai en remerciant ma famille ainsi les membres de la NFL, ils se reconnaitront, pour leur indéfectible joie de vivre.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

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/*

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des matières

Remerciements 4

Droits d'auteurs 5

Sommaire 6

Introduction générale 17

Chapitre I. Les MEMS-RF et leurs application aux filtres accordables 18

I. Introduction 19

II. L'ère spatiale 19

II.1. Histoire 19

II.2. Découpage et répartition du spectre fréquentiel 22

II.3. Le marché de l'industrie spatiale 24

II.4. Les différents types de satellites 25

II.4.a. Les satellites géostationnaires 25

II.4.b. Les satellites à défilement 26

II.5. Les « High Throughput Satellites » (HTS) 27

II.6. Les nouveaux acteurs du spatial 29

II.7. Architecture d'un satellite 30

III. Le principe du filtrage 33

IV. Etat de l'art des filtres micro-ondes 34

IV.1. Les filtres planaires 34

IV.1.a. Filtres à lignes coplanaires 38

IV.1.b. Filtres à lignes microrubans 39

IV.2. Les filtres volumiques 44

IV.2.a. Les filtres à cavités métalliques 45

IV.2.b. Les filtres à résonateurs diélectriques 46

IV.2.c. Les filtres à guides d'ondes 47

IV.2.d. Les filtres SIW 48

IV.2.e. Récapitulatif 49

IV.3. Les filtres accordables 49

IV.3.a. Filtres planaires accordables 50

IV.3.b. Filtres volumiques accordables 52

IV.4. La technologie MEMS 56

IV.4.a. Les commutateurs MEMS-RF ohmiques 58

IV.4.b. Les MEMS-RF capacitifs 59

IV.4.c. Les différentes sources de défaillances 60

IV.4.d. Etat de l'art des commutateurs ohmiques 61

IV.4.e. Etat de l'art des MEMS-RF capacitifs 63

IV.4.f. Les circuits Digitally Tunable Capacitor (DTC) 64

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.5. Les filtres accordables à MEMS-RF....66
IV.5.a. Les filtres planaires accordables à MEMS-RF....66
IV.5.b. Les filtres volumiques accordables à MEMS-RF....68
IV.5.c. Bilan des filtres accordables à MEMS-RF....69
V. Conclusion....69
I. Introduction....72
II. Conception d'un filtre planaire accordable fort Q_0 à MEMS-RF....73
II.1. Conception de la capacité MEMS-RF....73
III. Réalisation d'une cavité accordable fort Q à MEMS-RF en bande Ku....78
III.1. Principe de fonctionnement....78
III.2. Design du composant MEMS-RF....80
III.3. Design du plot capacitif....83
III.4. Influence du gap RF....87
III.5. Le réseau de polarisation....88
III.6. Le procédé de fabrication....88
III.7. Simulations....94
III.8. Mesures....98
IV. Réalisation d'un filtre accordable fort Q à MEMS-RF en bande Ku....100
V. Conclusion....107
I. Introduction....109
II. Conception d'un filtre volumique accordable fort Q_0 à base de dioxyde de vanadium....109
II.1. Présentation du dioxyde de vanadium....109
II.1.a. Variation des propriétés électriques du dioxyde de vanadium....110
II.1.b. Variation des propriétés structurales du dioxyde de vanadium....111
II.1.c. Variation des propriétés optiques et mécaniques....112
II.1.d. Mécanisme de la transition Isolant vers Métal du dioxyde de vanadium 112
II.2. Principales applications du dioxyde de vanadium....113
II.2.a. Les commutateurs DC....113
II.2.b. Les commutateurs RF....114
II.2.c. Les filtres accordables....115
II.2.d. Bilan des dispositifs à base de dioxyde de vanadium....117
II.3. Réalisation d'une cavité accordable fort Q à base de VO_2 en bande Ku....118
II.3.a. Principe de fonctionnement....118
II.3.b. Influence de l'épaisseur de la couche de dioxyde de vanadium....120
II.3.c. Influence du gap RF....121
II.3.d. Le procédé de fabrication....122

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.3.e. Simulations Electromagnétiques 127
II.3.f. Mesures 129
II.4. Réalisation d'une filtre accordable fort Q à base de VO_2 en bande Ku 132
III. Conclusion 136
I. Introduction 138
II. Conception de filtres SIW accordables 139
II.1. Filtres SIW à fréquence de résonance fixe 139
II.2. Filtres SIW accordables 140
II.2.a. Filtres SIW accordables à l'aide de varactors 140
II.2.b. Filtres SIW accordables à l'aide d'actionneurs piézoélectriques 140
II.3. Design d'un filtres SIW accordable à l'aide d'un DTC MEMS-RF en bande Ka 141
II.3.a. Présentation du filtre 141
II.3.b. Procédé de fabrication 143
II.3.c. Simulation du filtre 143
II.4. Design d'un filtre SIW accordable à l'aide de switches de VO_2 en bande Ka 145
II.4.a. Présentation du filtre 145
II.4.b. Simulation du filtre 147
II.4.c. Fabrication et mesure du filtre 147
II.4.d. Mesure en température du filtre 150
II.4.e. Bilan des filtres SIW accordables 151
III. Conception de filtres accordables à cavités silicium 151
III.1. Filtres accordables à cavité silicium 151
III.2. Design d'un résonateur et d'un filtres SIW accordables à l'aide de switches de VO_2 en bande V 152
III.2.a. Les différentes méthodes de gravure 152
III.2.b. Présentation du résonateur 154
III.2.c. Résultats de simulation 156
III.2.d. Présentation du filtre 156
III.2.e. Bilan des filtres accordables en silicium 156
IV. Conclusion 158
Conclusion générales 159
Bibliographie 162
Résumé 170

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations

Figure I.1 : Boulet imaginé par Jules Verne 250
Figure I.2 : Orbite géostationnaire telle qu'imaginée par Arthur Charles Clarke 251
Figure I.3 : Les premiers satellites de télécommunication....252
Figure I.4 : Répartition des revenus générés par l'industrie spatiale et satellitaire et répartitions des satellites par secteurs d'utilisation [6] 254
Figure I.5 : Evolution du prix du Gbps du satellite, du moins récent au plus récent [7]....255
Figure I.6 : Occupation de l'orbite géostationnaire....256
Figure I.7 : Illustration d'une constellation de satellites à défilement 257
Figure I.8 : Comparaison entre une couverture conventionnelle et multifaisceaux....258
Figure I.9 : Configuration « 4 couleurs » 258
Figure I.10 : Couverture de Ka-Sat....259
Figure I.11 : Couverture de ViaSat 2529
Figure I.12 : Le drone de Facebook, le ballon de Google et le microsatellite de OneWeb 25
Figure I.13 : Schéma général d'une chaine d'émission-réception d'un satellite de télécommunications....25
Figure I.14 : Fonction porte, réponse idéale d'un filtre 25
Figure I.15 : Ligne coplanaire et ses lignes de champs 25
Figure I.16 : Ligne micro-ruban et ses lignes de champs....25
Figure I.17 : Réponse d'un filtre des résonateurs présentant différentes valeurs de Q_0 [12] .25
Figure I.18 : Exemple d'un filtre 2 pôles conçu à partir de résonateurs coplanaires....25
Figure I.19 : Les différentes topologies de filtres à lignes couplées (a) filtres à couplage aux extrémités, (b) filtre à couplage latéral, (c) filtres avec résonateurs en épingles 39
Figure I.20 : Schéma d'un filtre interdigités....25
Figure I.21 : Schéma de filtres (a) à stubs court circuités (b) à stub en circuit ouvert....25
Figure I.22 : Schéma d'un filtre comb-line....25
Figure I.23 : Schéma d'un filtre DBR 25
Figure I.24 : Filtres à lignes suspendues 25
Figure I.25 : Vue en coupe d'un filtre suspendu placé dans une cavité usinée et métallisée [31]....25
Figure I.26 : Etapes de conception d'un circuit planaire multicouches 25
Figure I.27 : Les filtres BAW et SAW [32] 25
Figure I.28 : Filtre à cavités rectangulaires en bande X [33] 25
Figure I.29 : Filtre à cavité unique et réparation des champs électromagnétiques au sein de la cavité [35]....45
Figure I.30 : Utilisation de vis pour le réglage de la réponse du filtre [37] 46
Figure I.31 : Filtre à résonateurs diélectriques....47
Figure I.32 : Filtre à guide d'onde avec inserts métalliques....47
Figure I.33 : Filtre SIW [42]....48
Figure I.34 : Filtre SIW présentant un couplage entre les résonateurs non adjacents 1 et 4 [43]....48
Figure I.35 : Filtre SIW dont les cavités sont empilées [44]....49
Figure I.36 : Schéma d'une chaine d'émission réception satellite non accordable et accordable [45]....50
Figure I.37 : Filtre planaire accordable à l'aide de diode PIN [47] 51
Figure I.38 : Filtre planaire 4 pôles accordable par l'intermédiaire de diode Schottky [49] 52
Figure I.39 : Filtre planaire 4 pôles accordable à l'aide de capacités ferroélectriques [50] 52
Figure I.40 : Filtre volumique accordable à l'aide d'un capot mobile [51] 53
Figure I.41 : Filtre volumique accordable à l'aide d'un plongeur contrôlé par piston [52]....54
Figure I.42 : Filtre accordable à l'aide de perturbateurs diélectrique [53] 54

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure I.43 : Filtre SIW accordable à l'aide de varactors [54] 55
Figure I.44 : Filtre SIW accordable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques [55] 55
Figure I.45 : Le transistor à grille résonante [56] 56
Figure I.46 : Le composant MEMS de Goldsmith [58] 57
Figure I.47 : Commutateur ohmique à l'état ouvert et son schéma électrique équivalent 58
Figure I.48 : Commutateur ohmique à l'état passant et son schéma électrique équivalent 58
Figure I.49 : MEMS-RF capacitif placé en série à l'état haut et bas et les schémas électriques équivalents associés 59
Figure I.50 : MEMS-RF capacitif placé en parallèle à l'état haut et bas et les schémas électriques équivalents associés 59
Figure I.51 : Microphotographie du composant MEM-RF de Menlomicro [62] 61
Figure I.52 : Photographie du commutateur ohmique encapsulé d'Airmems [63] 62
Figure I.53 : Commutateurs MEMS-RF de Analog Devices [64] 62
Figure I.54 : Photographie du MEMS-RF capacitif de Raytheon [65] 63
Figure I.55 : Photographie du MEMS-RF capacitif de MEMtronics [66] 63
Figure I.56 : Photographie et schéma du MEMS-RF capacitif développé par Xlim [67] 64
Figure I.57 : Principe de fonctionnement d'un DTC [68] 64
Figure I.58 : Photographie du circuit DTC développé par Cavendish Kinetics [69] 65
Figure I.59 : Photographie et mesures du filtre accordable à MEMS-RF conçu par UCSD [70] 66
Figure I.60 : Photographie et mesures du filtre accordable conçu par Xlim [71] 67
Figure I.61 : Image et mesures du filtre développé par UCSD et utilisant le DTC de Cavendish Kinetics [72] 67
Figure I.62 : Schéma (a) mesures du filtre accordable avec inserts métalliques (b) et microphotographies des commutateurs ohmiques (c) [74] 68
Figure I.63 : Schéma et mesures du filtre à membrane mobile [75] 69
Figure II.1 : Illustration du compromis entre le Q de capacités MEMS, à semi-conducteur et mécanique 74
Figure II.2 : Schéma d'une capacité MEMS-RF à l'aide de plaques parallèles 74
Figure II.3 : Illustration de la réduction de la capacité permettant de maximiser le Q_0 75
Figure II.4 : Utilisation de 3 bits permettant de générer une variation géométrique de la valeur de capacité 76
Figure II.5 : Schéma du DTC MEMS-RF vu du dessus et en coupe 78
Figure II.6 : Schéma de la cavité vu en coupe et du dessus 79
Figure II.7 : Schéma de la variation de capacité parasite C_{post} par actionnement des poutres MEMS-RF 79
Figure II.8 : Evolution de la déflexion de la poutre en fonction des contraintes axiales résiduelles 81
Figure II.9 : Design des poutres avec corrugations 81
Figure II.10 : Déflexion en fonction des contraintes axiales résiduelles pour des poutres planes et avec corrugations 82
Figure II.11 : Déflexion en fonction des contraintes résiduelles pour différentes hauteurs de corrugations 82
Figure II.12 : Déflexion en fonction des contraintes résiduelles pour différentes longueurs de corrugations 83
Figure II.13 : Récapitulatifs des dimensions du DTC MEMS-RF 84
Figure II.14 : Schéma des différentes capacités présentes dans la cavité 84
Figure II.15 : Evolution de la bande d'accord et du Q_0 en fonction de la géométrie de la cavité [84] 85

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations

Figure II.16 : Schéma du plot capacitif simulé 86
Figure II.17 : Influence de la profondeur de la discontinuité sur la bande d'accord et le Q_0...86
Figure II.18 : Influence du gap RF sur le Q_0 et la plage d'accord 87
Figure II.19 : Schéma du réseau de polarisation 89
Figure II.20 : Influence de l'épaisseur de l'électrode sur le Q_0....89
Figure II.21 : Schéma du réseau de polarisation à trois électrodes....90
Figure II.22 : Dépôt et gravure du SiN 90
Figure II.23 : Réalisation de la couche sacrificielle et des corrugations 91
Figure II.24 : Schéma du substrat après l'électrolyse des poutres 92
Figure II.25 : Obtention de la couche d'or électrolysée permettant de contrôler les gap RF..92
Figure II.26 : Composant MEMS-RF avant libération....93
Figure II.27 : Composant MEMS-RF après libération 93
Figure II.28 : Résumé du procédé de fabrication 94
Figure II.29 : Simulations de la raideur des poutres MEMS-RF 95
Figure II.30 : Schéma du résonateur simulé 96
Figure II.31 : Résultats de simulation du résonateur....97
Figure II.32 : Photographies du résonateur....98
Figure II.33 : Mesure du résonateur....99
Figure II.34 : Comparaison entre les retro-simulations et les mesures pour différents états des poutres MEMS-RF 99
Figure II.35 : Schéma du filtre accordable 2 pôles simulé....100
Figure II.36 : Résultats de simulation du filtre accordable 2 pôles 101
Figure II.37 : Photographies de la cavité ainsi que du filtre après montage de la cavité 102
Figure II.38 : Résultats de mesure du filtre accordable 2 pôles....102
Figure II.39 : Conséquence d'une différence de gap RF entre les cavités sur la réponse électromagnétique du filtre 103
Figure II.40 : Comparaison entre les mesures et les rétro-simulations du filtre 2 pôles.....104
Figure II.41 : Schéma du nouveau design du filtre accordable 2 pôles 105
Figure II.42 : Résultats de simulation du nouveau design du filtre 106
Figure II.43 : Résultats de mesure du nouveau design du filtre 106
Figure III.1 : Variation de la résistivité du VO2 en fonction de la température 111
Figure III.2 : Changement de structure de VO_2 [96] 111
Figure III.3 : Analyse DRX du changement de phase de la couche de VO_2 en fonction de la température [97]....112
Figure III.4 : Variation de la transmission optique et du module d'Young du VO2 [99] 113
Figure III.5 : Schéma d'un commutateur DC à base de VO2 et sa caractéristique I-V [101] 114
Figure III.6 : Mesure des paramètres-S d'une ligne coplanaire présentant un commutateur RF en série et en parallèle [103]....115
Figure III.7 : Schéma et photographie du filtre accordable à base de SRRs chargés par des switches de VO_2 de XLIM [104] 116
Figure III.8 : Mesures du filtre à base de SRRs chargés par des patches de VO2 de XLIM [104]....116
Figure III.9 : Schéma, photographie et mesures du filtre stop bande à base de switches VO2 [105]....117
Figure III.10 : Schéma du résonateur vu en coupe et de dessus 119
Figure III.11 : Schéma de la variation de la capacité parasite C_{post} par actionnement thermique de la MIT du VO_2 119
Figure III.12 : Influence de l'épaisseur de la couche de VO2 sur le Q0 du résonateur 120
Figure III.13 : Influence du gap RF sur la plage d'accord et le Q_0 du résonateur....121

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations

Figure III.14 : Diffractogramme aux rayons X pour les différentes méthodes de dépôt du VO2 [97] 122
Figure III.15 : Evolution de la résistivité en fonction de la température pour les 3 types de dépôt [107] 123
Figure III.16 : Photographie du dépôt de VO_2 123
Figure III.17 : Gravure du VO_2 124
Figure III.18 : Dépôt du plan de masse par lift-off 124
Figure III.19 : Electrolyse du plan de masse 125
Figure III.20 : Electrolyse partielle d'or permettant de contrôler le gap RF 125
Figure III.21 : Microphotographies du switch de dioxyde de vanadium et schéma du substrat 126
Figure III.22 : Schéma du résonateur après collage de la cavité 126
Figure III.23 : Résumé du procédé de fabrication 127
Figure III.24 : Schéma du résonateur simulé 128
Figure III.25 : Résultats de simulation du résonateur 129
Figure III.26 : Photographies du résonateur 129
Figure III.27 : Mesure de la plage d'accord du résonateur et de la résistivité et conductivité du dioxyde de vanadium 130
Figure III.28 : Comparaison entre les simulations et les mesures 131
Figure III.29 : Comparaison entre les simulations et les rétro-simulations 131
Figure III.30 : Schéma du filtre simulé 132
Figure III.31 : Résultats de simulation du filtre accordable 2 pôles 133
Figure III.32 : Photographies du substrat avant et après montage de la cavité et durant les mesures 133
Figure III.33 : Résultats de mesures du filtre accordable 2 pôles 134
Figure III.34 : Comparaison entre les simulations et les mesures du filtre 2 pôles 134
Figure III.35 : Comparaison entre les mesures et les rétro-simulations du filtre 2 pôles 135
Figure IV.1 : Exemples de filtres SIW et leurs mesures [43] [44] 139
Figure IV.2 : Filtre SIW accordable à l'aide de varactors [54] 140
Figure IV.3 : Filtre SIW accordable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques [55] 141
Figure IV.4 : Vue en coupe et des faces supérieure et inférieure du filtre SIW accordable 142
Figure IV.5 : Schéma d'une série d'éléments d'accord 142
Figure IV.6 : Procédé de fabrication des DTC MEMS-RF 143
Figure IV.7 : Dimensions du filtre 144
Figure IV.8 : Résultats de simulations électromagnétiques du filtre SIW accordable 145
Figure IV.9 : Vue en coupe ainsi que des faces supérieure et inférieure du filtre SIW à base de switches de VO_2 146
Figure IV.10 : Schéma d'une série de switches de dioxyde de vanadium 146
Figure IV.11 : Procédé de fabrication des switches de dioxyde de vanadium 147
Figure IV.12 : Dimensions du filtre 148
Figure IV.13 : Résultats de simulation du filtre SIW accordable à switches de dioxyde de vanadium 148
Figure IV.14 : Photographies du filtre SIW après montage des iris de VO_2 149
Figure IV.15 : Résultats de mesure du filtre SIW 149
Figure IV.16 : Comparaison entre les mesures et les rétro simulations du filtre SIW 150
Figure IV.17 : Résultats de mesure en température du filtre SIW 150
Figure IV.18 : Filtre accordable à base de cavités silicium [75] 152
Figure IV.19 : Comparaison entre les angles désirés et obtenus après l'étape de gravure humide 153

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations

Figure IV.20 : Angle de gravure obtenu par gravure humide du silicium 153
Figure IV.21 : Vue en coupe du processus de gravure sèche du silicium en 2 étapes 154
Figure IV.22 : Dimensions du résonateur en silicium 155
Figure IV.23 : Résultats de simulation du résonateur à cavités silicium 156
Figure IV.24 : Dimensions du filtre 2 pôles à cavité silicium 157
Figure IV.25 : Résultats de simulation du filtre 2 pôles à cavités silicium 158

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des tableaux

Tableau I.1 : Découpage du spectre fréquentiel 23
Tableau I.2 : Répartition du spectre fréquentiel 23
Tableau I.3 : Répartition de la densité de courant en fonction de l'épaisseur de peau 36
Tableau I.4 : Récapitulatif des topologies de filtres abordées 50
Tableau I.5 : Comparatif des différents types d'actionnement des MEMS-RF [59].....57
Tableau I.6 : Commutateurs ohmique développés par différentes compagnies 62
Tableau I.7 : Comparatif des éléments d'accord utilisés pour la conception de filtres planaires accordables [73].....66
Tableau II.1 : Récapitulatif des résultats de simulation 97
Tableau II.2 : Récapitulatif des résultats de simulation et de mesure du résonateur.....99
Tableau III.1 : Propriétés des différents types d'oxydes de vanadium [80].....110
Tableau III.2 : Récapitulatif des résultats de simulation 129
Tableau III.3 : Récapitulatif des résultats de simulation et de mesure du résonateur et du filtre 135
Tableau IV.1 : Récapitulatif des résultats de simulation et de mesure du filtre SIW 151

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Introduction générale

Avec l'avènement de la téléphonie mobile, de l'internet à haut débit sans fil ainsi que des communications satellites, les hommes sont en mesure de se transmettre et de partager des informations à travers le monde, à des vitesses toujours plus grandes. Les utilisateurs sont de plus en plus exigeants en termes de rapidité de transmission et d'accès à des contenus sans cesse plus lourds, tout en étant intransigeants concernant la simplicité d'utilisation de tous ces systèmes de communications. Le nombre d'utilisateurs et par conséquent de transmissions étant en constante augmentation, les systèmes électroniques présents dans tous nos outils de télécommunications sont « noyés » dans un flot d'ondes électromagnétiques constant, dont la plus grande partie est inutile. Par conséquent, les systèmes doivent filtrer tous ces signaux afin de ne conserver que le ou les signaux utiles.

Jusque dans les années 70, les charges utiles hyperfréquences embarquées au sein des satellites de télécommunications étaient constitués de tubes couplés à des cavités métalliques. Ces cavités garantissaient d'excellents facteurs de qualité, caractéristique indispensable pour les circuits de filtrage satellite, mais au prix de dimensions importantes. L'augmentation du nombre d'utilisateurs ainsi que l'avènement de la téléphonie mobile ont poussés les industriels à revoir leurs cahiers des charges en s'orientant vers la production de systèmes compacts, très performants et faible coût. Ainsi, les tubes cèdent la plupart du temps leur place aux dispositifs MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) qui offrent une très grande compacité. Cette innovation a profité au grand public, lui donnant accès à des systèmes capables de tenir dans une poche, mais également aux grands acteurs du secteur spatial, en leur permettant de réduire le poids et la taille des satellites et donc de faire des économies lors de la mise en orbite de ces derniers.

Les systèmes de communication spatiales ne fonctionnent pas à des fréquences identiques, et doivent s'adapter aux signaux à traiter. De plus, les industriels prévoient une montée en fréquence des communications spatiales. Ainsi, il est envisageable de ne plus utiliser un filtre pour chaque fréquence mais de concevoir de nouveaux dispositifs de filtrage « agiles » afin de répondre au mieux à un fonctionnement multi-bandes ainsi qu'à la migration vers des bandes de fréquences supérieures.

Aujourd'hui, les filtres sont généralement rendus accordables en fréquence grâce à l'utilisation de composants semi-conducteurs. Néanmoins, ces composants peuvent présenter certaines faiblesses comme une forte consommation de puissance, ou encore une linéarité limitée. Depuis les années 90, le développement des composants MEMS RF (MicroElectro Mechanical System for Radio Frequencies) a permis de franchir un nouveau cap dans cette « course à la miniaturisation » du fait de leurs dimensions micrométriques mais également de palier certaines faiblesses des éléments semi-conducteurs devenant ainsi une alternative. En effet la technologie MEMS RF permettent de réaliser des composants électroniques complexes comme des capacités variables, des déphaseurs ainsi que des filtres et résonateurs accordables, tout en garantissant, une consommation de puissance quasi nulle et d'excellentes performances électriques permettant notamment d'atteindre des facteurs de qualité très élevés.

En parallèle des composants MEMS RF, les dispositifs accordables utilisant des matériaux à changement de phase (PCM pour Phase Change Materials) ont fait leur apparition ces dernières années.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Déjà utilisés pour les systèmes de mémoires ou les DVD réinscriptibles par exemple, ces matériaux PCM n'étaient pas encore intégrés dans les systèmes de filtrage reconfigurables. A l'instar des composants MEMS RF, ils permettent de développer des circuits de commutation très performants, avec des dimensions réduites.

Les travaux de recherches présentés dans ce manuscrit, s'inscrivent dans ce contexte de réduction de taille, de poids, d'encombrement et de coût des systèmes de filtrage embarqués dans les charges utiles des satellites, sans pour autant sacrifier les performances électriques. L'objectif est donc de développer des systèmes de filtrage accordables passifs aux dimensions réduites, à base de MEMS RF et de PCM, capables de supplanter, en termes de facteur de qualité et de sélectivité, les filtres à cavités métalliques, lourds et encombrants.

C'est en tenant compte de cet objectif, que ce manuscrit va s'articuler autour de 4 chapitres. Le premier chapitre est consacré à la présentation du contexte de l'étude ainsi que des systèmes d'émission réception satellite. Vient ensuite une description des topologies de filtres planaires et volumiques puis des différents systèmes d'accord disponibles. Enfin une présentation des composants MEMS-RF est faite, suivi d'un état de l'art des filtres planaires est volumiques accordable fort Q_0 à MEMS-RF.

Le second chapitre est dédié à la présentation des travaux effectués lors de cette thèse autour de la réalisation de résonateurs et filtres accordables fort Q_0 à MEMS-RF. Tout d'abord, la conception d'un filtre planaire accordable à MEMS-RF présentant un Q_0 compris entre 500 et 1000 sera présentée. La description d'un dispositif volumique ainsi que celle de son MEMS-RF est effectuée. Enfin, la fabrication de ce composant ainsi que les mesures obtenues sont présentées.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des Matériaux à Changement de Phase (PCM) et à Transition de Phase (PTM), puis la description des dispositifs est effectuée. Enfin la fabrication ainsi que les résultats de mesures sont exposés.

Enfin, à travers le quatrième chapitre nous tentons d'aller plus loin en présentant des dispositifs qui pourraient être réalisés dans la continuité de ces travaux de thèse, et qui permettent de répondre à différentes problématiques telles que la taille et le poids, la fabrication à grande échelle ou encore la performance des systèmes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre I : Les MEMS-RF et leurs applications aux filtres accordables

I. Introduction

L'homme a acquis depuis la nuit des temps la faculté de s'organiser en société. Cette organisation n'est possible que si les individus peuvent interagir entre eux grâce à différents moyens de communication.

Les moyens de communication ont bien évidemment évolués. Les transmissions orales et sonores, support ancestral de la communication, ont laissé place à la communication écrite. Bien plus tard, les avancés techniques ont permis l'émergence des systèmes de transmission utilisant des moyens optiques et électriques tels que le télégraphe optique de Chappe et l'apparition du télégraphe électrique en 1837. Puis, à partir du début du 20ème siècle, la maitrise des ondes électromagnétiques ont permis d'exploiter les transmissions en espace libre, c'est-à-dire sans support physique. Cette avancée a notamment donnée naissance à la télévision en 1923 puis à la téléphonie mobile en 1940. De nos jours, les ondes électromagnétiques peuvent être transmises soit par liaisons filaires, soit par fibres optiques, soit en espace libre, donnant lieux à des transmissions ultra-rapides et fiables.

C'est au milieu du 20ème siècle que la conquête de l'espace est apparue comme une priorité. Malgré un coût de conception, de fabrication et de lancement élevé, les liaisons par satellites sont compétitives face aux liaisons terrestres puisqu'elles permettent une couverture mondiale tout en s'affranchissant des désagréments liés aux conditions météorologiques et aux catastrophes naturelles.

II. L'ère spatiale

II.1. Histoire

Le secteur du spatial tel que nous le connaissons aujourd'hui prend racine dans les rêves d'hommes et de femmes qui ont un jour exprimé, de diverses manières, le souhait d'explorer notre univers en abordant de façon plus ou moins théorique les moyens scientifiques et techniques à mettre en œuvre. Avec son roman « de la Terre à la Lune » [1], paru en 1865, Jules Verne décrit de quelle manière une communauté d'artilleurs américains regrettant la guerre de sécession trouve un second souffle grâce à l'envoi sur la lune d'un boulet transportant les premiers explorateurs de l'espace, afin d'entrer en contact avec ses habitants appelés les « Sélénites » (Figure I.1).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

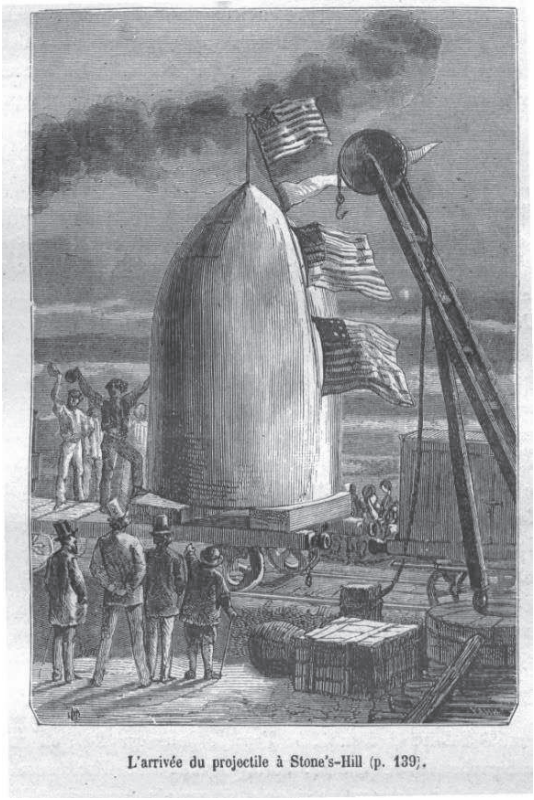


Figure I.1 : Boulet imaginé par Jules Verne

Mais c'est réellement en 1895 que Constantin Tsiolkovski, scientifique russe, évoque pour la première fois la recherche spatiale dans son ouvrage « Rêves de la Terre et du Ciel » [2], ce qui lui vaudra le surnom de père de l'astronautique moderne. En 1902, le réalisateur George Méliès donne naissance au premier film mettant en scène les voyages dans l'espace avec « Le Voyage dans la Lune » en s'inspirant entres autre du livre de Jules Verne. En 1923, Hermann Oberth, lui aussi familiarisé dès l'âge de 11 ans avec le voyage spatial par la lecture des livres de Jules Verne, aborde quant à lui l'utilisation de satellites artificiels pour la mise en place d'un système de communication Terre – Espace. Le concept d'orbite géostationnaire est proposé en 1929 par Herman Potocnik dans son livre « The Problems of Space Travel : The Rocket Motor » [3]. Malgré cela, le scientifique et écrivain Arthur Charles Clarke se verra attribuer ce concept grâce à son célèbre article « Extra-Terrestial Relays » publié en 1945 [3]. Il y propose l'utilisation de satellites placés sur une orbite circulaire à 42 000 km de la Terre et dont la période de révolution serait de 24h, étant ainsi fixe par rapport à la Terre. Ces satellites, au nombre de 3, permettraient de mettre en place un système de télécommunication susceptible de couvrir l'ensemble du globe à l'exception des pôles (Figure I.2). Tous ses travaux ne resteront qu'au stade de la théorie. Cependant, l'avènement de l'électronique ainsi que les divers progrès technologiques du 20ème siècle vont permettre aux scientifiques de mettre sur pied les premiers programmes spatiaux dédiés à la mise au point et au lancement de satellites.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

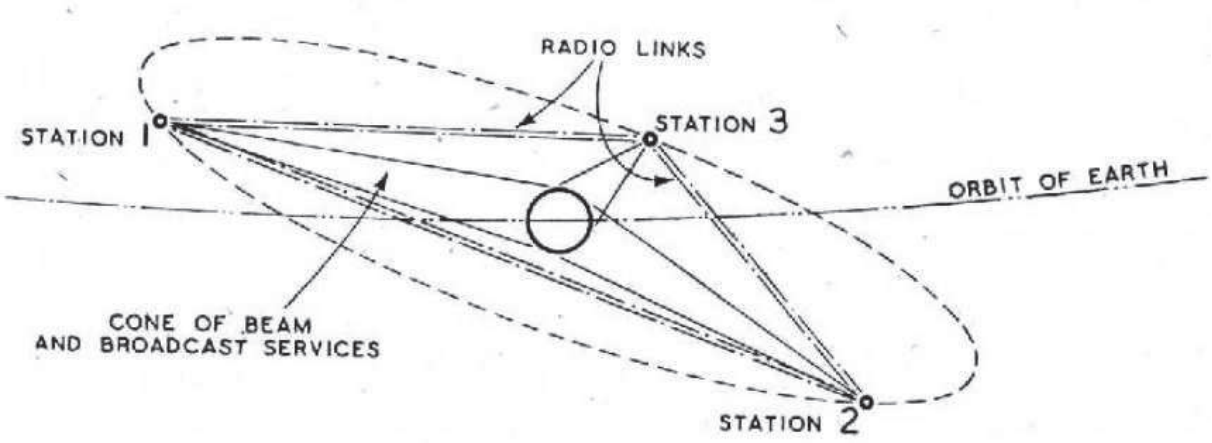


Figure I.2 : Orbite géostationnaire telle qu'imaginée par Arthur Charles Clarke

C'est ainsi qu'en 1957, l'URSS lance son premier satellite artificiel appelé Spoutnik 1. Il se présente sous la forme d'une sphère métallique de 58 cm de diamètre pour un poids de 83 kg et émet son fameux « bip-bip » pendant 21 jours. Spoutnik 1 est suivi la même année de Spoutnik 2. Ces deux lancements font de l'URSS la première puissance spatiale de l'histoire et lui permette de prendre un avantage certain sur les États-Unis. La réussite des soviétiques fait entrer les États-Unis dans la course à l'espace avec le lancement du premier satellite artificiel américain Explorer 1 en 1958. C'est d'ailleurs le programme Explorer qui permis la découverte de la ceinture de Van Allen, bien que Spoutnik 2 en ait mesuré les effets de ces ceintures un an auparavant sans pouvoir transmettre ses mesures. Le 12 août 1960, les États-Unis place en orbite basse le satellite Echo 1. Ce satellite se présente sous la forme d'une sphère de 30 mètres de diamètre recouverte de métal. La métallisation permettait la réflexion des ondes hertziennes sur le ballon, permettant la mise en relation de deux zones du globe via un rebond sur le satellite. Echo 1 peut donc être qualifié de « satellite passif » dans la mesure où il n'intervient pas sur le signal. Les satellites entrent dans une nouvelle ère en 1962 avec la mise en orbite par les États-Unis de Telstar 1, premier satellite à posséder une chaine d'amplification ce qui en fera donc le premier satellite actif mais également le premier satellite à établir des liaisons téléphoniques et télévisuelles à travers l'Atlantique reliant l'état du Maine avec le Centre de Télécommunication par Satellite à Pleumeur-bodou en France. Telstar 1 se présente sous la forme d'un polyèdre à 72 facettes de 88 cm de diamètre pour un poids de 77 kg. Une nouvelle étape est franchie en 1965 puisque Intelsat 1 est le premier satellite à usage commercial à être placé sur une orbite géostationnaire. Sa chaine de traitement lui permettait d'assurer simultanément 240 liaisons téléphoniques [4]. La France n'est pas en reste puisqu'en 1965, le Centre National d'Etudes Spatiale met sur orbite Astérix, le premier satellite français. Les satellites cités sont représentés Figure I.3.

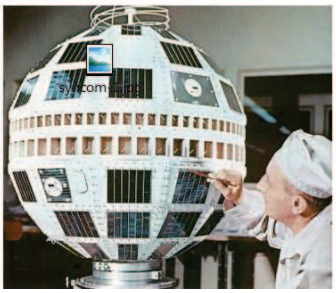
Depuis le début de l'ère spatiale, près de 3000 satellites de télécommunications ont été mis en orbite. Au fil des années, les technologies ont bien évidemment évolué, les satellites sont devenus plus performants. Leur durée de vie est passée de quelques mois à près de 15 ans.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

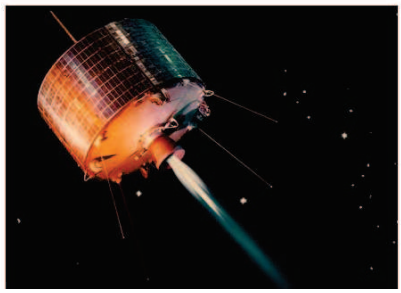
(a) Spoutnik 1

(b) Explorer 1

(c) Echo 1



(d) Telstar 1



(e) Intelsat 1

Figure I.3 : Les premiers satellites de télécommunication

II.2. Découpage et répartition du spectre fréquentiel

En fonction de l'utilisateur et de l'application, un satellite émet et reçoit sur différentes bandes de fréquence. On parle d'allocation de la ressource en fréquence. En effet le spectre fréquentiel est découpé sous forme de bande (Tableau I.1). Cette découpe est assurée par l'Union Internationale des Télécommunications (UIT), qui est également chargée d'attribuer une bande de fréquence à chaque application. Par exemple, les bandes L et S, moins sensibles aux perturbations atmosphériques, sont utilisées pour la radionavigation telle que le GPS. La bande C, quant à elle, est utilisée pour la téléphonie fixe et la radio diffusion telle que les applications radars. La bande X est, elle, réservée aux transmissions cryptées pour les applications militaires. Enfin, les bandes Ku et Ka sont utilisées pour les applications multimédia et les transmissions haut débit civiles telle que l'internet haut débit mobile. Toutes ces utilisations sont récapitulées dans le Tableau I.2. Cependant, la demande en termes de débit ainsi que de bandes passantes tend à saturer les bandes de fréquences actuellement utilisées et pousse ainsi les industrielles du secteur spatial et notamment les fabricants de satellites à s'orienter vers l'utilisation de bandes d'ordre supérieurs telles que la bande Ka mais également les bandes Q à V. C'est dans ce contexte qu'en 2015, la première visioconférence par satellite utilisant la bande Q et V a eu lieu en Italie [5]. Cette montée en fréquence a bien évidemment pour conséquence une diminution de la longueur d'onde de travail et donc une miniaturisation des composants utilisés dans le traitement du signal utile. Cela induit une diminution de la masse des satellites et donc un coût de lancement plus faible.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Nom de la bande	Gamme de fréquences
L	1 – 2 GHz
S	2 – 4 GHz
C	4 – 8 GHz
X	8 – 12 GHz
Ku	12 – 18 GHz
K	18 – 26 GHz
Ka	26 – 40 GHz
Q	33 – 50 GHz
U	40 – 60 GHz
V	50 – 75 GHz
W	75 – 110 GHz
D	110 – 170 GHz
G	170 – 300 GHz

Tableau I.1 : Découpage du spectre fréquentiel

Nom des bandes	Applications
L	Radionavigation
S	Services mobiles par satellites
C	Téléphonie fixe et radiodiffusion
X	Transmissions militaires cryptées
Ku	Applications multimédias
Ka	Internet haut débit mobile

Tableau I.2 : Répartition du spectre fréquentiel

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.3. Le marché de l'industrie spatiale

Le rapport de l'industrie satellitaire d'octobre 2017 [6] montre que les revenus dégagés par l'industrie spatiale au cours de l'exercice 2016 - 2017 s'élèvent à 344,5 milliards de dollars, présentant ainsi une hausse de 1% par rapport à l'exercice précèdent. Cela comprend bien évidemment les revenus générés par les services satellites, la fabrication et le lancement de ces derniers, mais également les équipements au sol. La Figure I.4 montre que les revenus de l'industrie satellitaire s'élèvent à plus de 260,5 milliard de dollars soit 75% des revenus de l'industrie spatiale. Le rapport démontre également que 49% des 1459 satellites opérationnels sont dédiés aux télécommunications. Cela permet évidemment de comprendre que l'industrie spatiale est fortement dépendante de l'industrie des télécommunications. De plus, le rapport permet d'analyser la répartition des 104,7 milliards générés par les services commerciaux de l'industrie satellitaire. Là encore, la Figure I.4 montre que 97,7 milliards de dollars sont générés par la télévision par satellite grâce à plus de 220 millions d'abonnés. L'internet haut débit mobile par satellite ne représente que 2 milliards de dollars et 1,9 millions d'abonnés. Cependant ce chiffre devrait fortement augmenter dans les années à venir avec l'arrivée de nouveaux acteurs sur le marché de l'internet haut débit mobile par satellite, comme il sera expliqué plus loin.

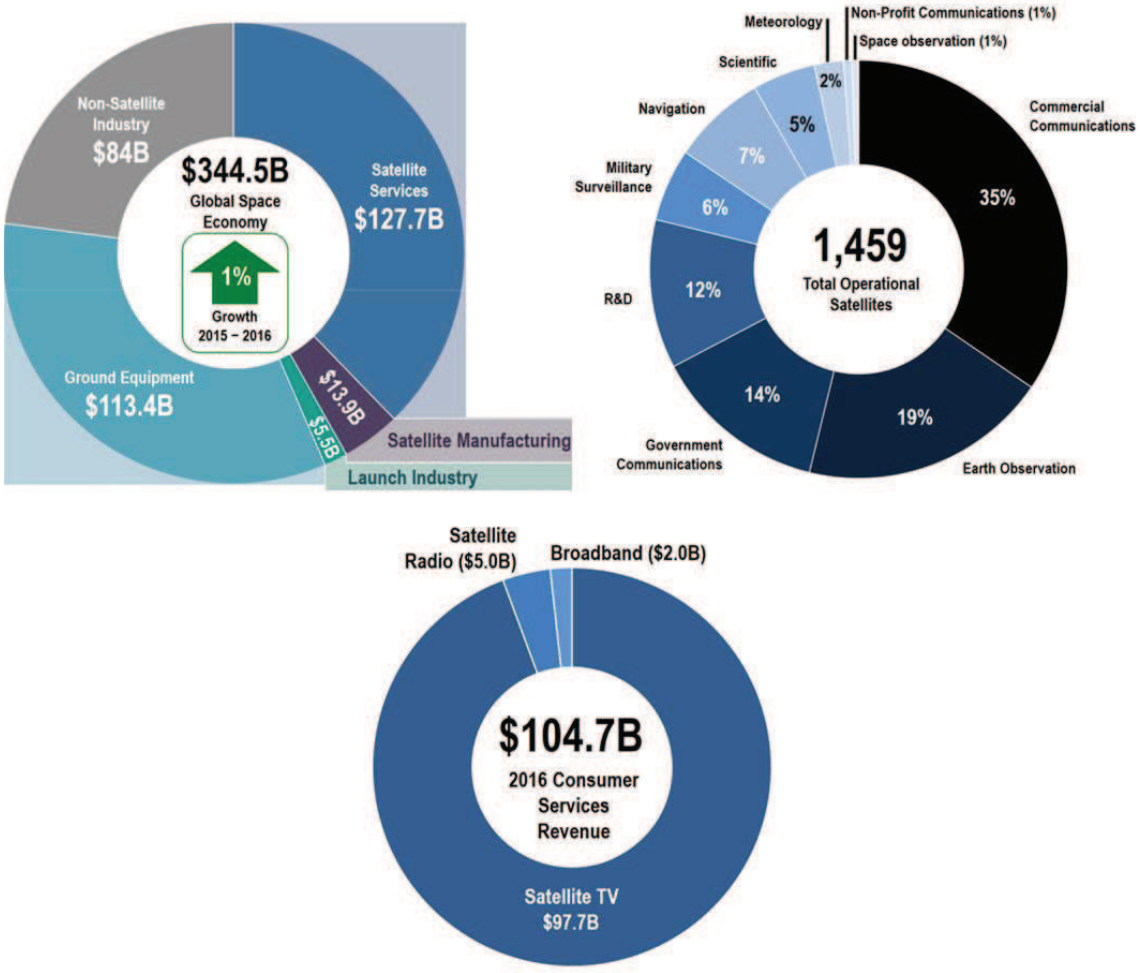


Figure I.4 : Répartition des revenus générés par l'industrie spatiale et satellitaire et répartitions des satellites par secteurs d'utilisation [6]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Afin d'assurer sa croissance, l'industrie du spatial et par conséquent l'industrie satellitaire doit séduire un nombre toujours plus grand de clients. On assiste pour cela à une diminution du prix du Gbps [7] comme le montre la Figure I.5.

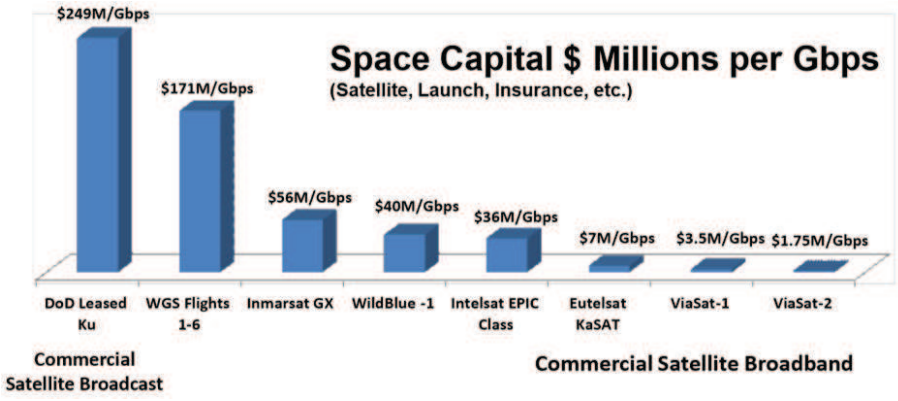


Figure.II.I.5 : Evolution du prix du Gbps du satellite, du moins récent au plus récent [7]

Cela est notamment permis par la montée en fréquence des systèmes de télécommunications et donc par la miniaturisation de l'ensemble des dispositifs composant les chaines de traitement satellite. Cela diminue fortement le poids des charges utiles et donc le coût de lancement. En outre, le développement des dispositifs moins énergivores permet une diminution de poids et de taille de l'ensemble du système d'alimentation électrique.

II.4. Les différents types de satellites

Il existe différents types de satellites liés à la mission pour laquelle le satellite est lancé. Cette mission va également définir le choix de l'orbite sur laquelle le satellite va être placé.

II.4.a. Les satellites géostationnaires

Comme nous l'avons déjà évoqué, le concept d'orbite géostationnaire a été proposé dès les années 20, avec Arthur C. Clarke qui proposait une altitude de 42000 Km. De nos jours, les satellites géostationnaires sont placés sur une orbite située à 35 786 km de la surface de la Terre. A cette altitude, leur périodes de révolution est identique à celle de la Terre soit 23h 56 min 4s. Ils sont donc immobiles du point de vue de la Terre. Dans les faits, le satellite est maintenu dans « sa fenêtre orbitale » par l'intermédiaire de stations de télémesure Les satellites géostationnaires ont l'avantage de couvrir de très grandes zones de la Terre ce qui leur permet d'établir des liaisons entre des points très éloignés du globe sans nécessité de suivi du satellite. En contrepartie, du fait de la grande distance les séparant du sol, les liaisons avec ces satellites présentent un temps de latence ce qui les rend incompatibles avec certaines applications de télécommunication. L'orbite géostationnaire est la plus utilisée avec plus de 300 satellites. La Figure 1.6 permet de visualiser l'occupation de l'orbite géostationnaire.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

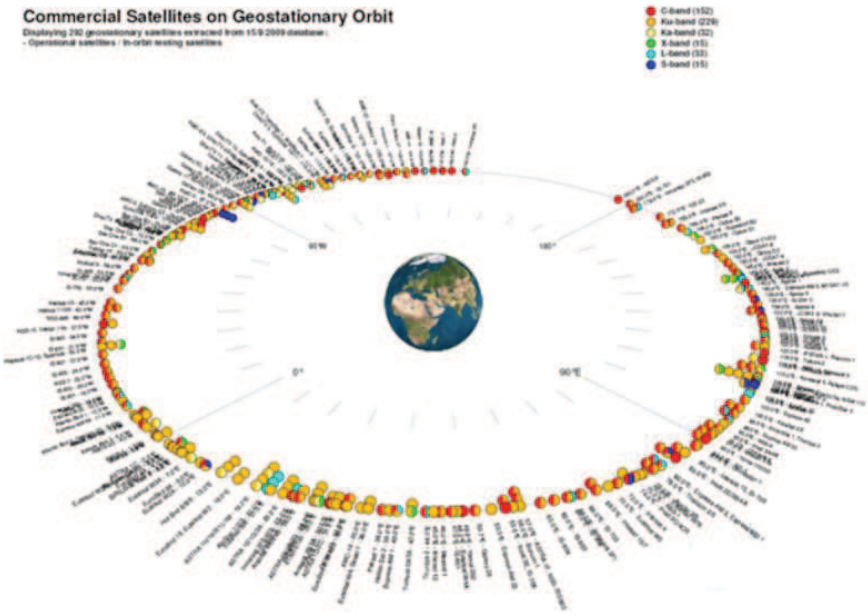


Figure I.6 : Occupation de l'orbite géostationnaire

II.4.b. Les satellites à défilement

Les satellites à défilement ou satellites défilants sont, contrairement aux satellites géostationnaires, placés sur une orbite basse et ne sont plus immobiles du point de vue de la Terre. On distingue notamment parmi ces orbites basses, les orbites dites de basse altitude ou Low Earth Orbit (LEO) qui s'entendent jusqu'à 2000 km d'altitude et les orbites dites de moyenne altitude ou Medium Earth Orbit (MEO) qui sont comprises entre 2000 km et 35 786 km. La période de révolution de ces satellites est par conséquent plus courte que celle des satellites géostationnaires.

Les satellites placés sur ces orbites basses ont l'avantage de présenter un temps de latence beaucoup plus faible que les satellites géostationnaires du fait de la faible distance Terre-satellite et permettent de gagner jusqu'à 250 ms par « bond ». Ce constat les rend particulièrement utiles pour les applications de téléphonie mobile, d'internet mobile ou encore de géolocalisation. La puissance nécessaire pour l'émission des signaux est également plus faible. Cependant, étant situés sur des orbites de basse altitude, la zone couverte par un satellite défilant est limitée. Il est donc indispensable d'utiliser plusieurs satellites pour couvrir une zone donnée. Ces satellites évoluent donc sous forme de « constellations », comme cela est illustré par la Figure I.7. Il existe de nombreuses constellations plus ou moins vastes déjà actives. Ainsi, la constellation appartenant à O3B Networks (Other 3 Billions), composée de 12 satellites placés sur une orbite située à 8000 km de la Terre, est utilisée pour l'accès à internet. Le temps de latence est ainsi rapporté à 50 ms. La constellation Iridium, composée quant à elle de 66 satellites placés à 780 km de la Terre, est utilisée pour la téléphonie par satellites. Concernant les applications de géolocalisation, il y a bien évidemment le système GPS, constitué de 31 satellites situés à 20 200 km d'altitude mais également le système Galiléo, composé à terme par 30 satellites placés à 23 222 km de la surface du globe.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

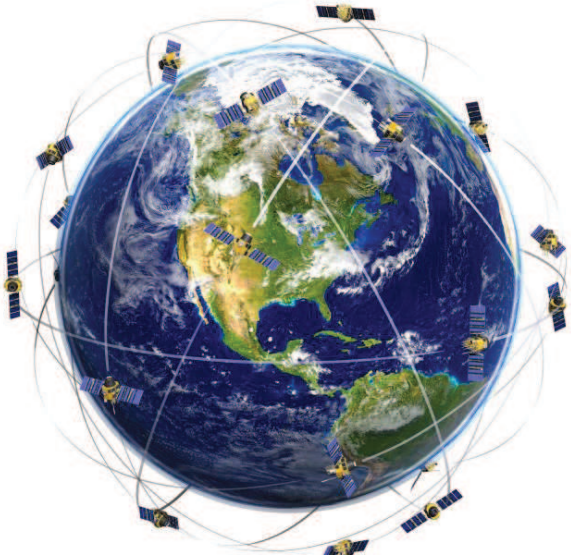


Figure I.7 : Illustration d'une constellation de satellites à défilement

Les satellites défilant sont également très utiles pour l'observation de la Terre. La constellation JASON développée conjointement par la NASA et le CNES sert par exemple à étudier la circulation océanique. Elle est composée de 3 satellites placés à une altitude de 1300 km.

Toutes ces constellations sont constituées de manière progressive, puisque les satellites appartenant à une même constellation ne sont pas mis en orbite en même temps, ce qui permet une certaine adaptabilité en fonction du succès commercial ou de la demande, rendant ainsi moindre le risque financier. Par ailleurs la multiplicité des satellites constituant une même constellation accroit la fiabilité de celle-ci. Cependant, la mise en orbite de constellations induit naturellement de nombreux lancements. La gestion du trafic des données est également plus complexe.

II.5. Les « High Throughput Satellites » (HTS)

Jusqu'au début des années 2010, les satellites conventionnels sont mono-faisceau. L'information est envoyée à l'aide d'un faisceau unique émis de manière uniforme sur une zone géographique définie. Pourtant la demande au sein d'une même zone géographique peut-être très hétérogène en comprenant des régions à forte densité de population mais également des zones inhabitées où une quantité d'information est inutilement envoyée. Ces satellites conventionnels émettent généralement en bande C ou Ku. Cependant, du fait d'un spot unique, la bande passante reste limitée. En outre, la saturation des bandes de fréquence et notamment la bande Ku, pousse les industriels à étudier la réutilisation de fréquence et la montée en fréquence des systèmes sur une bande moins saturée telle que la bande Ka. C'est dans ce contexte que la technologie multifaisceaux est développée. Le faisceau unique est remplacé par plusieurs faisceaux plus étroits et mieux focalisés comme l'illustre la Figure I.8.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

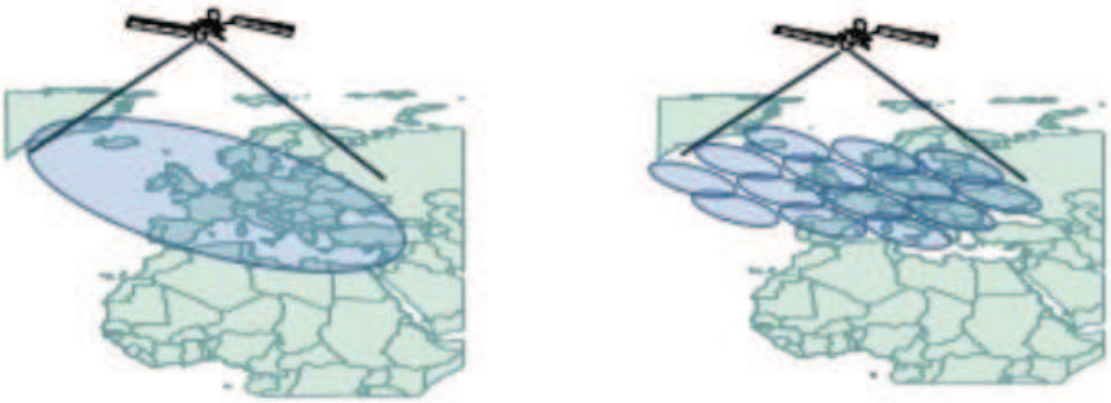


Figure I.8 : Comparaison entre une couverture conventionnelle et multifaisceaux

Cette approche permet la réutilisation de la bande de fréquence sur chaque faisceau. Afin de faciliter la compréhension du principe d'émission multifaisceaux, les faisceaux adjacents sont représentés à l'aide de 4 couleurs différentes, qui est la représentation la plus fréquemment utilisée. La bande de fréquence est divisée en 2 sous-bandes, elles même divisées en 2 polarisations circulaires. Afin d'éviter toute interférence, les faisceaux de même « couleur » sont spatialement isolées les uns des autres comme le montre la Figure I.9. Les applications visées sont principalement l'internet mobile haut débit.

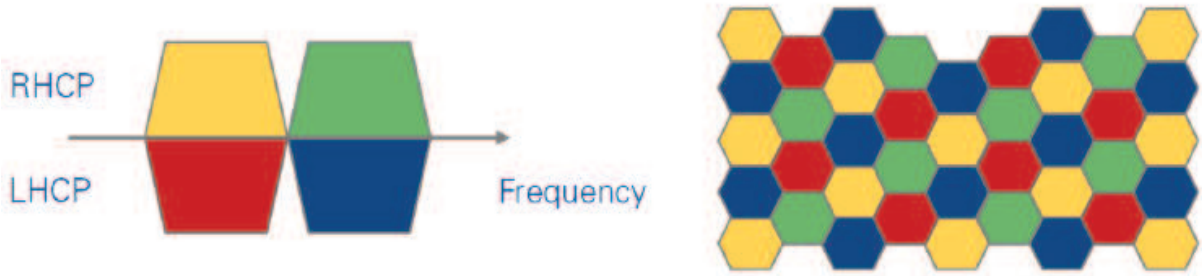


Figure I.9 : Configuration « 4 couleurs »

Le premier HTS, IPSTAR 1, opérant en bande Ku, a été lancé en 2005. En 2010 est lancé Ka-Sat, premier HTS à couvrir l'Europe et le Moyen-Orient. Il utilise pour cela 82 faisceaux « 4 couleurs » en bande Ka (Figure I.10). Ka-Sat offre une capacité de 90 Mb/s et permet d'atteindre un débit descendant allant jusqu'à 18 Mb/s. Au cours de l'année 2011 est lancé ViaSat 1, emportant avec lui une capacité de 134 Mb/s, devenant ainsi le satellite à plus haute capacité. Ce satellite couvre l'Amérique du nord par l'intermédiaire de 72 spots émettant en bande Ka (Figure I.12). En 2017 est lancé ViaSat 2, avec à son bord une capacité de 300 Mb/s et utilisant également la bande Ka.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

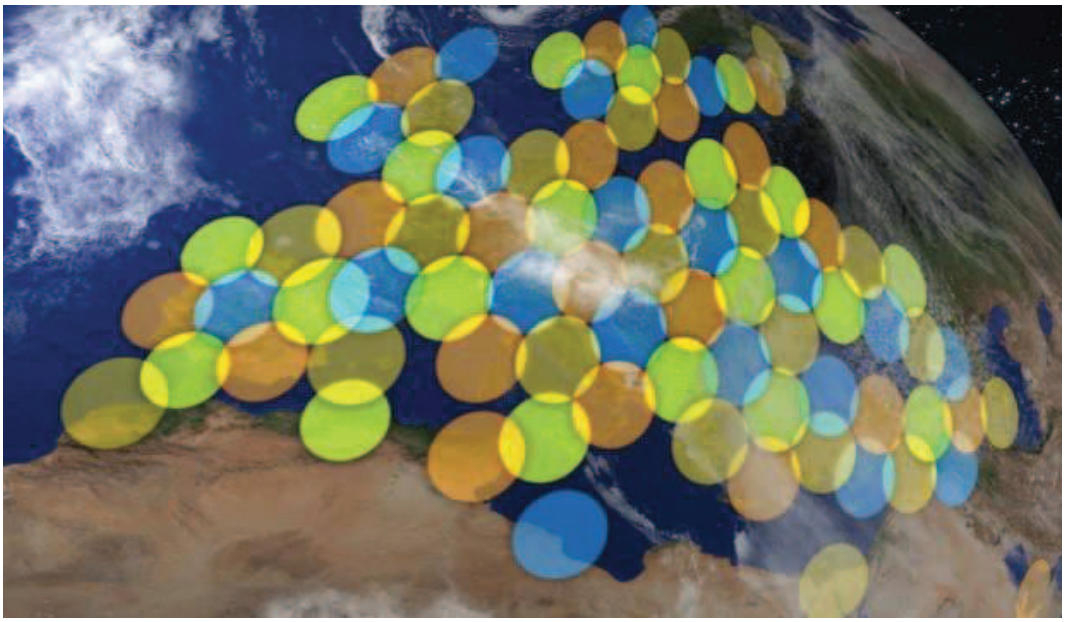


Figure I.10 : Couverture de Ka-Sat

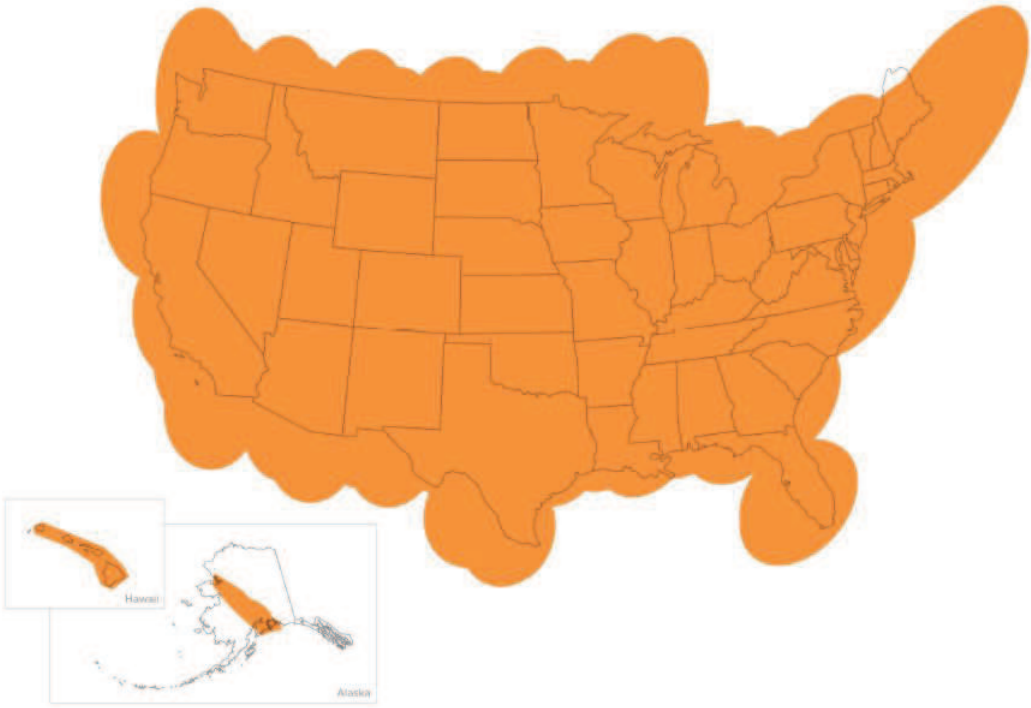


Figure I.11 : Couverture de ViaSat 1

II.6. Les nouveaux acteurs du spatial

Du fait de ses nombreux avantages, beaucoup de grands acteurs du web souhaitent accéder à leur tour à l'espace afin de toucher une clientèle toujours plus large et atteindre les régions les plus reculées du globe, synonyme de profit encore plus important.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ainsi, Facebook ambitionne de garantir un accès à internet à haut débit dans les régions les plus reculées du globe en utilisant des milliers de drones appelés Aquila (Figure I.12) de l'envergure d'un Boeing 747 alimentés grâce à des panneaux solaires et portés à une altitude comprise entre 18 et 27 km [8]. Google n'est pas en reste puisque le groupe, porté par le même objectif, travaille sur le projet « LOON » qui consiste à utiliser un vaste réseau de ballons (Figure I.13) placés autour de 20 km d'altitude, chaque ballon permettant d'obtenir une couverture de 5000 km² [9]. De son côté, OneWeb, en partenariat avec Virgin Galactic et Qualcomm souhaite fournir une couverture internet mondiale à l'aide de 648 microsatellites d'un poids de 150 kg (Figure I.13) et placés à une altitude de 1800 km et fabriqués par Airbus en se rapprochant de la production de masse afin de diminuer les coûts [10]. Enfin SpaceX s'associe à Google dans le but de lancer 4000 microsatellites de 150 kg à 1100 km d'altitude [11].

Figure I.12 : Le drone de Facebook, le ballon de Google et le microsatellite de OneWeb

Tous ces projets s'appuient sur l'utilisation des orbites basses ou LEO, diminuant grandement, comme nous l'avons dit précédemment, le temps de latence par rapport au satellite géostationnaire en le rapportant en moyenne à 20 ms. Cependant, l'altitude étant plus faible, les zones de couverture le sont tout autant. Un nombre plus important de satellites sont donc nécessaires pour couvrir une zone équivalente, compliquant ainsi la gestion du trafic de tous ces satellites ainsi que de l'information. Il est possible de tirer parti de ce qui semble être à première vu un obstacle en se rapprochant de la production de masse, et ainsi en diminuant les coûts de fabrication et donc le coût global de tels projets.

II.7. Architecture d'un satellite

De manière générale, les satellites sont tous composés d'une plateforme, correspondant à la carlingue du satellite, et d'une charge utile embarquant l'ensemble des instruments nécessaires à la mission pour laquelle a été lancé le satellite.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

❖ La plate-forme

La plate-forme assure les fonctions qui permettent au satellite d'évoluer dans l'espace. Elle garantit par exemple le maintien de l'altitude et le contrôle de la position, ou encore le maintien de la température à l'intérieur du satellite. De plus elle est reliée aux panneaux solaires afin d'assurer l'alimentation électrique de l'ensemble des dispositifs à bord. Enfin, elle embarque la charge utile.

❖ La charge utile

La charge utile désigne l'ensemble des instruments qui vont permettre au satellite de mener à bien sa mission. Sa composition varie naturellement en fonction de cette dernière. Dans le cas d'un satellite conçus pour de l'observation, la charge utile sera composée de systèmes optiques et d'imageurs. Pour un satellite dédié aux télécommunications, le signal est capté par l'antenne de réception du satellite. Ce signal est ensuite démultiplexé puis amplifié, multiplexé, pour enfin être réémis par l'antenne d'émission. Le gain en puissance entre l'entrée et la sortie est de l'ordre de 130 dB afin de passer d'une puissance de 1 nanowatt en entrée à plusieurs watts en sortie. Ce type de chaine ne modifie pas le signal, le satellite est dit transparent. Mais il est possible d'intégrer au sein de la charge utile des systèmes de traitement de l'information afin d'obtenir des satellites dit « régénératifs ». La Figure I.13 présente les différents éléments présents dans la chaine d'émission-réception d'un satellite de télécommunications. Nous allons procéder à une brève description des éléments présents sur le schéma.

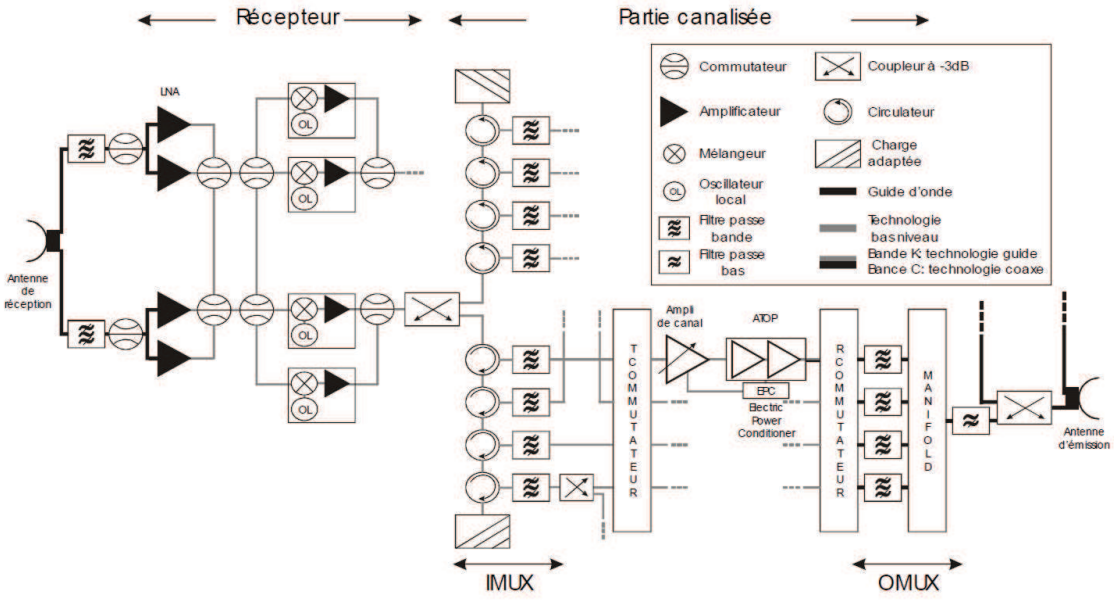


Figure I.13 : Schéma général d'une chaine d'émission-réception d'un satellite de télécommunications

Licence CC BY-NC-ND 3.0

❖ Les antennes

Le rôle de l'antenne de réception est bien évidemment de recevoir les signaux à traiter. Dans le cas de l'antenne d'émission, l'objectif est renvoyer les signaux vers les stations terrestres ou d'autres satellites de manière très focalisée afin d'éviter les pertes d'énergie.

❖ La partie « récepteur »

Elle est située juste derrière l'antenne de réception et permet tout d'abord de sélectionner la bande de fréquence dans laquelle se trouve l'information que l'on souhaite traiter à l'aide du filtre de réception. Cela permet naturellement de stopper les parasites ayant pu apparaitre au cours du trajet parcouru par le signal depuis la Terre jusqu'au satellite mais également d'éliminer le bruit hors de la bande sélectionnée afin de ne pas saturer l'Amplificateur Faible Bruit (LNA) situé en aval du filtre de réception. Il doit en outre présenter de faibles pertes. Ce type de filtre est généralement réalisé en guide d'onde. Le LNA quant à lui, permet d'amplifier le signal tout en limitant le bruit. Le signal passe ensuite dans un mélangeur qui va permettre la transposition en fréquence puisque la fréquence de réception n'est pas la même que celle d'émission, afin d'éviter toute interférence entre les deux.

❖ Le démultiplexeur d'entrée (IMUX)

Il est utilisé pour diviser la bande passante de réception en plusieurs canaux. Les filtres composant l'IMUX présentent naturellement une bande très étroite et sont très sélectifs.

❖ L'amplificateur de puissance

Il est indispensable afin d'amplifier le signal d'être réémis de le ré-émettre. Il se doit d'avoir un très bon rendement. De plus, il doit présenter une excellente linéarité afin d'éviter la génération d'harmoniques.

❖ Le multiplexeur de sortie

Contrairement au démultiplexeur de sortie, le multiplexeur est utilisé pour recombiner l'ensemble des canaux. Il doit présenter de faibles pertes, puisqu'il n'y a pas d'étage d'amplification en aval de ce dernier. De plus, étant situé juste après le dernier étage d'amplification, il doit être capable de supporter de très fortes puissances. C'est pour cela que pour ce type de composant, l'utilisation de cavités métalliques est privilégiée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

❖ Le filtre d'émission

Il est situé en amont de l'antenne d'émission. Il est utilisé pour éliminer les derniers parasites présents sur le signal avant que ce dernier soit émis. De plus il doit rejeter les fréquences de la bande de réception. Etant placé juste avant l'émission, il doit bien évidemment présenter de faibles pertes. Des guides d'ondes sont le plus souvent utilisés pour ce type de filtres

La description de la charge utile d'un satellite nous permet de mettre en avant la présence de nombreux filtres passe bande fonctionnant aux fréquences micro-ondes. Qu'ils soient utilisés pour « nettoyer » les signaux ou bien les diviser en plusieurs canaux, leur rôle est essentiel dans le processus de traitement de l'information. Avec l'essor des télécommunications spatiales ainsi que la montée en fréquence des systèmes, les systèmes de filtrage doivent être de plus en plus performants tout en étant de plus en plus légers et compacts. Cela a tendance à complexifier leurs développements.

III. Le principe du filtrage

Le filtrage repose sur un principe très simple qui consiste à transmettre une certaine bande de fréquences, qu'on appelle bande passante, et de bloquer les autres. La caractéristique idéale d'un filtre est alors une fonction « porte » présentée Figure I.14.

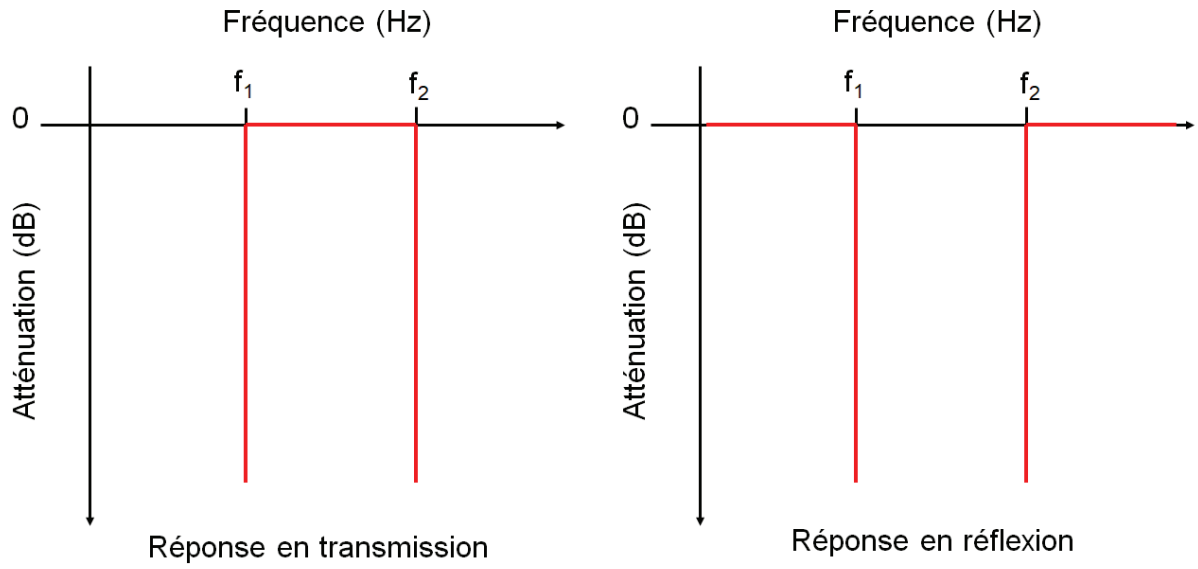


Figure I.14 : Fonction porte, réponse idéale d'un filtre

Dans les faits, aucun filtre ne satisfait cette caractéristique idéale, le but étant donc naturellement de s'en rapprocher en définissant un gabarit que le filtre devra respecter. Les spécifications électriques du filtre, définies par le gabarit sont :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- La fréquence centrale f_0
- La bande passante Δf
- Le facteur de qualité à vide Q_0
- Les pertes d'insertion
- L'ondulation dans la bande passante
- La rejection hors bande
- L'adaptation

Différentes technologies de filtres existent et sont choisies en fonction du cahier des charges défini. Il est également nécessaire lors de la conception de prendre en compte des paramètres physiques comme la taille, le poids, la durée de vie, le coût ou bien encore la tolérance aux vibrations.

IV. Etat de l'art des filtres micro-ondes

IV.1. Les filtres planaires

Conventionnellement, la fabrication de ces filtres nécessite l'utilisation d'un matériau diélectrique support appelé substrat, caractérisé en particulier par sa permittivité relative ε_r et sa tangente de perte tan δ, sur lequel vont être gravé des tronçons de ligne de transmission appelés résonateurs. Ces résonateurs présentent généralement une longueur électrique de $\lambda/4$ ou $\lambda/2$, λ étant la longueur d'onde correspondant à la fréquence transmise par le résonateur. Ces résonateurs peuvent être essentiellement implémentés en technologie coplanaire ou micro-ruban.

Les lignes coplanaires

Les lignes coplanaires se présentent sous la forme d'une ligne de transmission entourée par deux plans de masse à la surface du substrat (Figure I.15). La ligne et les plans de masse sont séparés par un gap non métallisé. La particularité de ce type de ligne réside dans le fait que le plan de masse est situé sur le même plan que la ligne de transmission ce qui facilite son intégration avec d'autres composants et structures tels que les MMIC. Ce type de ligne admet un mode de transmission quasi TEM appelé mode coplanaire (Figure I.15), mais également un mode quasi TE parasite appelé mode de fente. Ce mode de fente peut être éliminé par l'utilisation de pont à air afin de conserver les plans de masse à un potentiel identique.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

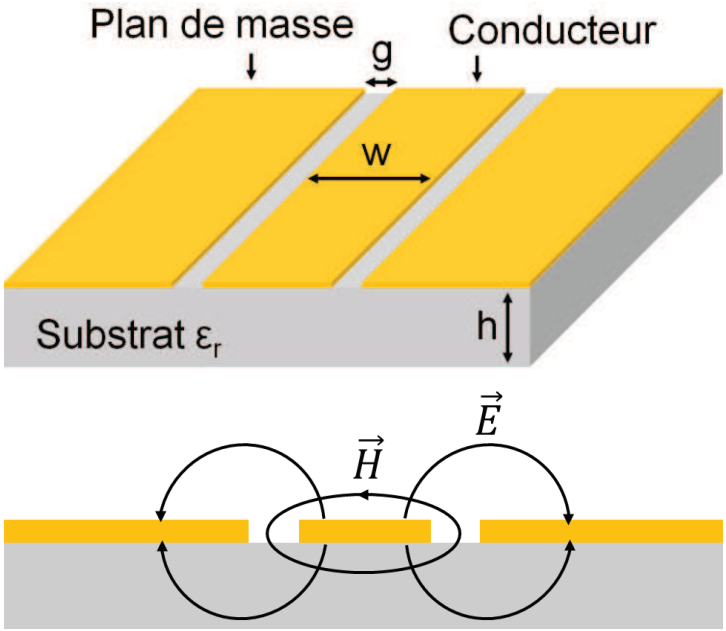


Figure.IV.I.15 : Ligne coplanaire et ses lignes de champs

Les lignes microrubans

Les lignes microrubans sont constituées d'une ligne de transmission située d'un côté du substrat et d'un plan de masse situé de l'autre côté (Figure I.16). Le mode de propagation de ce type de ligne est également quasi TEM. Leur simplicité de mise en œuvre permet de réaliser une grande variété de dispositifs, cependant elles nécessitent l'utilisation de vias afin de les connecter à la masse

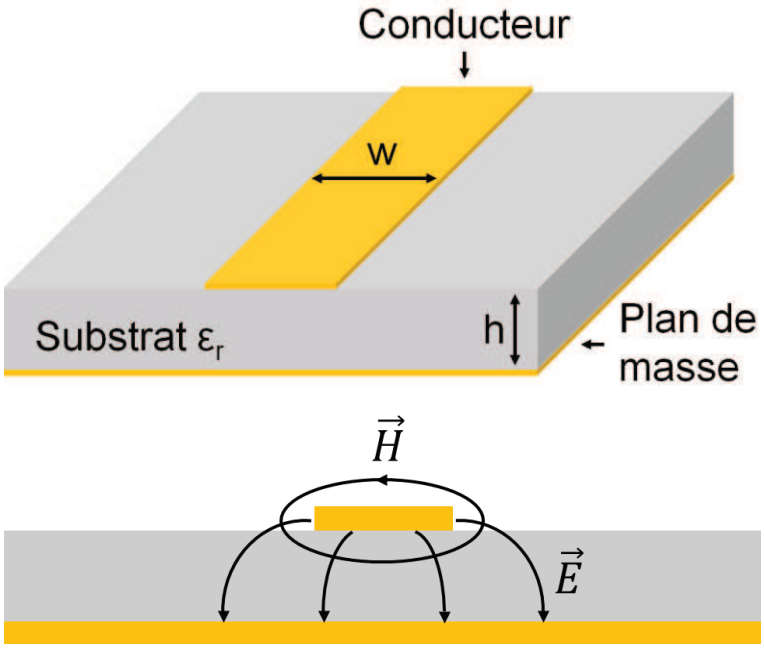


Figure I.16 : Ligne micro-ruban et ses lignes de champs

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les filtres planaires ont l'avantage de présenter un coût de fabrication relativement faible. Cependant, leurs Q_0 planaires sont assez faibles du fait de pertes ayant différentes origines :

Les pertes métalliques

Les métaux utilisés pour réaliser les tronçons de ligne de transmission présentent une certaine résistivité. Cet effet résistif provient du fait que le champ magnétique induit dans la ligne lors de la transmission d'une onde électromagnétique engendre des courants de Foucault qui s'oppose à la circulation du signal au cœur de celle-ci. Ceci restreint son déplacement à une faible épaisseur situé sous surface de la ligne, où il subit des pertes par effet Joules. Cette épaisseur, appelée épaisseur de peau et notée δ est définie par l'équation I.1. Elle s'exprime en mètre.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 \sigma f}} \qquad \text{(I.1)}$$

où μ_0 représente la perméabilité du vide égale à $4.\pi.10^{-7}$ H.m^{-1}, σ la conductivité du matériau exprimée en S.m^{-1} et f la fréquence du signal en Hz.

L'épaisseur de peau contient 63% de la densité totale de courant circulant dans le tronçon de ligne de transmission. Il est donc nécessaire que ces tronçons de ligne présentent une épaisseur supérieure à l'épaisseur de peau afin de limiter les pertes métalliques. Le tableau 1.3 présente la répartition de la densité totale de courant en fonction de l'épaisseur de peau.

Epaisseur	Répartition de la densité de courant au travers de la ligne	Densité de courant à partir de la surface de la ligne
0	0%	0%
δ	63.3%	63.3%
2δ	23.2%	86.5%
3δ	8.5%	95%
4δ	3.2%	98.2%
5δ	1.1%	99.3%
> 5δ	0.7%	100%

Tableau I.3 : Répartition de la densité de courant en fonction de l'épaisseur de peau

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Nous pouvons constater qu'une métallisation dont l'épaisseur atteint au moins 3 épaisseurs de peau est nécessaire pour limiter les pertes. Cependant une métallisation supérieure à 5 épaisseurs de peau garantie de limiter au maximum les pertes métalliques.

Les pertes diélectriques

Les substrats utilisés en tant que support pour les lignes de transmission n'étant pas parfaits, ils présentent des pertes diélectriques caractérisées par la tangente de pertes du matériau, notée tan δ et donnée par l'équation I.2.

$$\tan\delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \tag{I.2}$$

ε représente la permittivité complexe du diélectrique définie par ε* = ε' - jε'' avec ε' et ε'' respectivement les parties réelles et imaginaires du diélectrique.

Les pertes par rayonnement

Lors du passage d'une onde électromagnétique, le tronçon de ligne de transmission émet un champ électromagnétique. Ce rayonnement provoque des fuites de champ qui vont générer des pertes d'énergie. Ces pertes peuvent être limitées en utilisant un blindage métallique qui va confiner le champ rayonné.

Le facteur de qualité à vide

Dans le cas d'un résonateur, le facteur de qualité à vide permet de quantifier son « efficacité », c'est-à-dire sa sélectivité ainsi que les pertes qu'il va engendrer sur le signal, appelées pertes d'insertion ou Insertion Loss (IL) en anglais.
Par définition, le facteur de qualité est donné par l'équation I.3 :

$$Q_0 = 2\pi \frac{energie\ emmagasinée\ durant\ une\ période}{energie\ dissipée\ durant\ une\ période} \tag{I.3}$$

En considérant les pertes métalliques, diélectriques, et les pertes par rayonnement, le facteur de qualité à vide s'exprime de la manière suivante :

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_{diel}} + \frac{1}{Q_{ray}} \tag{I.4}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Où $1/Q_m$, $1/Q_{diel}$ et $1/Q_{ray}$ représentent respectivement les pertes métalliques, diélectriques et les pertes par rayonnement. Ainsi, plus le facteur de qualité à vide est élevé, plus le résonateur est sélectif et les pertes d'insertion qu'il génère sont faibles comme le montre la Figure I.17. En fonction de l'application visée, les exigences en termes de facteur de qualité à vide ainsi que de pertes d'insertion ne seront pas les mêmes. Les résonateurs et filtres utilisés pour les applications grand public telles que la téléphonie par exemple, ne nécessitent pas des facteurs de qualité aussi fort que ceux utilisés dans les applications satellites pour lesquels le facteur de qualité doit atteindre plusieurs milliers. Cependant, de nos jours le cahier des charges des systèmes de filtrage pour les applications grand public tend à être identique à celui défini pour l'industrie satellite ou les applications militaires.

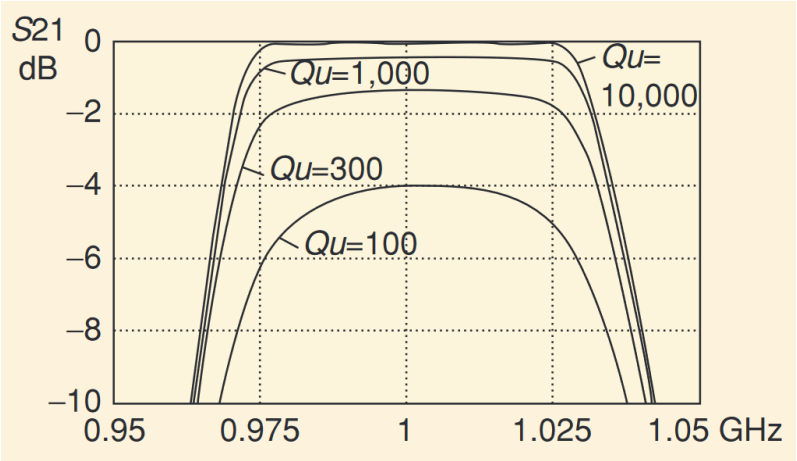


Figure I.17 : Réponse d'un filtre pour des résonateurs présentant différentes valeurs de facteur de qualité à vide [12]

IV.1.a. Filtres à lignes coplanaires

Il existe dans la littérature de nombreux filtres conçus à partir de lignes coplanaires. A titre d'exemples, les travaux de T. Paillot dans [13], dont le filtre est présenté Figure 18, démontrent l'obtention d'un filtre 2 pôles à 30 GHz présentant des pertes d'insertion autour de -2 dB, une bande passante de 9 % ainsi qu'une adaptation meilleure que 17 dB. Il y a également le filtre à 3 GHz réalisé par D. Chen dans [14], qui présente des pertes d'insertion de 1,7 dB, des zéros de transmission de part et d'autre de la bande passante, et une rejection hors bande supérieure à 20 dB. Comme nous l'expliquions précédemment, les filtres à base de résonateurs coplanaires sont facilement intégrables dans les circuits et notamment les MMIC. De plus, ils ont l'avantage d'être facile à fabriquer et peu onéreux. Cependant, étant sujet aux différents types de pertes évoqués, les filtres à base de résonateurs coplanaires présentent des facteurs de qualité à vide Q_0 assez faible, de l'ordre de quelques dizaines. Leurs fréquences d'utilisation sont donc limitées. En outre, le mode de couplage entre les différents résonateurs limite la largeur de la bande passante. Enfin, ces filtres ne permettent pas de réaliser des fonctions de filtrage complexe telles que l'obtention de zéros de transmission par couplage de résonateurs non adjacents par exemple.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

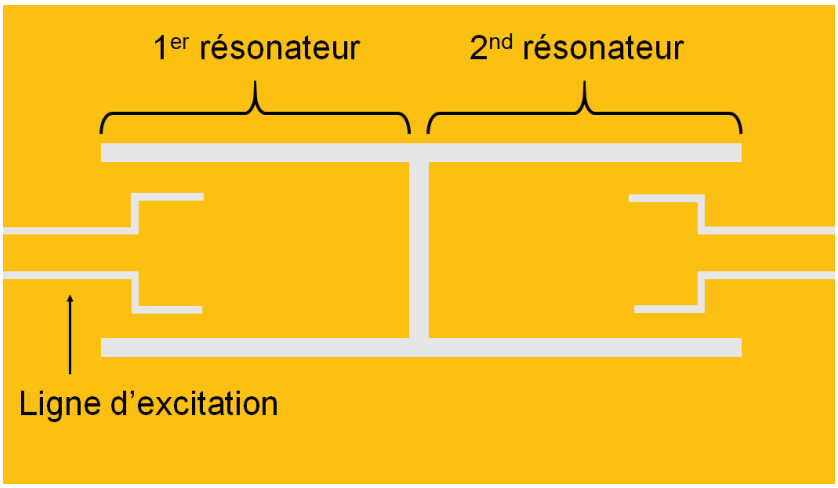


Figure I.18 : Exemple d'un filtre 2 pôles conçu à partir de résonateurs coplanaires

IV.1.b. Filtres à lignes microrubans

1) Les filtres à lignes couplées

Là encore, la littérature foisonne de publications concernant les filtres à lignes couplées, présentant généralement une longueur équivalente à λ/2. Ces filtres peuvent se présenter sous différentes formes en fonction des besoins en termes de compacité ou de performances radiofréquences par exemple. Les formes les plus répandues sont les filtres à lignes couplées aux extrémités comme dans [15] ou [16], les filtres à lignes présentant un couplage latéral, décrit dans [17]. Cependant ces topologies présentent un encombrement relativement important qu'il est possible de réduire par l'utilisation d'architecture « en épingles » comme dans [18] ou [19]. Outre le fait de rendre les filtres à lignes couplées plus compacts, cette topologie permet d'obtenir des fonctions pseudo elliptiques par couplage de résonateurs non adjacents. Malgré tout, les filtres à lignes microrubans sont, à l'instar des filtres à lignes coplanaires, réservés aux applications à bandes étroites et sont sujet aux pertes précédemment abordées, ce qui limite leurs performances. Les Q_0 obtenus sont de proches de 200. Un schéma des topologies abordées est présenté Figure I.19.

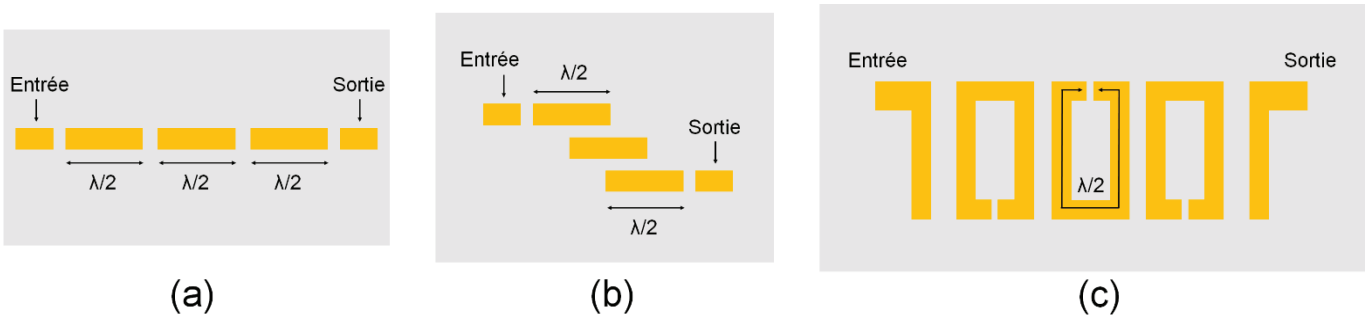


Figure I.19 : Les différentes topologies de filtres à lignes couplées (a) filtres à couplage aux extrémités, (b) filtre à couplage latéral, (c) filtres avec résonateurs en épingles

Licence CC BY-NC-ND 3.0

2) Les filtres interdigités

Les filtres interdigités sont composés de lignes microrubans de longueur λ/4, situées les unes à côté des autres et présentant chacune une extrémité en court-circuit par l'intermédiaire de vias et l'autre en circuit ouvert (Figure I.20). Le mode de couplage latéral permet l'obtention de larges bandes passantes. Cependant du fait de l'utilisation de vias et de gaps inter-résonateurs de l'ordre de quelques microns, les filtres interdigités sont sensibles aux dispersions de fabrications. De plus les Q_0 sont là encore limités à des valeurs proches de 150 à 200. Des exemples de filtres interdigités sont présentés dans [20] et [21].

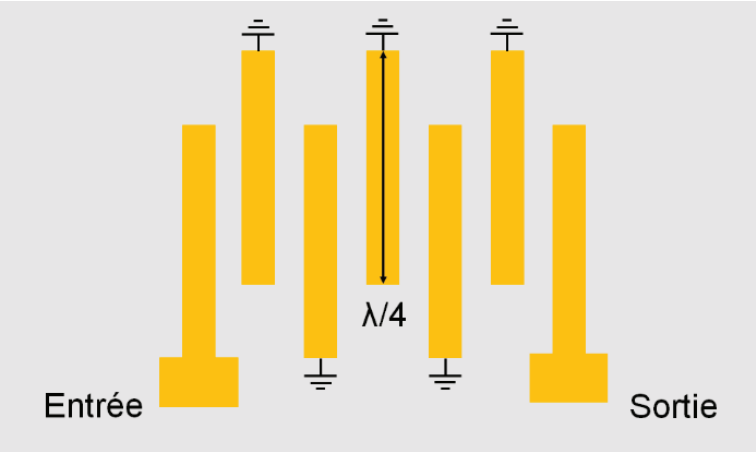


Figure I.20 : Schéma d'un filtre interdigités

3) Les filtres à stubs

Ces filtres sont réalisés, comme leur nom l'indique, à partir de résonateurs présentant un tronçon de ligne en parallèle, généralement de longueur λ/4, appelé stub. L'extrémité du stub non reliée au résonateur peut être en court-circuit ou en circuit ouvert.

Dans le cas d'un stub en court-circuit, les différents résonateurs composants le filtre sont couplés en utilisant des lignes λ/4 (Figure 21). Le couplage inter-résonateur dépend donc de la largeur des lignes λ/4 utilisées. Ces filtres permettent ainsi d'obtenir de très larges bandes passantes [22].

Dans le cas d'un stub en circuit ouvert, le stub est situé au niveau de la jonction entre deux résonateurs λ/4 (Figure 21). Le mode de couplage est dit de proximité puisque les « pairs » de résonateurs λ/4 sont couplés par l'intermédiaire d'un gap. De ce fait, les filtres à stub en circuit-ouvert sont plutôt adaptés aux applications bande étroite [23].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

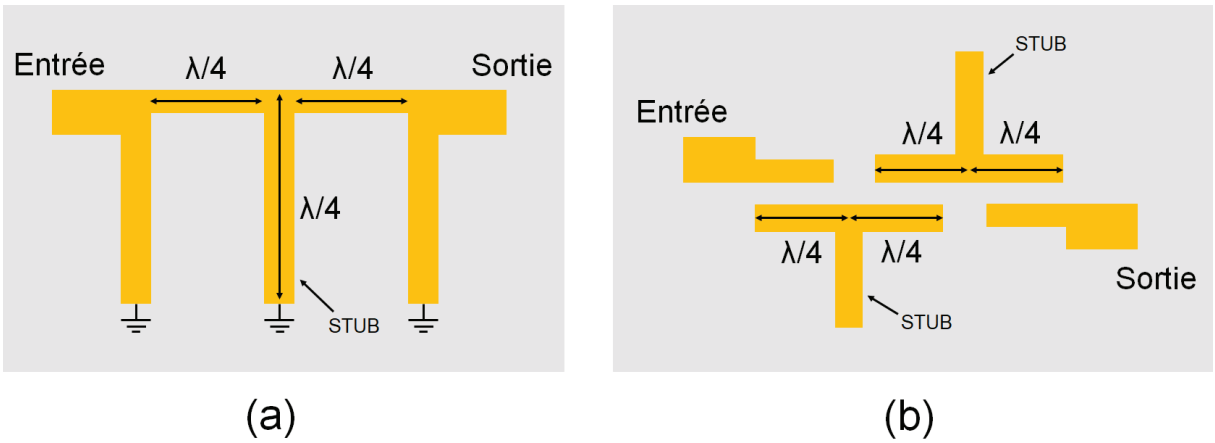


Figure I.21 : Schéma de filtres (a) à stubs court circuités (b) à stub en circuit ouvert

4) Les filtres comb-line

Les filtres comb-line sont réalisés à l'aide de résonateurs situés les uns à côté des autres. Chaque résonateur est composé d'un tronçon de ligne court circuité à l'une de ses extrémités et d'une capacité localisée. L'utilisation d'une capacité permet de réduire la longueur du tronçon de ligne auquel elle est associée, rendant ce type de filtre très compact. Ils sont souvent utilisés pour l'obtention de bandes passantes étroites [24], [25]. Un schéma de filtre combline est présenté Figure I.22.

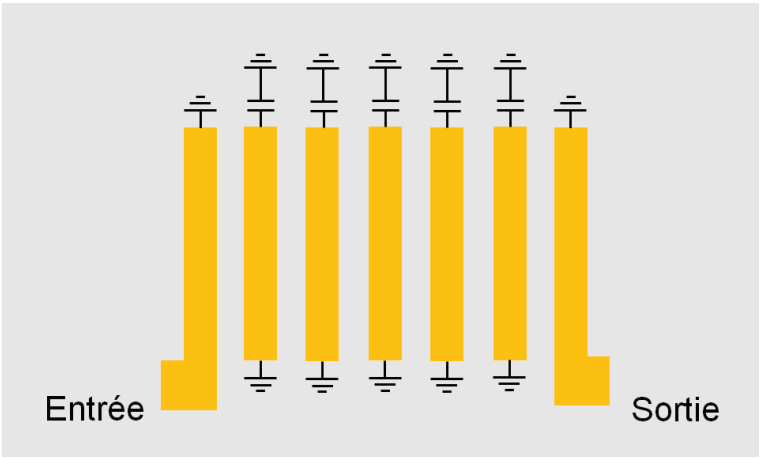


Figure I.22 : Schéma d'un filtre combline

5) Les filtres Dual Behavior Resonator (DBR)

Les filtres DBR sont réalisés à partir de paires de stubs placés en parallèle l'un par rapport à l'autre, court-circuités et présentant, comme leur nom l'indique, un comportement dual, puisqu'étant stop-bande et passe-bande. Le caractère stop-bande réside dans la présence de zéros de transmission à des fréquences différentes, créés par les pairs de stubs. Le caractère passe-bande provient de la recombinaison

Licence CC BY-NC-ND 3.0

constructive apparaissant entre les deux zéros. La géométrie des résonateurs est définie de façon indépendante (Figure I.23). Chaque dimension ainsi que les impédances associées sont par conséquent des degrés de liberté supplémentaires permettant de maitriser avec une très grande précision la position des zéros de transmission. Les filtres obtenus présentent ainsi des Q_0 supérieurs à ceux des filtres planaires classiques [26], cependant le nombre important de degrés de liberté complexifie la conception. De plus les bandes passantes obtenues sont plutôt étroites du fait de la différence entre les impédances.

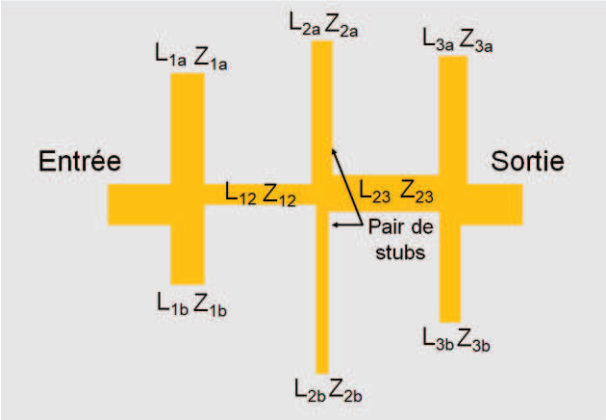


Figure I.23 : Schéma d'un filtre DBR

6) Les filtres à membranes suspendues

A l'instar des filtres précédemment évoqués, les filtres à membranes suspendues sont composés de résonateurs microrubans ou coplanaires. La spécificité de ces filtres réside dans « l'absence » de substrat sous les résonateurs. En effet les tronçons de ligne sont réalisés sur une couche de diélectrique de quelques micromètres préalablement déposé sur un substrat. La face arrière du substrat est ensuite usinée afin de libérer les tronçons de ligne qui ne reposent alors plus que sur la couche de diélectrique (Figure I.24). Cette topologie permet d'une part de minimiser les pertes diélectriques à l'intérieur du substrat mais également d'éliminer les modes de plaques [27].

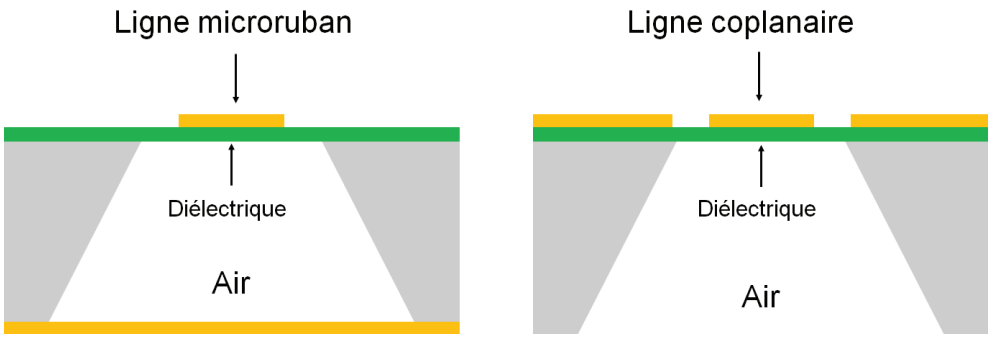


Figure I.24 : Filtres à lignes suspendues

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Il est possible d'enfermer les circuits suspendus à l'intérieur d'une cavité conçue à partir de substrats usinés puis métallisés (Figure I.25). Ce procédé permet d'éliminer les pertes par rayonnement et donc de maximiser le Q_0 des résonateurs pouvant alors atteindre des valeurs proches de 500 [28].

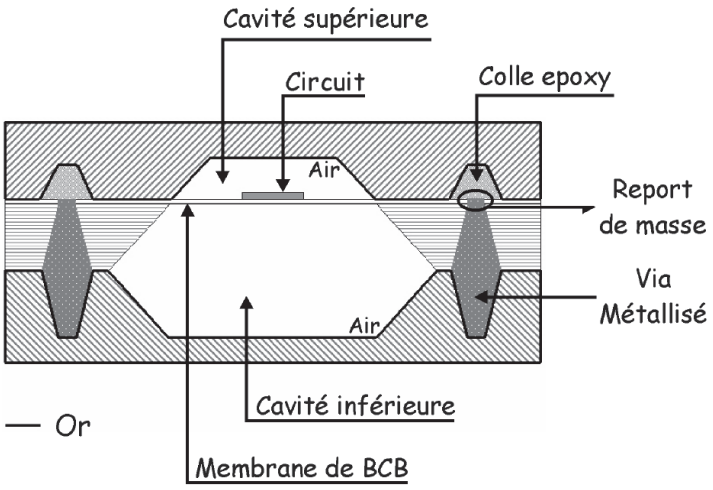


Figure I.25 : vue en coupe d'un filtre suspendu placé dans une cavité usinée et métallisée [31]

7) Les filtres planaires multicouches

Les filtres multicouches sont constitués de résonateurs situés sur plusieurs niveaux (Figure I.26), les substrats étant superposés. Cette architecture présente plusieurs avantages. En effet, la verticalisation permet d'obtenir des filtres très compacts [29]. De plus, le couplage entre résonateurs non adjacents est possible ce qui permet d'obtenir des fonctions elliptiques [30], [31]. Cependant le processus de fabrication reste plus complexe que celui d'une structure planaire classique.

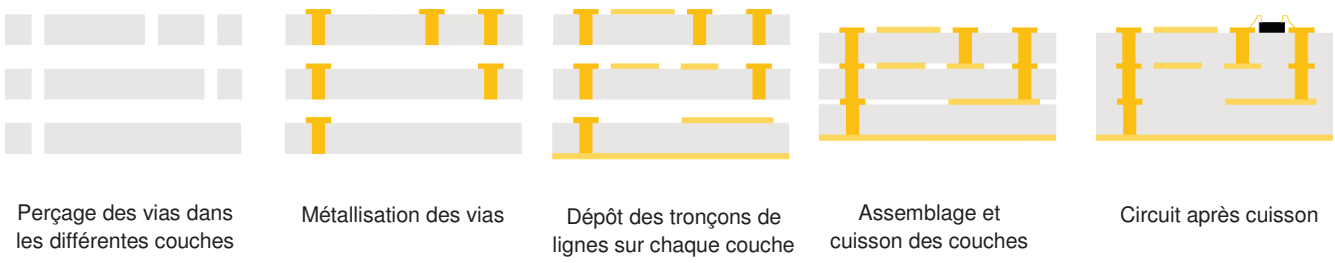


Figure I.26 : Etapes de conception d'un circuit planaire multicouches

8) Les filtres « bulk acoustic wave » et « surface acoustic wave » (BAW et SAW)

Ici, les ondes propagées ne sont pas électromagnétiques, mais acoustiques. Dans le cas d'un filtre SAW, des transducteurs d'entrée et de sortie, formés à partir de peignes interdigités sont réalisés à la surface d'un matériau piézoélectrique. L'application d'un champ électrique sur le transducteur d'entrée génère des ondes acoustiques de compression et de dilatation à la surface du matériau. La distance acoustique qui

Licence CC BY-NC-ND 3.0

sépare les peignes du transducteur doit être équivalente à la demi longueur de l'onde acoustique correspondante à la fréquence de résonance désirée. L'onde acoustique est à nouveau convertie en onde électromagnétique par le transducteur de sortie (Figure I.27).

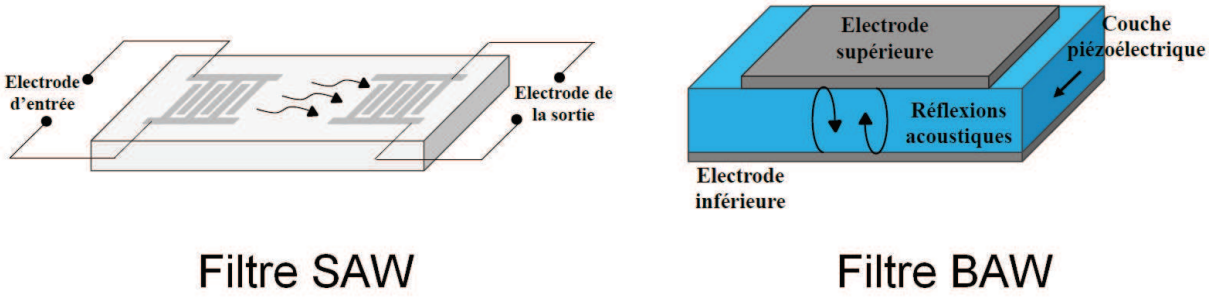


Figure I.27 : Les filtres SAW et BAW [32]

Ces filtres permettent d'obtenir des Q_0 élevés, supérieurs à 1000 cependant les fréquences de résonance obtenues restent inférieures à 10 GHz. De plus, la puissance maximale supportée par les filtres SAW ne dépasse pas 1 W [32].

Dans le cas d'un filtre BAW, l'onde acoustique se propage dans l'épaisseur du matériau piézoélectrique situé entre deux électrodes métalliques sur lesquels est appliqué le champ électrique (Figure I.27). Ici la fréquence de résonance désirée dépend de l'épaisseur du matériau piézoélectrique puisqu'elle est inversement proportionnelle à celle-ci. Outre les Q_0 supérieurs à 1000, les niveaux de puissance admissibles sont plus élevés que pour les filtres SAW [32].

IV.2. Les filtres volumiques

Comme leur nom l'indique, les filtres volumiques sont basés sur la propagation des modes de résonances de champs à l'intérieur d'un volume. La modification de ces modes de résonance permet d'obtenir des fonctions de filtrage passe bande. Tout comme pour les filtres planaire, les fréquences de résonance issues de filtres volumiques dépendent des dimensions des résonateurs.

Bien que les filtres volumiques soient plus encombrants que les filtres planaires, leur très fort Q_0 (> 1000) permet d'obtenir des filtres extrêmement sélectifs et présentant de très faibles pertes (< 1 dB). De plus, la propagation à l'intérieur d'un volume garantie une excellente tenue en puissance. Il présente également une meilleure stabilité thermique. De ce fait, ces filtres sont des éléments clés des chaines de traitement satellite. Les filtres sont généralement classés en trois catégories : les filtres à cavités métalliques, les filtres à guide d'ondes, les résonateurs diélectriques. Il existe également les filtres SIW (Substrate Integrated Waveguide) pour lesquels la technologie planaire est associée puisqu'ils sont alimentés par des lignes microrubans ou coplanaires.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.2.a. Les filtres à cavités métalliques

Les filtres à cavités métalliques ont fait leur apparition au milieu du 20ème siècle. Ils sont obtenus par usinage d'une succession de cavités dans un bloc de métal (Figure I.28).

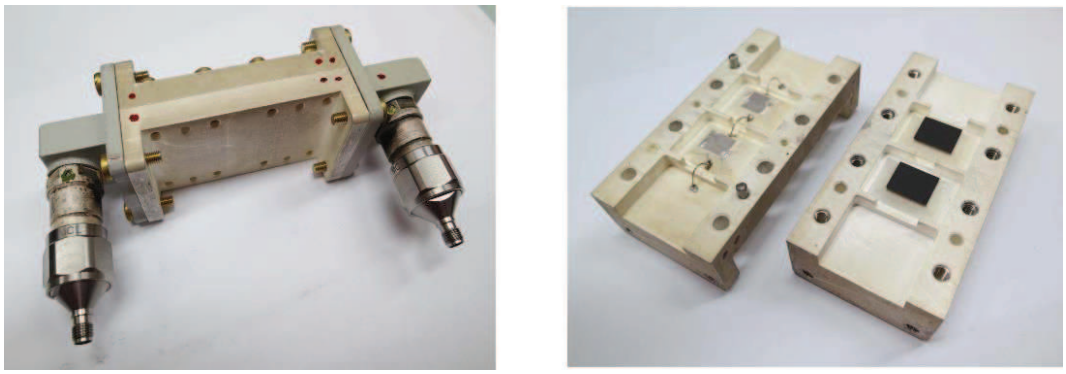


Figure I.28 : Filtre à cavités rectangulaires en bande X [33]

Les modes s'installant dans les cavités ainsi que leurs fréquences de résonance dépendent des dimensions des cavités. Elles sont couplées les unes aux autres par l'intermédiaire d'iris de couplage dont la forme, la position ainsi que les dimensions déterminent les valeurs mais également le signe des couplages obtenus [33], [34]. Cependant l'utilisation d'une succession de cavités rend ces filtres très encombrants. Il est possible de réaliser des filtres passe bande à partir d'une cavité unique (Figure I.29) par propagation de modes d'ordre supérieurs comme dans [35].

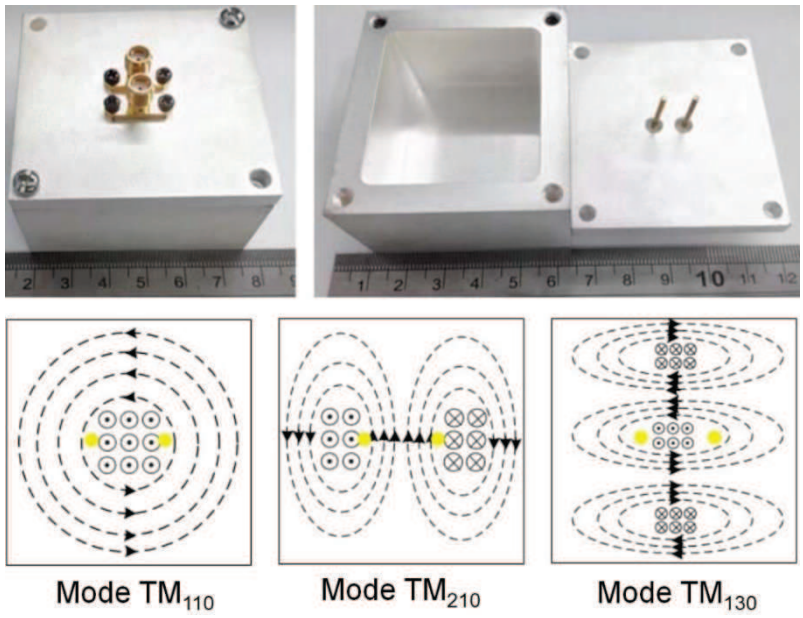


Figure I.29 : Filtre à cavité unique et réparation des champs électromagnétiques au sein de la cavité [35]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Il est également possible d'utiliser des cavités bi-modes, dans lesquelles vont apparaitre des modes duaux ayant la particularité de présenter deux polarisations orthogonales pour une fréquence de résonance identique [36]. Cela permet de fabriquer des filtres « N pôles » avec N résonateurs. L'orthogonalité entre les polarisations est rompue par l'introduction d'une discontinuité à 45° des axes d'excitation, assurant le couplage des modes duaux. Les filtres à cavité métalliques permettent d'obtenir des Q_0 de l'ordre de plusieurs milliers, garantissant une excellente sélectivité ainsi que des pertes inférieures à 1 dB.

Cependant, malgré l'utilisation de ces différentes techniques permettant de minimiser leurs tailles, ces filtres restent très encombrants. De plus ils sont difficilement reproductibles en grandes séries puisqu'ils nécessitent généralement des réglages post-fabrication, réalisés par l'intermédiaire de vis (Figure I.30), donnant la possibilité de modifier les couplages inter-résonateurs ou la fréquence de résonance des cavités par exemple [37].

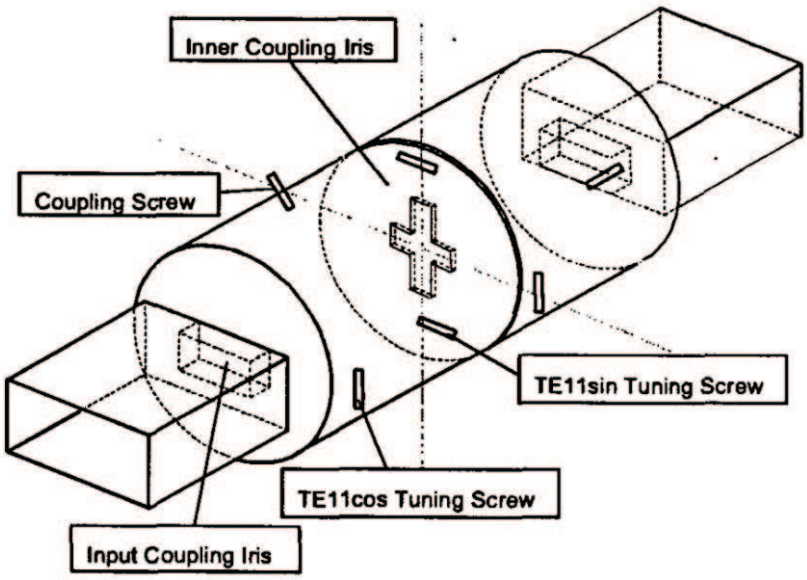


Figure I.30 : Utilisation de vis pour le réglage de la réponse du filtre [37]

IV.2.b. Les filtres à résonateurs diélectriques

Les filtres à résonateurs diélectriques intègrent un élément diélectrique qui est placé à l'intérieur de chaque cavité (Figure I.31). Ce type de filtre a fait son apparition dans les années 60. Les modes s'établissant à l'intérieur dépendent de la permittivité et de la forme des éléments diélectriques et plus seulement des dimensions des cavités. L'ajout de l'élément diélectrique permet de réduire la taille des cavités tout en garantissant des Q_0 de plusieurs milliers [38], [39]. Cependant, la présence de l'élément diélectrique peut engendrer des pertes en cas de montée en fréquence. De plus, ce type de résonateur nécessite, à l'instar des filtres à cavités métalliques, des réglages post-fabrication.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

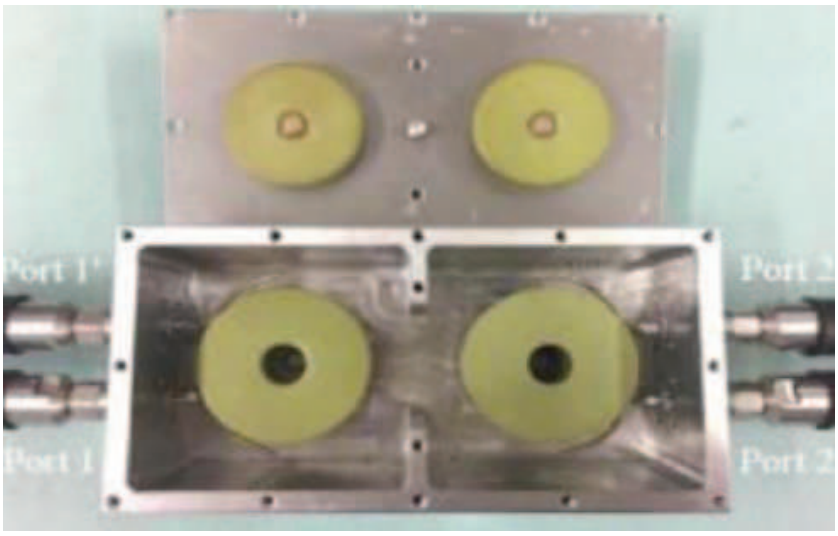


Figure I.31 : Filtre à résonateurs diélectriques [39]

IV.2.c. Les filtres à guides d'ondes

Ces filtres sont basés sur la mise en cascade de sections de guides d'onde au-dessus et en-dessous de leur fréquences de coupure grâce à des inserts métalliques pourvus de fentes par exemple (Figure I.32). Ici, des réflexions vont apparaitre au niveau des fentes et ainsi permettre de sélectionner la bande de fréquence désirée [40], [41].

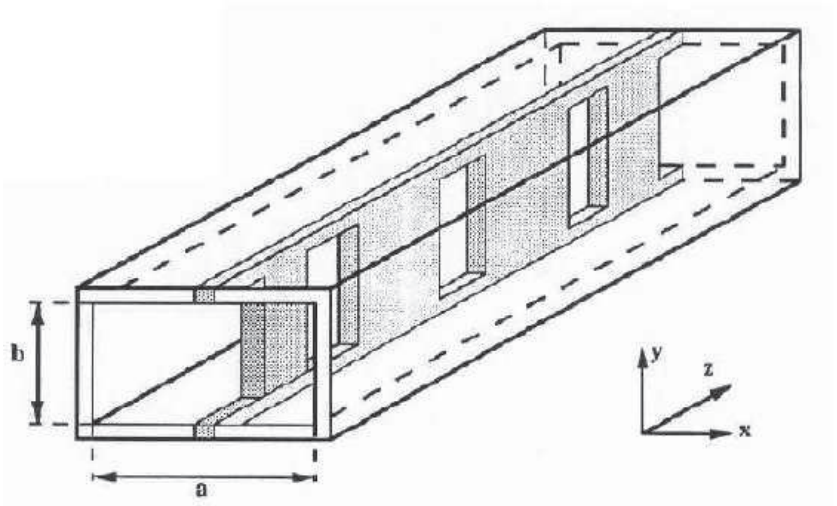


Figure I.32 : Filtre à guide d'onde avec inserts métalliques

Les filtres à guide d'ondes sont généralement utilisés pour des fréquences supérieures à 10 GHz. L'absence de diélectrique permet de limiter les pertes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.2.d. Les filtres SIW

Comme évoqué précédemment, les filtres SIW associent technologies planaires et volumiques. En effet le filtre est composé d'un matériau diélectrique à l'intérieur duquel sont délimitées des cavités à l'aide de vias métallisés pour les parois latérales et de plans métalliques pour les faces supérieures et inférieures (Figure I.33).

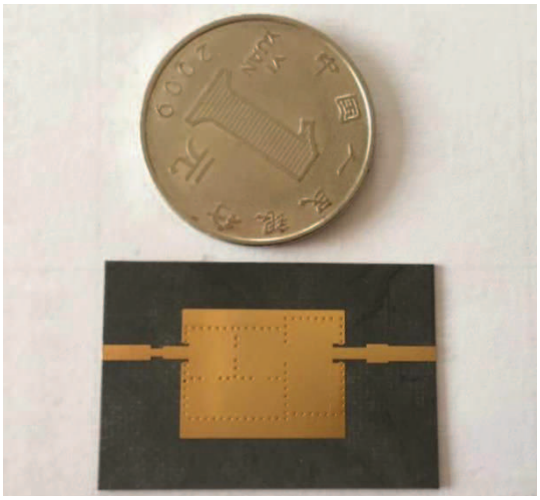


Figure I.33 : Filtre SIW [42]

Ces cavités sont couplées à l'aide d'iris de couplage réalisés grâce à des zones inter-cavités dépourvues de vias. De ce fait, les modes de propagation au sein des cavités sont volumiques ce qui confère aux filtres SIW leur caractère volumique. Cependant le couplage extérieur est assuré par des lignes coplanaires ou microrubans, conférant à ces filtres leur caractère planaire [42]. Afin d'apparaitre comme un mur électrique parfait, les vias doivent présenter un diamètre suffisamment élevé ainsi qu'un espacement inter-via suffisamment faible. Les filtres SIW ont l'avantage de permettre l'obtention de fonctions elliptiques [43] par couplage de résonateurs non-adjacents à l'aide, de lignes coplanaires ou microrubans (Figures I. 34).

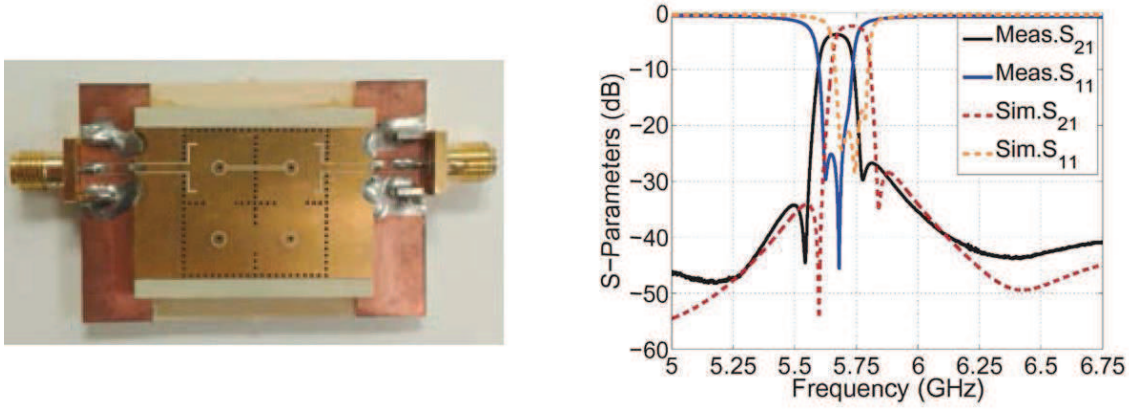


Figure I.34 : Filtre SIW présentant un couplage entre les résonateurs non adjacents 1 et 4 [43]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les filtres SIW déjà très compacts, peuvent être encore réduits en dimensions en empilant les cavités 1 et 2 puis 3 et 4 par exemple (Figure I.35), en utilisant 2 substrats l'un sur l'autre [44].

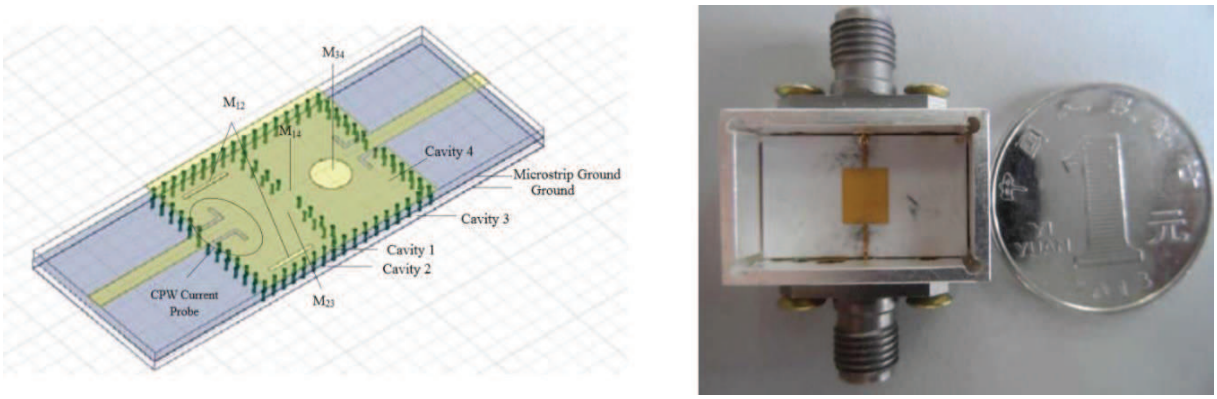


Figure I.35 : Filtre SIW dont les cavités sont empilées [44]

Les bandes passantes obtenues peuvent être relativement étroites. De plus, le substrat diélectrique génère naturellement plus de pertes que l'air présent dans une cavité métallique conventionnelle.

IV.2.e. Récapitulatif

Les différentes topologies de filtres présentent des avantages et des inconvénients qui doivent être pris en compte en fonction de l'application visée, mais également du cahier des charges défini au préalable. Le tableau I.4 effectue un récapitulatif non exhaustif des topologies abordées dans cette première partie. Malgré leur caractère planaire, les filtres à membranes suspendues et acoustiques sont considérés à part, du fait de leurs géométries particulières. Les filtres SIW apparaissent également séparés des filtres volumiques puisqu'ils combinent caractéristiques planaires et volumiques.

IV.3. Les filtres accordables

Le prix du lancement d'un satellite est naturellement indexé sur son poids. En effet plus un satellite est lourd plus il nécessite de carburant afin d'être mis en orbite par exemple. Les filtres utilisés dans les charges utiles représentent généralement un tiers de leur masse. Par conséquent, utiliser des filtres moins encombrants et plus légers permettrait de réduire les coûts de fabrication ainsi que de lancement. Ceci a poussé les industriels ainsi que les laboratoires à développer des filtres dits accordables, c'est-à-dire des filtres dont la fréquence de résonance ou encore la bande passante peut être reconfigurée après fabrication. De ce fait, un filtre unique peut remplir plusieurs fonctions de filtrage. Cela permet de réduire le nombre de filtres diminuant ainsi le poids et la taille des satellites (Figure I.36) et par conséquent leur coût de fabrication et de lancement. Mais ce principe est également tout à fait

Licence CC BY-NC-ND 3.0

	Filtres planaires	Filtres à membranes suspendues	Filtres acoustiques	Filtres SIW	Filtres volumiques
Fréquence d'utilisation	100 MHz- 50 GHz	<200 GHz	<10 GHz	1 GHz-60 GHz	1 GHz – 150 GHz
Largeur de bande	Etroite à large	Etroite	Etroite	Etroite	Etroite
Q_0	Plusieurs dizaines	Plusieurs centaines	<1000	Plusieurs centaines	Plusieurs milliers
Puissance admissible	Faible	Faible	Faible	Faible	Elevée
Intégrabilité	Bonne	Moyenne	Moyenne	Moyenne	Mauvaise
Coût de fabrication	Faible	Faible	Faible	Faible	Elevée

Tableau I.4 : Récapitulatif des topologies de filtres abordées

applicable pour des domaines plus « grand public » tels que la téléphonie mobile, ou tout système électronique nécessitant un nombre de filtres importants.

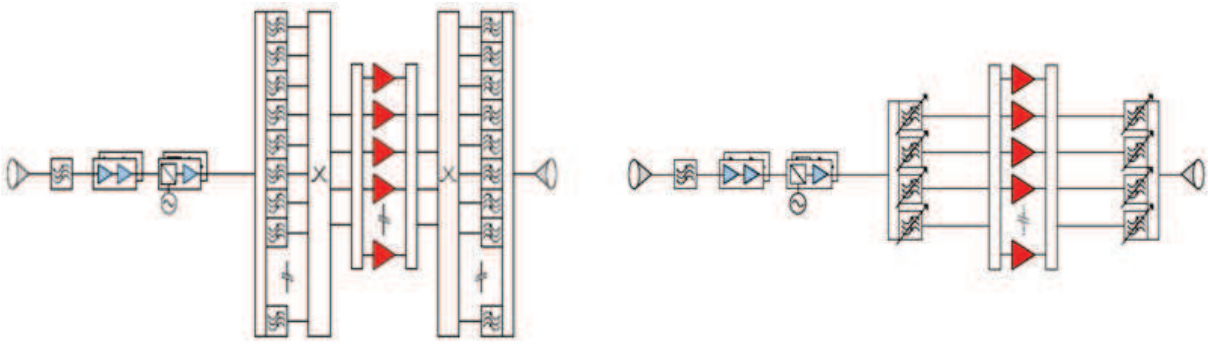


Figure I.36 : schéma d'une chaine d'émission réception satellite non accordable et accordable [45]

IV.3.a. Filtres planaires accordables

Les filtres planaires peuvent être rendus accordables grâce à différentes technologies qui permettent de conserver la très bonne intégrabilité des filtres planaires tout en réduisant le nombre de filtres nécessaires.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cependant le Q_0 reste le facteur limitant des technologies planaires. De plus, il est souvent impacté par l'insertion d'éléments d'accord.

1) Les composants semi-conducteurs

Coupler les filtres planaires à des composants semi-conducteurs permet d'obtenir des filtres accordables offrant de bonnes performances en termes de décalage en fréquence mais également en temps de commutation. Ces composants ont l'avantage d'être largement commercialisés et leur fabrication ainsi que leur intégration sont bien maitrisées. Cependant, les semi-conducteurs nécessitent l'application d'une tension de polarisation ce qui entraine une consommation d'énergie. De plus, les semi-conducteurs sont à l'origine de pertes et de distorsions.

- Les commutateurs : ils sont généralement réalisés à base de diodes PIN ou de transistors FET. Ils sont intégrés dans les filtres en ajoutant une capacité en série avec le commutateur, qui charge le filtre lorsque la diode est activée (Figure I.37). Elle présente une très bonne tenue en puissance et un temps de commutation allant de 1 ns à quelques dizaines de nanosecondes pour une résistance séries allant de 1 à 4 Ω [46], [47]. Mais elles présentent également une forte consommation d'énergie.

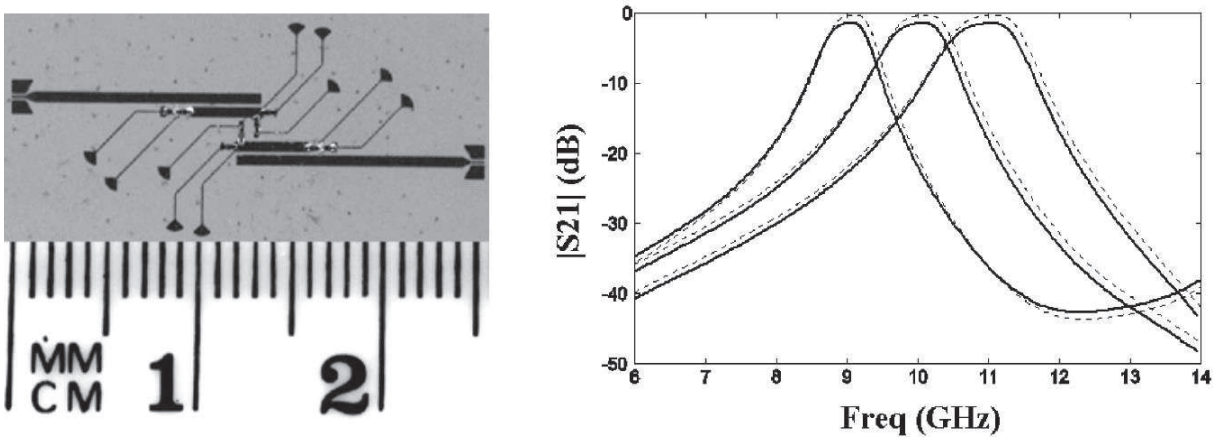


Figure I.37 : Filtre planaire accordable à l'aide de diode PIN [47]

- Les varactors ou capacités variables : ils sont généralement réalisés à l'aide de diodes Schottky (Figure I.38). Ils présentent une faible consommation pour un temps de commutation de quelques nanosecondes. Cependant leur tenue en puissance n'est que de quelques dizaines de milliwatts. En outre, ils génèrent de fortes distorsions lorsque des signaux de puissance traversent le filtre [48], [49].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

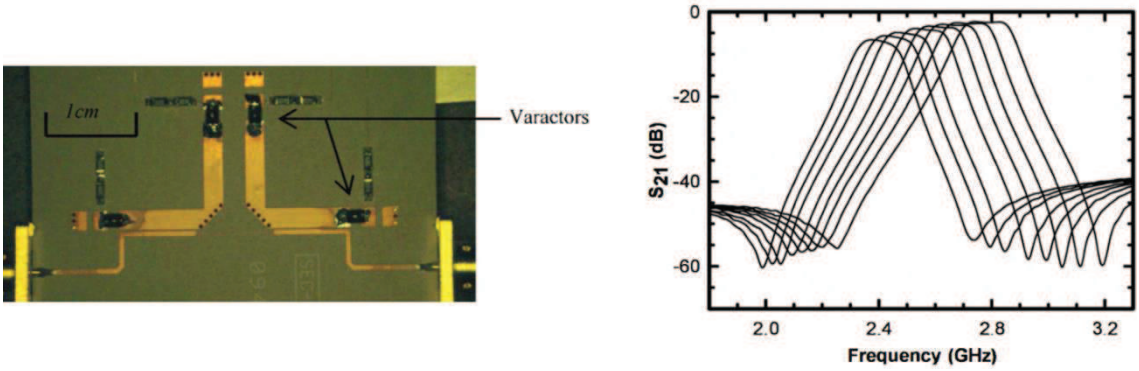


Figure I.38 : Filtre planaire 4 pôles accordable par l'intermédiaire de diode Schottky [49]

2) Les matériaux à permittivité variable ferroélectriques

Comme leur nom l'indique, ces matériaux voient leur permittivité varier sous l'application d'une différence de potentiel électrique. Les principaux matériaux possédant cette propriété sont dits ferroélectriques. Ils sont souvent utilisés sous forme de capacité MIM (Métal-Isolant-Métal) et permettent d'obtenir une capacité variable par variation de permittivité de la couche isolante sous l'effet d'un champ électrique (Figure I.39). Elles ont l'avantage de ne pas consommer de puissance mais sont sensibles à la température et peuvent également créer des distorsions sous l'application de signaux de puissance [50].

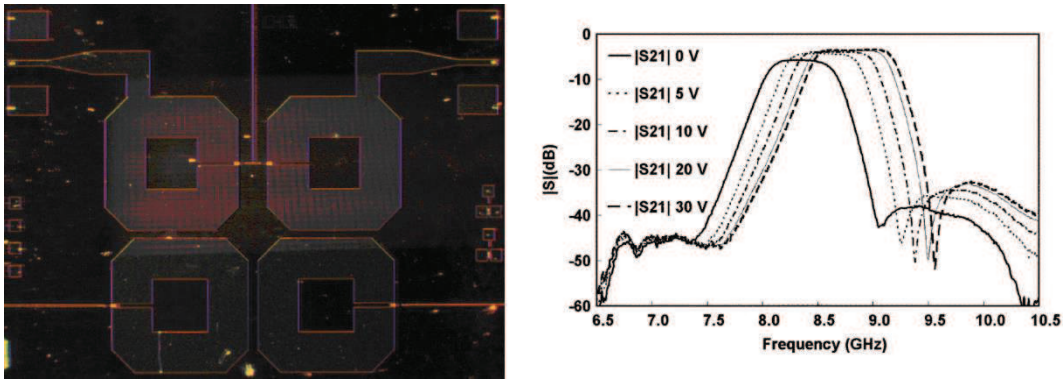


Figure.I.39 : Filtre planaire 4 pôles accordable à l'aide de capacités ferroélectriques [50]

IV.3.b. Filtres volumiques accordables

Comme nous l'avons vu précédemment, les filtres volumiques tels que les filtres à cavités métalliques, les filtres à résonateurs diélectriques ainsi que les filtres à guides d'ondes, sont très utilisés dans les applications satellites puisqu'ils permettent d'atteindre des Q_0 de plusieurs milliers, garantissant une excellente sélectivité ainsi que de très faibles pertes, le tout en supportant de fortes puissance. En contrepartie, ces filtres sont souvent lourds et encombrants ce qui représente un frein, à l'heure où les industriels souhaitent réduire le poids,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

la taille et les coûts des systèmes de télécommunication. A l'instar des filtres planaires, la conception de filtres volumiques accordables permettrait de palier en partie ces problèmes. Cependant l'ajout d'un élément d'accord peut dégrader le Q_0 de ces filtres, notamment si cet élément présente une forte influence sur la fréquence de résonance, permettant ainsi d'avoir une large plage d'accord et il est important de définir les besoins en terme d'accordabilité. En effet, l'élément d'accord peut être utilisé pour compenser une éventuelle dérive fréquentielle liée aux dispersions de fabrication ou encore à la dilatation thermique. Dans ce cas une faible influence de l'élément d'accord garantira un décalage fréquentiel suffisant tout en préservant les performances du filtre. Pour obtenir un filtre capable de fournir une réponse sur une large bande de fréquence, l'influence de l'élément d'accord devra être maximisée, dégradant les performances davantage. Il est donc indispensable de trouver un compromis entre l'accordabilité et les performances d'un filtre.

Tout comme pour les filtres planaires, il existe différentes technologies permettant de concevoir des filtres volumiques accordables.

1) Modification du volume de la cavité

- A l'aide d'un capot mobile : la fréquence de résonance dépend du volume de la cavité et contrôler le volume de la cavité assure le contrôle de la fréquence de résonance. Dans [51], chaque résonateur est muni d'un capot mobile, mis en mouvement par le même moteur (Figure I.40). La dérive en fréquence étant faible, ce type de dispositif est indiqué pour la compensation de la dérive fréquentielle. En contrepartie le Q_0 atteint plusieurs milliers.

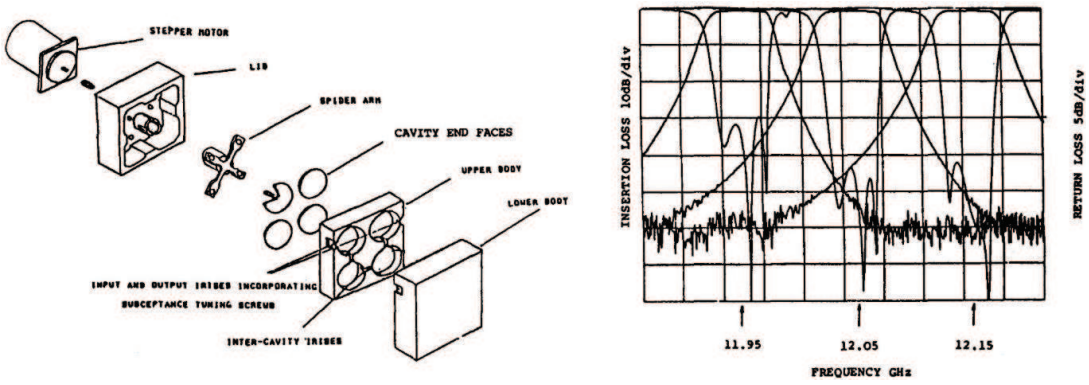


Figure I.40 : Filtre volumique accordable à l'aide d'un capot mobile [51]

- A l'aide d'un plongeur : ici, « le toit » de la cavité reste immobile, c'est un disque qui descend ou remonte dans la cavité à l'aide d'un piston (Figure I.41) qui permet de générer la dérive fréquentielle. Ce mouvement vient en effet perturber les champs électromagnétiques à l'intérieur de la cavité, permettant de décaler la fréquence de résonance. Dans [52], la plage d'accord obtenue représente 500 MHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

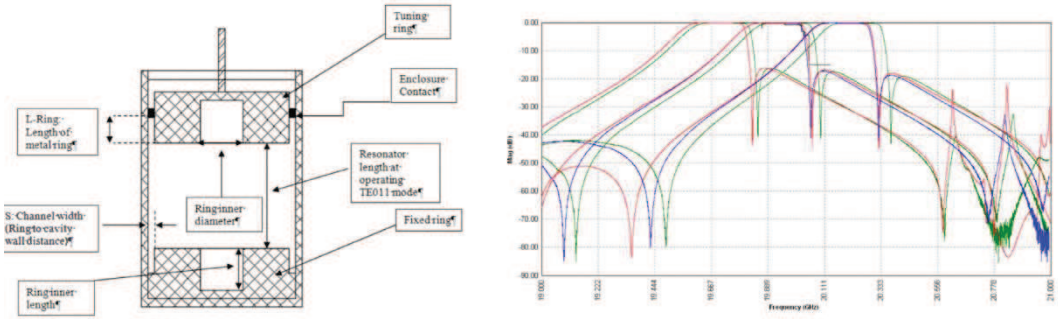


Figure I.41 : Filtre volumique accordable à l'aide d'un plongeur contrôlé par piston [52]

2) Utilisation de perturbateurs diélectriques

Des pièces diélectriques dont la forme a été optimisée, sont usinées puis placées dans des cavités métalliques composant un filtre volumique (Figure I.42). Ces pièces diélectriques sont mises en mouvement à l'intérieur des cavités, ce qui va perturber le champ électromagnétique et ainsi provoquer un décalage de la fréquence de résonance du filtre. Les travaux de N. Jolly dans [53] démontre une plage d'accord de 727 MHz entre 2 états distincts pour un Q_0 supérieur à 6000. L'impression 3D a également permis de prototyper des filtres présentant une accordabilité continue.

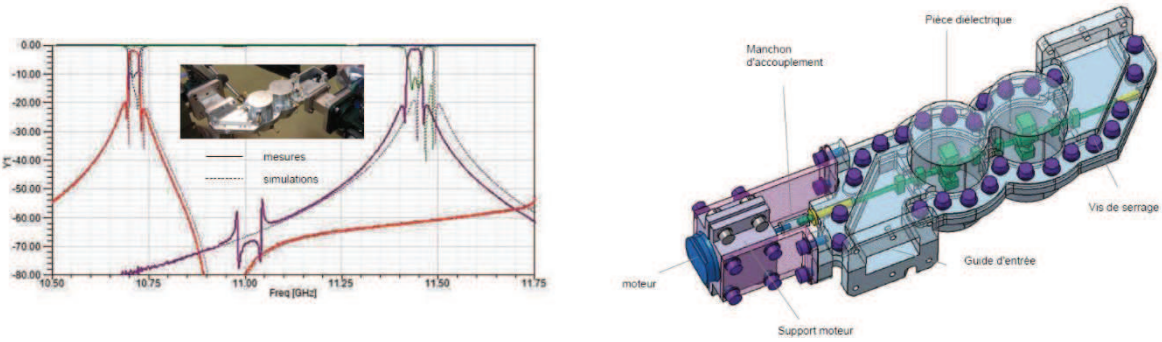


Figure I.42 : Filtre accordable à l'aide de perturbateurs diélectrique [53]

3) Utilisation de varactors

Les filtres SIW peuvent être rendus accordables par l'intermédiaire de varactors. De tels filtres sont généralement chargés en leur centre par un plot capacitif métallique relié au toit de la cavité. Le schéma électrique équivalent est alors un circuit RLC classique (Figure I.43). Par variation de la capacité, il est possible de décaler la fréquence de résonance du filtre. Pour cela, une dé-métallisation circulaire est effectuée sur la face supérieure. Des varactors sont alors implantés sur ce gap. L'activation de ces varactors va créer une variation de la capacité et ainsi provoquer un décalage fréquentiel (Figure I.43). [54] présente un filtre ultra compact offrant une excursion fréquentielle de 640 MHz. Cependant le Q_0 ne dépasse pas 206. Cela est notamment dû aux pertes diélectriques mais également aux pertes générées par les varactors.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

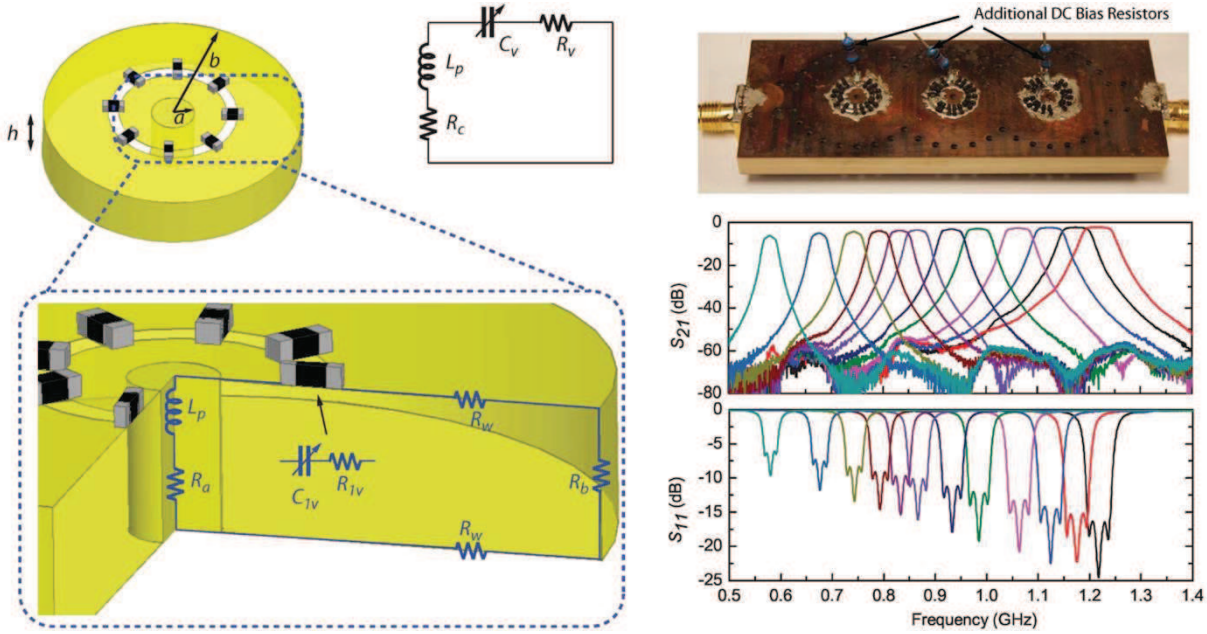


Figure I.43 : Filtre SIW accordable à l'aide de varactors [54]

4) Utilisation d'actionneurs piézoélectriques

Dans [55], les cavités SIW sont chargées par un plot capacitif, des vias sont utilisés afin de réaliser les parois latérales et la face supérieure est métallisée. Cependant les cavités sont « à air » puisque le diélectrique composant les substrats est creusé (Figure I.44). La paroi inferieure de chaque cavité est donc réalisée à l'aide d'un disque piézoélectrique métallisé afin d'obtenir l'accord en fréquence. Le filtre présente une excursion fréquentielle de 3 GHz.

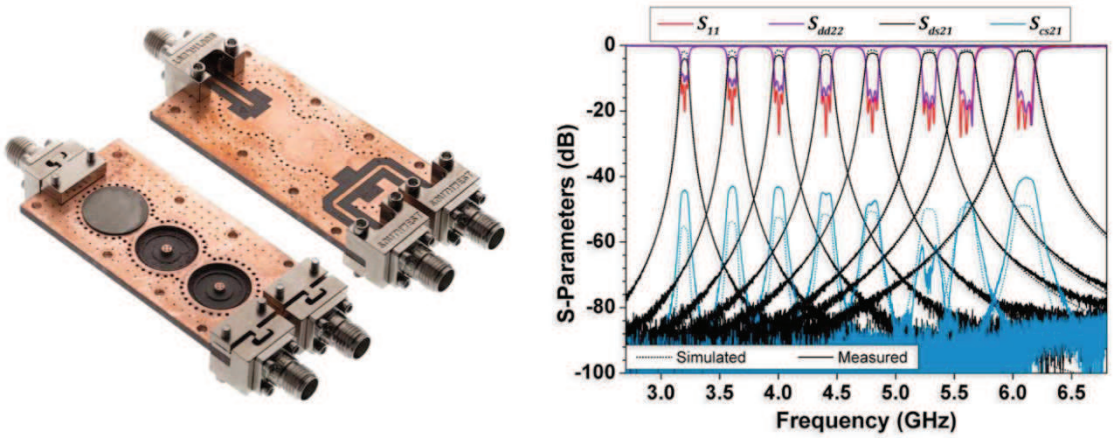


Figure I.44 : Filtre SIW accordable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques [55]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les éléments que nous venons de présenter sont tous utilisés afin de réaliser des filtres accordables. Cependant il reste un dernier type d'élément à aborder, les MEMS-RF. Ces composants vont être présentés plus en détail dans la suite puisqu'ils sont au cœur des dispositifs réalisé au cours de ces travaux de thèse. Nous allons dans un premier temps expliquer l'histoire et le principe de fonctionnement des MEMS et MEMS-RF puis effectuer un état de l'art des filtres accordable à MEMS-RF planaire puis volumique.

IV.4. La technologie MEMS

La technologie MEMS, en anglais *MicroElectroMechanical System* ou *Micro Système Electro Mécanique* en français repose sur la mise en mouvement d'une partie mobile, suspendue à l'aide de couches sacrificielles, et maintenue par un ou deux ancrages, communément appelés cantilever et poutre respectivement. La mise en mouvement d'une membrane suspendue engendrant une variation du comportement électronique du composant est proposée dès 1967 par Nathanson. Le concept, alors appelé « Resonant Gate Transistor (RGT) » [56], démontre que l'actionnement électrostatique d'une grille de transistor suspendue au-dessus d'une zone dopée (Figure I.45), permet de modifier le champ électrique, changeant ainsi la taille de la zone de déplétion et donc la transconductance du transistor.

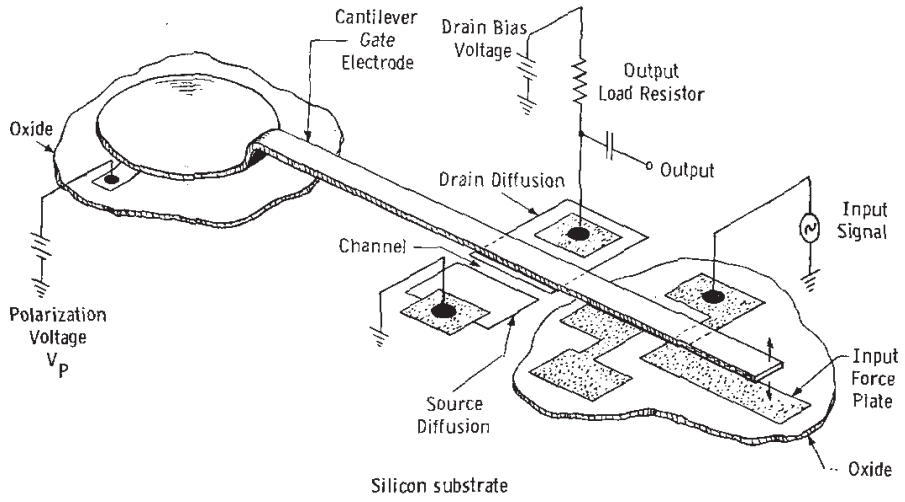


Figure I.45 : Le transistor à grille résonante [56]

Cette technologie fut tout d'abord développée pour des applications basses fréquences, pour les micro-capteurs ou d'accéléromètres. Ce n'est qu'à la fin des années 70 que les MEMS dédiés aux applications hyperfréquences vont voir le jour. En effet, c'est en 1979 que Petersen présente dans [57] le 1er composant MEMS appliqué aux télécommunications. Par la suite, de nombreuses publications vont étayer et confirmer tout le potentiel des MEMS-RF comme par exemple Goldsmith dans [58] en 1995 (Figure I.46).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

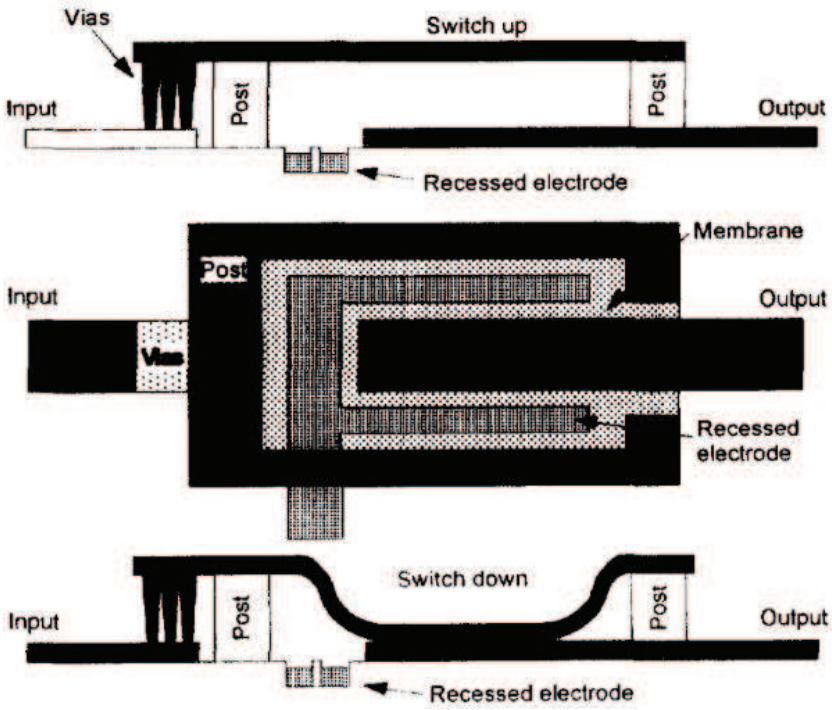


Figure I.46 : Le composant MEMS de Goldsmith [58]

Les MEMS-RF reposent sur l'actionnement d'une électrode rendue mobile par micro-usinage de surface, ce qui permet d'obtenir une modification de la réponse électrique du composant. Cet actionnement nécessite l'application d'une force sur la partie mobile qui peut être électrique, piézoélectrique, magnétique ou encore thermique. Les actionneurs électrostatiques sont aujourd'hui les plus utilisés car ils sont compacts et présentent une consommation de puissance de l'ordre du nanowatt que l'on considère généralement nulle. Le tableau I.5 permet d'effectuer un comparatif des différents types d'actionnements. La fonction électrique réalisée dépend quant à elle de la nature du MEMS-RF, qui peut être ohmique ou capacitif, mais également de son implémentation puisqu'il peut être placé en série ou en parallèle.

	Consommation de puissance (mW)	**Taille**	**Temps de commutation (µs)**
Electrostatique	0	Très petite	1-200
Piézoélectrique	0	Grande	50-500
Magnétique	0-100	Grande	300-1000
Thermique	0-200	Moyenne	300-10 000

Tableau I.5 : Comparatif des différents types d'actionnement des MEMS-RF [59]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.4.a. Les commutateurs MEMS-RF ohmiques

Les commutateurs MEMS-RF ohmiques, sont des relais électriques miniatures. Ils présentent un état ouvert dit « OFF » et un état fermé dit « ON » comme le montre la Figure I.47. Lorsque la partie mobile du micro-relais est en position haute, l'interrupteur est ouvert et le signal électrique est fortement atténué lorsqu'il traverse le MEMS-RF. L'absence de contact est un avantage certain par rapport aux commutateurs à base de semi-conducteurs qui présentent toujours des courants de fuite. Cependant, le gap entre la partie mobile et la zone de contact est au plus quelques micromètres et il existe une capacité C_{OFF} entre les deux qui déterminera l'isolation du composant MEMS-RF en fonction de la fréquence. A l'état ouvert, le MEMS-RF peut donc être représenté par un circuit RLC_{OFF} ou L est l'inductance du MEMS-RF, R les pertes métalliques et C_{OFF} la capacité à l'état haut de MEMS-RF (Figure I.47).

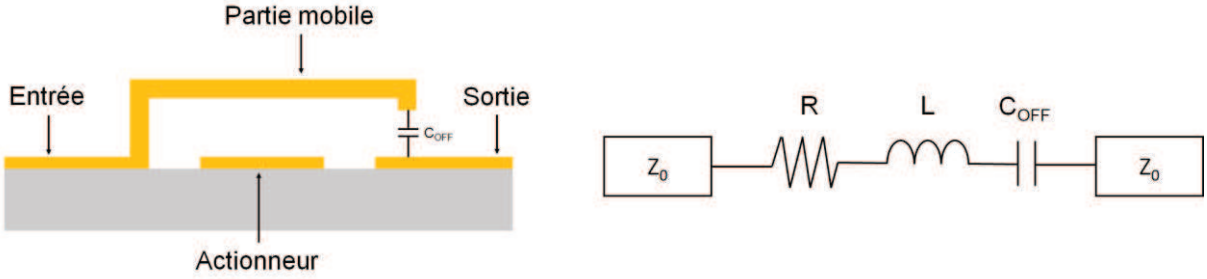


Figure I.47 : Commutateur ohmique à l'état ouvert et son schéma électrique équivalent

A l'état bas, l'interrupteur est fermé et il y a un contact métallique entre la partie mobile MEMS et la ligne de transmission sur laquelle il est implanté. Cependant, ce contact est imparfait et présente une résistance de contact, de l'ordre de quelques ohms, appelée R_{ON}, qu'il est possible de minimiser en choisissant les métaux appropriés et en s'assurant de la propreté du contact [60], mais également en appliquant une force suffisamment élevée sur la partie mobile du MEMS-RF afin de créer une force de contact importante. A l'état bas, le MEMS-RF peut donc être représenté par un circuit RLR_{ON} ou L est l'inductance du MEMS, R les pertes métalliques et R_{ON} la résistance de contact du MEMS à l'état bas (Figure I.48). Le produit R_{ON} x C_{OFF} est appelé facteur de mérite (Figure of Merit en anglais) et permet de classifier les commutateurs ohmiques entre eux en fonction de leurs performances qu'ils soient à MEMS-RF ou à semi-conducteurs.

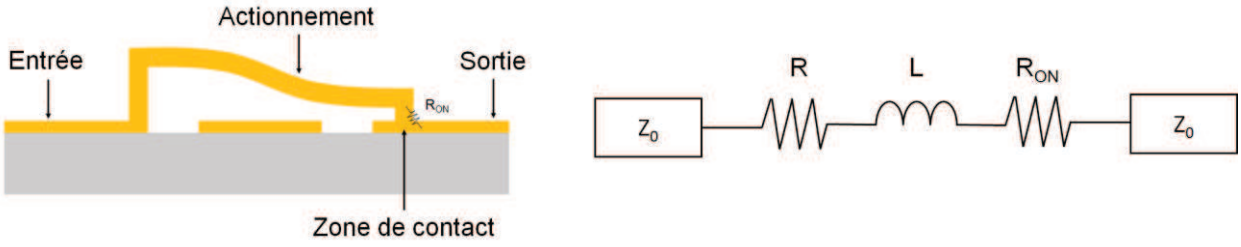


Figure I.48 : Commutateur ohmique à l'état passant et son schéma électrique équivalent

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.4.b. Les MEMS-RF capacitifs

Les MEMS-RF capacitifs présentent deux états distincts, haut et bas, sur une zone de contact qui est recouverte d'un matériau diélectrique. Le composant se comporte alors comme une capacité qui varie entre deux états, C_{UP} à l'état haut, et C_{DOWN} à l'état bas. Ils peuvent être implantés en série (Figure I.49), mais également en parallèle (Figure I.50). dans les deux configurations, les MEMS-RF capacitifs peuvent être modélisés par un circuit RLC dont la capacité varie entre C_{DOWN} et C_{UP}. Placé dans un résonateur le composant se comportera comme une capacité variable, permettant par exemple de décaler la fréquence de résonance d'une antenne.

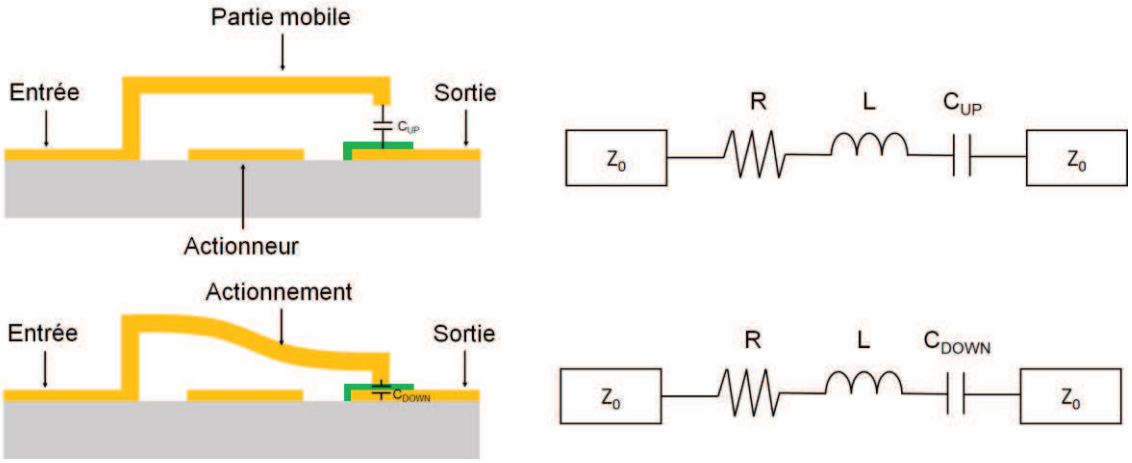


Figure I.49 : MEMS-RF capacitif placé en série à l'état haut et bas et les schémas électriques équivalents associés

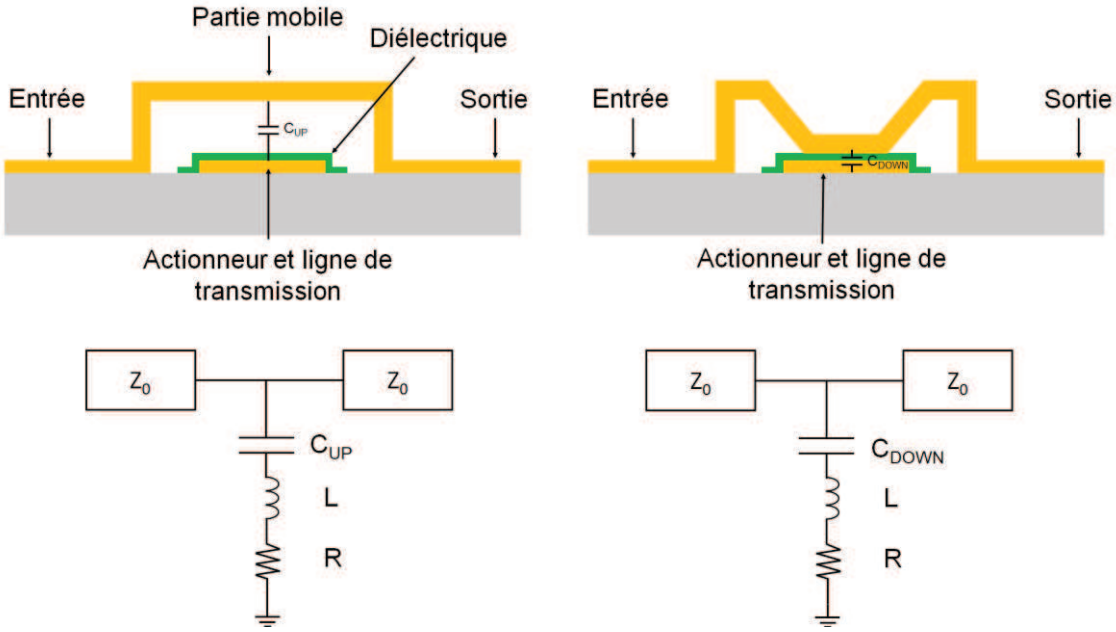


Figure I.50 : MEMS-RF capacitif placé en parallèle à l'état haut et bas et les schémas électriques équivalents associés

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.4.c. Les différentes sources de défaillances

Bien que très performante et offrant de nombreux avantages, la technologie MEMS est sujette à certains phénomènes pouvant altérer sa fiabilité.

1) Le fluage

Le fluage est un phénomène qui apparaît dans de nombreux systèmes mécaniques. C'est la déformation lente et retardée d'un corps soumis à une contrainte mécanique constante et provoquée par la durée d'application prolongée de cette contrainte. Ce phénomène dépend aussi des caractéristiques du matériau, et de la température. Dans le cas d'un MEMS, cela signifie que la partie mobile va avoir tendance à conserver la déformation créée par de multiples actionnements. Ce phénomène peut s'avérer irréversible et ainsi provoquer la détérioration définitive du composant. Réduire le gap entre l'actionneur électrostatique et la partie mobile permet logiquement de réduire la déformation subie par la partie mobile. De plus, l'utilisation de matériaux appropriés rend la partie mobile moins sensible aux déformations et donc au phénomène de fluage.

2) Le piégeage de charges

Lorsqu'une couche diélectrique autre qu'un gaz neutre est présente entre l'actionneur et la partie mobile, on peut observer, après de multiples actionnements, la présence de charges piégées à l'intérieur de cette couche, créant ainsi une différence de potentiel permanente entre la partie mobile et le diélectrique qui peut provoquer l'actionnement de cette partie mobile sans commande de polarisation appliquée. Ce phénomène peut être minimisé grâce à l'utilisation de diélectrique de bonne qualité, ou encore en supprimant cette couche tout en arrêtant la partie mobile à l'aide de plots d'arrêt.

3) L’environnement extérieur

De par la mise en mouvement d’une structure mécanique, les MEMS-RF sont extrêmement sensibles à leur environnement. Il est donc nécessaire de les encapsuler hermétiquement afin de les protéger contre toutes les sources de pollution telle que l’humidité ou encore de casse, tel que les chocs. Ils existent de nombreuses techniques d’encapsulation [61]. Les plus utilisées sont par exemple l’encapsulation « wafer-to-wafer » qui consiste à usiner un second substrat afin de créer une cavité dans laquelle le composant MEMS-RF sera inséré. Les deux substrats sont ensuite scellés suivant différents procédés. Il y a également le scellement par verre fritté ou encore l’encapsulation par film mince.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Il faut souligner que tous ces phénomènes sont maintenant bien compris, et qu'il existe des composants MEMS RF commerciaux qui ne souffrent plus de soucis de fiabilité intégrés depuis plusieurs années dans des téléphones mobiles, ou encore dans des systèmes d'imagerie médicale.

IV.4.d. Etat de l'art des commutateurs ohmiques

Il existe de quelques exemples de commutateurs ohmiques commercialisés et présentant d'excellentes performances. Le commutateur de **Menlomicro**, par exemple (Figure I.51) présente un temps de commutation inférieur à 10 µs. A 3 GHz, la résistance de contact R_{ON} est de 0,75 Ω, pour des pertes d'insertion de 0,3 dB et une isolation de 25 dB. Enfin, le fabricant garantit une tenue en nombre de cycles supérieure 3 milliard de cycles. Le point fort de ce commutateur est sa tenue en puissance, supérieure à 25 W, lui permettant notamment d'être intégré dans des systèmes d'imagerie médicale par résonance magnétique nécessitant le passage de forts courants [62].

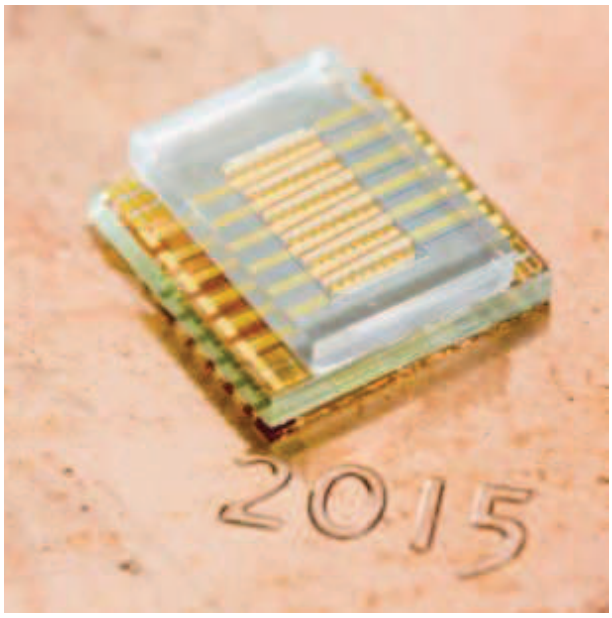


Figure I.51 : Microphotographie du composant MEM-RF de Menlomicro [62]

Il y a également le commutateur ohmique **d'Airmems** (Figure I.52), qui présente une tension d'actionnement de l'ordre de 60 V pour un temps de commutation qui est inférieur à 2 µs. Le commutateur présente des pertes d'insertion de 0,45 dB à 40 GHz et inférieures à 0,8 dB à 67 GHz et l'isolation est meilleure que 20 dB jusqu'à 67 GHz [63].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

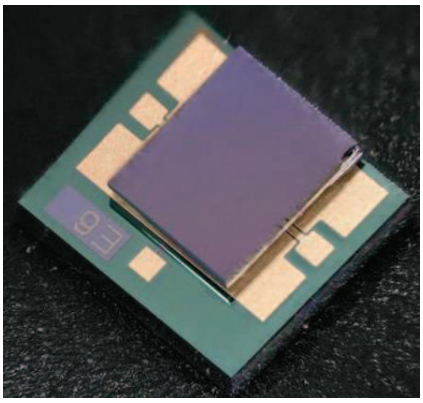


Figure I.52 : Photographie du commutateur ohmique encapsulé d'Airmems [63]

Enfin, nous pouvons citer le commutateur d'Analog Devices (Figure I.53) qui présente des pertes d'insertion de 0,26 dB, ainsi qu'une isolation de 24 dB à 2,5 GHz. La résistance de contact R_{ON} est de 1,6 Ω. Le temps de commutation est de 30 µs pour une fiabilité de 1 milliard de cycles [64].

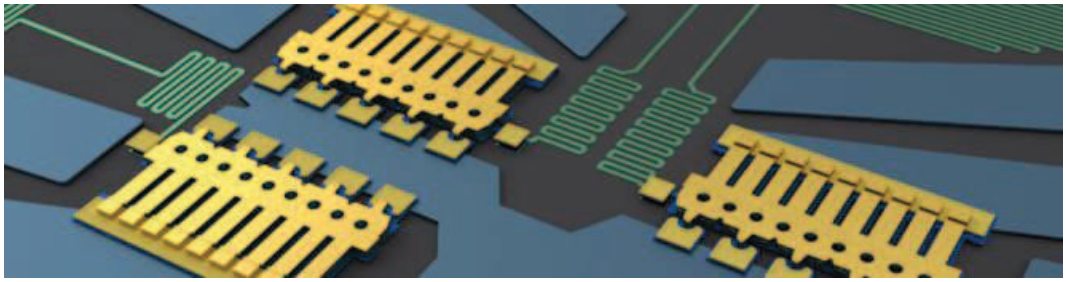


Figure I.53 : Commutateurs MEMS-RF de Analog Devices [64]

Le tableau I.6 dresse une liste non-exhaustive des commutateurs ohmiques présentant des bonnes performances.

Compagnies	R_{ON}	C_{OFF}	Fiabilité en milliard de cycles
Menlomicro [62]	< 0,75 Ω	-	3 milliard
AirMems[63]	1 Ω	3,5 fF	-
Analog Devices [64]	1,6 Ω	-	1 milliard

Tableau I.6 : Commutateurs ohmique développés par différentes compagnies

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.4.e. Etat de l'art des MEMS-RF capacitifs

Comme les commutateurs ohmiques, les MEMS-RF capacitifs sont l'objet de nombreuses recherches de la part des industriels et des laboratoires de recherche. Celui développé par **Raytheon** est probablement l'un des plus aboutis (Figure I.56). Il s'agit d'une membrane bi-encastrée en aluminium de 0,5 µm d'épaisseur, placée en parallèle d'une ligne coplanaire sur laquelle est déposée une couche de Si_3N_4 afin d'éviter tout court-circuit entre la poutre et la ligne de transmission. La tension d'abaissement se situe entre 30 et 50 V. Le composant présente une isolation de -35 dB à 30 GHz ainsi que des pertes d'insertion de 0,06 dB à l'état bas. La capacité est de 50 fF à l'état bas et 5 pF à l'état haut [65].

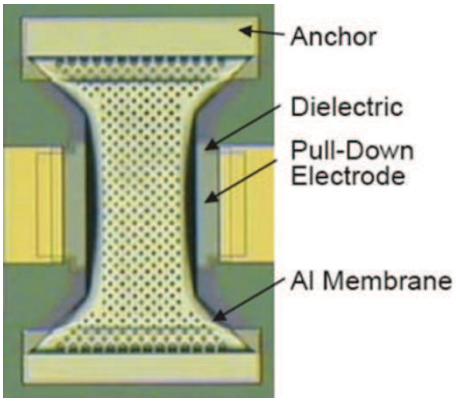


Figure I.54 : Photographie du MEMS-RF capacitif de Raytheon [65]

MEMtronics a également conçu un MEMS-RF capacitif se présentant sous la forme d'une poutre bi-encastrée en aluminium (Figure I.55). Il présente une capacité de 20 fF à l'état haut et de 400 fF à l'état bas. L'absence de défaillance a été prouvée jusqu'à 100 milliards de cycles [66].

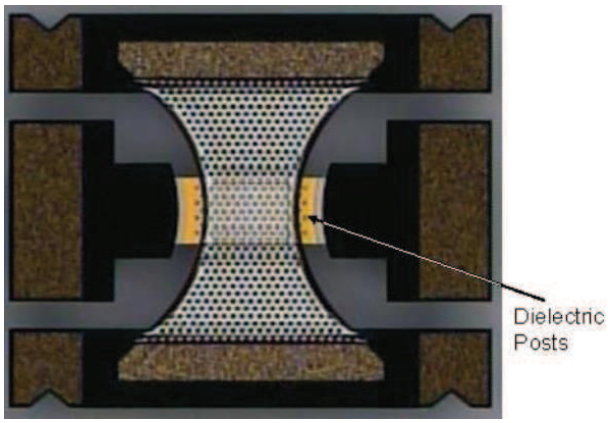


Figure I.55 : Photographie du MEMS-RF capacitif de MEMtronics [66]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le **laboratoire XLIM** a lui aussi développé un MEMS RF capacitif présentant d'excellentes performances. Ici la capacité est implémentée en série d'une ligne coplanaire (Figure I.56). La tension d'actionnement est de 25 V. la capacité à l'état haut est de 52 fF. Celle à l'état bas est de 21 fF [67].

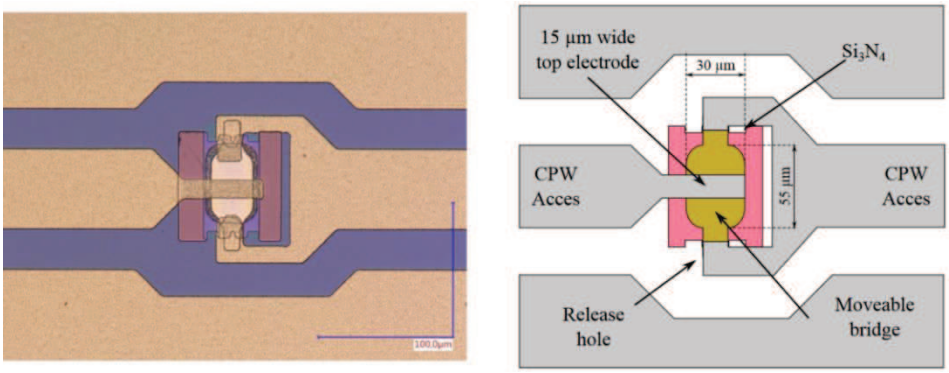


Figure I.56 : Photographie et schéma du MEMS-RF capacitif développé par Xlim [67]

IV.4.f. Les circuits Digitally Tunable Capacitor (DTC)

Les circuits dits « DTC » sont composés de réseaux de commutateurs ohmiques ou de MEMS-RF capacitifs. Les composants MEMS-RF sont placés en parallèle les uns par rapport aux autres ce qui permet aux DTC de garantir une excellente tenue en puissance. En contrepartie les valeurs de capacité obtenues sont discrètes [68]. En effet dans le cas de DTC à MEMS-RF capacitifs, chaque MEMS-RF est actionné indépendamment des autres, et est placé soit à l'état haut soit à l'état bas. La variation de capacité n'est donc plus continue mais discrète (Figure I.57).

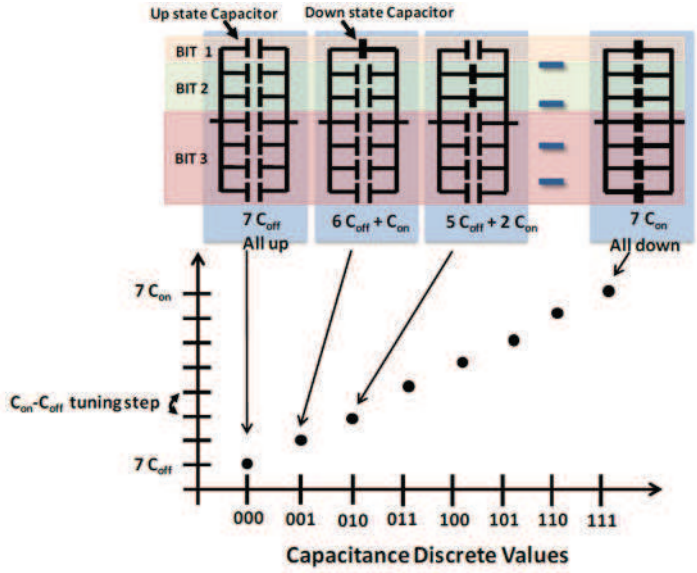


Figure I.57 : Principe de fonctionnement d'un DTC [68]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans le cas de DTC à commutateurs ohmiques, ceux-ci sont placés en amont de capacités Métal-Isolant-Métal (MIM) également placés en parallèle. Chaque commutateur est actionné indépendamment ce qui permet de court-circuiter les capacités MIM indépendamment les unes des autres. Par conséquent, les valeurs de capacité générées sont discrètes.

Les DTC sont probablement les MEMS-RF les plus utilisés actuellement. En effet, ils intègrent les smartphones pour les antennes accordables en fréquence et en impédance. La société **Cavendish Kinetics** (Figure I.58) domine ce marché.

Cavendish Kinetics a développé 5 versions de son DTC, chacune garantissant une variation de capacité différente, divisés en 32 états distincts. Les tests de fiabilité ont démontré une absence de défaillance jusqu'à 100 milliards de cycles [69].

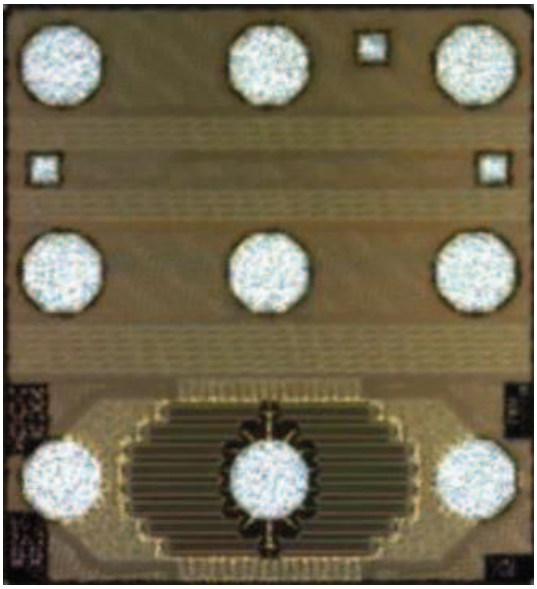


Figure I.58 : Photographie du circuit DTC développé par Cavendish Kinetics [69]

Les filtres accordables à MEMS-RF présentent de nombreux avantages par rapport aux filtres accordables basés sur l'utilisation d'éléments semi-conducteurs ou de matériaux à permittivité variable. En effet ils garantissent une large plage d'accord et des faibles pertes grâce au facteur de qualité élevé des composants MEMS-RF. De plus ces derniers ne génèrent pas de distorsion, ce qui permet d'obtenir une excellente linéarité. Le tableau I.7 effectue un bref comparatif des éléments d'accord utilisés afin de rendre les filtres planaires accordables.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

	Diode PIN	Diode Schottky	Matériaux à permittivité variable	MEMS-RF
Q	R_S = 1Ω	30-150	30-150	50-400
Vitesse de commutation	ns	µs	µs	µs
Linéarité (IP3)	>33 dBm	10-35 dBm	10-35 dBm	>60 dBm
Tenue en puissance	Haute	10-100 mW	10-100 mW	0.1-1W
Consommation	20-30 mA	0	0	0
Sensibilité à la température	Faible	Faible	Fort	Faible
Intégration	Bonne	Bonne	Bonne	Bonne
Coût	Faible	Faible	Faible	Faible à forte

Tableau I.7 : Comparatif des éléments d'accord utilisés pour la conception de filtres planaires accordables [73]

IV.5. Les filtres accordables à MEMS-RF

IV.5.a. Les filtres planaires accordables à MEMS-RF

L'Université de Californie à San Diego a développé un filtre accordable utilisant des capacités variables MEMS-RF intégré sur un circuit sur substrat d'alumine (Figure I.59). Il présente une plage d'accord allant de 1,5 GHz à 2,5 GHz pour une bande passante de 115 MHz +/- 10 MHz, ainsi que des pertes d'insertion comprises entre 1,9 et 2,2 dB. Le Q_0 obtenu est compris entre 86 et 116 [70].

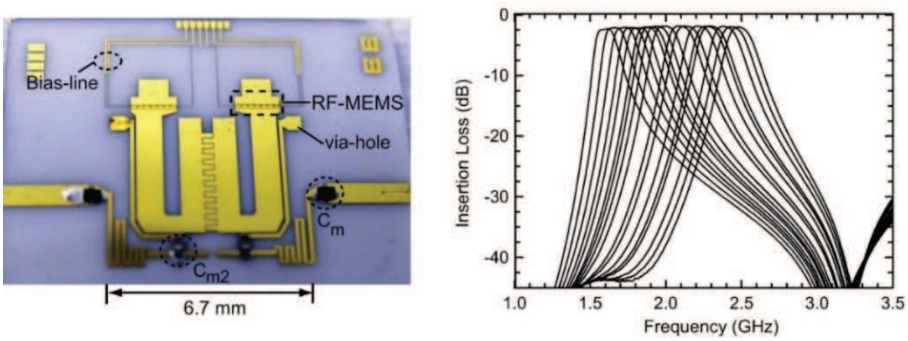


Figure I.59 : Photographie et mesures du filtre accordable à MEMS-RF conçu par UCSD [70]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le laboratoire XLIM a lui aussi développé plusieurs filtres accordables à MEMS-RF dont celui présenté dans [71]. Il s'agit de commutateurs ohmiques couplés à des capacités fixes. La plage d'accord s'étend de 690 MHz jusqu'à 1130 MHz pour une bande passante de 65 MHz +/- 5 MHz. Les pertes d'insertion sont comprises entre 1,7 dB et 3,3 dB (Figure I.60).

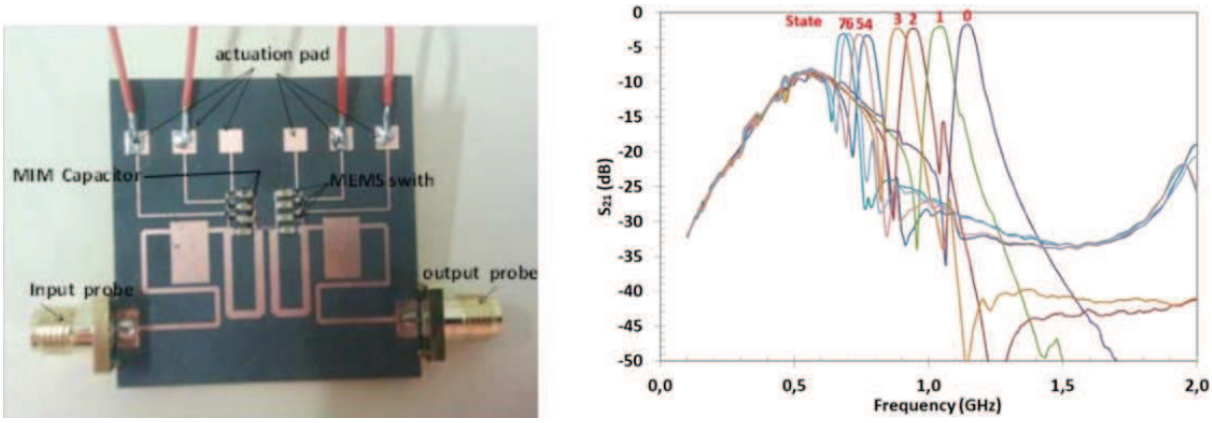


Figure I.60 : Photographie et mesures du filtre accordable conçu par Xlim [71]

Il existe également dans la littérature de nombreux exemples de filtre accordables utilisant des DTC et notamment celui de la société Cavendish Kinetics. En effet, UCSD a démontré dans [72] la fabrication d'un filtre accordable 4 pôles utilisant ce DTC, dont l'accordabilité est éprouvée de 1,5 GHz à 2,4 GHz (Figure I.61). La valeur de capacité globale varie de 0,68 pF à 3,3 pF par pas de 84 fF. Les pertes d'insertion vont de 5,8 à 6,6 dB pour un Q_0 proche de 120.

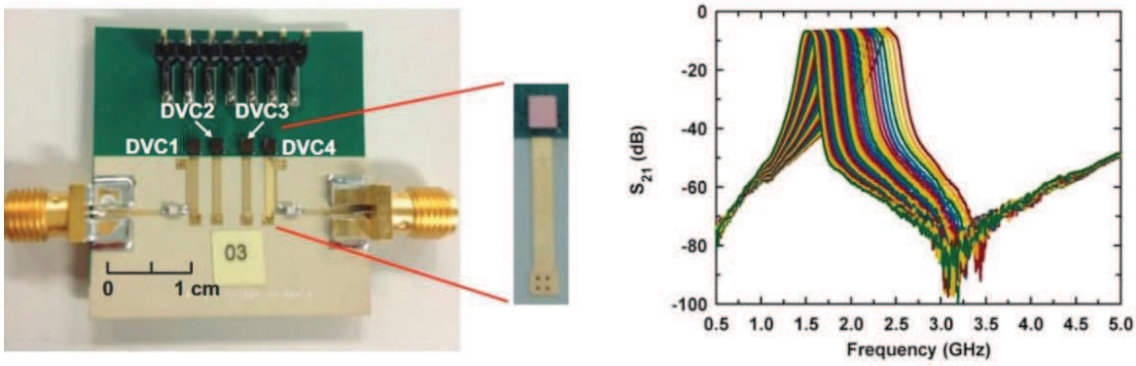


Figure I.61 : Image et mesures du filtre développé par UCSD et utilisant le DTC de Cavendish Kinetics [72]

Les filtres planaires accordables souffrent cependant, d'un faible Q_0, au regard de ceux obtenu grâce à des structures volumiques, d'une part à cause des résonateurs planaires qui ont naturellement un Q_0 plus faible que les résonateurs volumiques, mais également à cause de l'élément d'accord qui, malgré de très bonnes performances électriques, réduit inéluctablement le Q_0 de la structure globale.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV.5.b. Les filtres volumiques accordables à MEMS-RF

Si les structures planaires accordables ne sont pas assez sélectives pour l'application visée, telles que les applications satellites, il est indispensable de recourir à des structures volumiques accordables. De nombreuses topologies, décrites dans la littérature, démontrent l'intérêt de telles structures qui permettent d'obtenir d'excellentes sélectivités.

Les travaux de L. Pelliccia dans [74] proposent la conception d'un filtre volumique accordable 4 pôles fort Q_0. Il s'agit d'une cavité métallique rectangulaire dans laquelle un insert métallique est placé dans le plan E. Les lignes métalliques sont réalisées sur des substrats de faible permittivité et connectées entre elles à l'aide de commutateurs ohmiques. Ces substrats sont insérés dans des trous réalisés dans un des murs latéraux de la cavité située en face des fentes de l'insert métallique (Figure I.62). Par activation des commutateurs MEMS-RF, les lignes sont connectées, provoquant ainsi une variation virtuelle des dimensions de cavité et donc un décalage en fréquence. La plage d'accord obtenue s'étend de 21,5 GHz à 22,25 GHz, les pertes d'insertion vont de 0,8 dB à 1,3 dB. Les Q_0 obtenus sont compris entre 500 et 650.

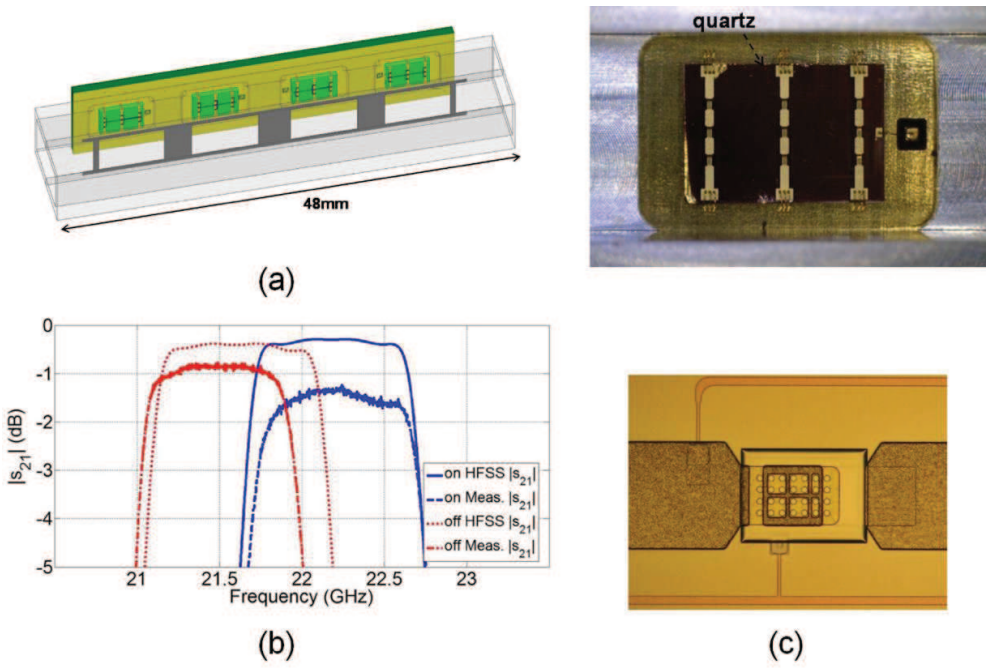


Figure I.62 : Schéma (a) mesures du filtre accordable avec inserts métalliques (b) et microphotographies des commutateurs ohmiques (c) [74]

Les travaux de Yang dans [75] présentent un filtre volumique accordable 2 pôles sous la forme d'une cavité en silicium micro-usinée puis dorée. Chaque résonateur de la cavité est muni en son centre d'un plot capacitif en regard duquel est placée une membrane mobile en or. La membrane est mise en mouvement par une électrode électrostatique (Figure I.63). La variation de gap entre le sommet du plot capacitif et la membrane crée une variation de la capacité globale de la cavité, générant ainsi un décalage en fréquence de résonance qui va de 23,4 GHz à 35,1 GHz pour une bande passante comprise entre 200 MHz et 1,4 GHz et des pertes d'insertion allant de 1,46 dB à 4,19 dB. Le Q_0 est compris entre 530 et 750.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

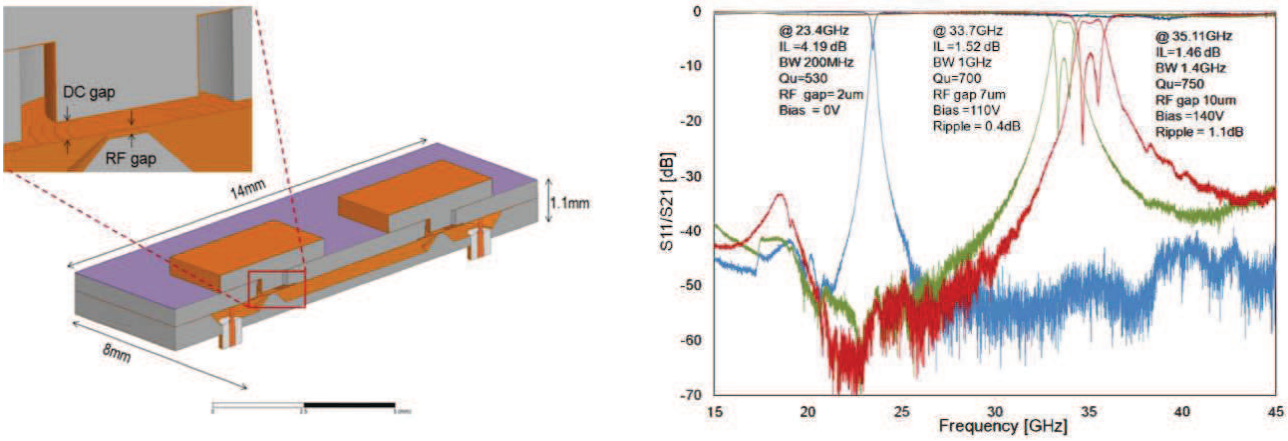


Figure I.63 : Schéma et mesures du filtre à membrane mobile [75]

IV.5.c. Bilan des filtres accordables à MEMS-RF

Au travers des différentes publications mises en lumière lors de cette dernière partie, les MEMS-RF ont démontré les nombreux atouts leur permettant d'intégrer les systèmes reconfigurables. Ils sont facilement intégrables dans des circuits planaires tels que les RFIC du fait de leurs dimensions micrométriques. De plus, leurs très bonnes performances électriques ne génèrent que très peu de pertes, le tout pour une large plage d'accord. Cependant ils participent à la dégradation du Q_0, déjà relativement faible, des structures planaires dans lesquels ils sont implantés. Malgré cela, les circuits accordables à MEMS-RF restent très intéressants pour des applications grand public comme la téléphonie mobile, ou des capacités variables à MEMS sont couramment utilisées pour l'accord de l'antenne du téléphone.

Enfin il a également été démontré la très bonne intégration des MEMS-RF dans des structures volumiques. Cela permet, malgré la dégradation du Q_0, d'obtenir des filtres accordables garantissant non seulement des facteurs de qualité à vide proche ou au-delà du millier, et par conséquent bien supérieurs à ceux obtenus avec des structures planaires, mais également de faibles pertes et de larges plages d'accord. Ils permettent en outre d'obtenir des dispositifs dont les dimensions sont bien inférieures à celles des filtres volumiques traditionnels, accordables ou non.

V. Conclusion

A travers ce premier chapitre, nous avons pu constater l'importance de développer des systèmes de filtrage en fréquence performants. De nombreuses topologies de filtres ont été abordées. Si les filtres modernes présentent d'excellentes performances, les nouvelles contraintes de l'industrie du spatial comme la réduction des coûts conduisent à mener des recherches afin de réduire le poids ainsi que l'encombrement des systèmes de télécommunication. L'utilisation de filtres reconfigurables semble être une solution très prometteuse. Plusieurs technologies susceptibles de rendre les filtres reconfigurables sont

Licence CC BY-NC-ND 3.0

disponibles. Concernant les filtres planaires, les composants les plus utilisés aujourd'hui sont les semi-conducteurs. Ils permettent d'obtenir de larges plages d'accord et sont facilement intégrables dans les circuits planaires. Malheureusement ils présentent certains défauts tels que leur consommation de puissance ou encore l'apparition de distorsions des signaux. Les filtres volumiques peuvent eux aussi être rendus accordables. Plusieurs exemples ont été évoqués dans ce premier chapitre, tels que l'utilisation de plongeurs ou de pièces diélectriques mobiles. Quoi qu'il en soit, l'ajout d'un élément d'accord dégrade inéluctablement le Q_0 des filtres dans lesquels ils sont insérés, qu'ils soient planaires ou volumiques.

Les composants MEMS-RF permettent d'obtenir d'excellentes performances électriques, puisqu'ils présentent de forts facteurs de qualité, une très bonne linéarité ainsi qu'une consommation de puissance nulle. En outre, leurs dimensions micrométriques leur permettent d'être facilement intégrables. Nous avons vu grâce aux publications présentées dans ce chapitre, qu'ils étaient compatibles avec des topologies planaires qu'avec des structures volumiques. Dans ce dernier cas, ils garantissent l'obtention d'une large plage d'accord et un fort Q_0.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre II : Réalisation de résonateurs et filtres accordables planaires et volumiques à MEMS-RF en bande Ku

I. Introduction

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les circuits de filtrage des signaux doivent évoluer sur de multiples bandes de fréquences ce qui rend leur conception de plus en plus complexe. Dans les satellites par exemple, les circuits de filtrage sont majoritairement composés de résonateurs fort Q à fréquence de résonance fixe mais il est possible d'obtenir des fonctions de filtrage évolutives en intégrant plusieurs filtres à fréquence fixe connectés à des matrices de commutation pour passer d'un filtre à l'autre. Cependant cette option nécessite un nombre de composants conséquent, ce qui augmente considérablement l'encombrement et le poids du système final. Ainsi les concepteurs s'orientent vers l'utilisation de technologies de reconfiguration pour simplifier la conception de ces chaines et ainsi les rendre plus compactes et efficientes, tout en réduisant leur coût de fabrication. La solution la plus élégante semble être l'utilisation de filtres accordables puisque qu'ils peuvent évoluer sur plusieurs bandes de fréquences, permettant ainsi l'utilisation d'un filtre unique pour différentes applications.

La description détaillée d'une chaine d'émission-réception conventionnelle pour les applications satellites a été effectuée dans le premier chapitre. Dans le domaine spatial, les filtres utilisés sont majoritairement des filtres volumiques, notamment pour leur très bonne tenue en puissance et leur excellente sélectivité. Cependant ces très bonnes performances électriques sont obtenues au prix d'un encombrement, d'un poids et d'un cout élevé. Dans la majorité des systèmes l'utilisation de filtres planaires serait judicieuse, mais leurs performances et leurs coefficients de surtension relativement faible ne permet pas de les utiliser en lieu et place des filtres volumiques. Ce constat est encore plus vrai pour l'utilisation de filtres planaires accordables, dont le Q_0 est encore dégradé par l'ajout de l'élément d'accord.

Dans un premier temps, ce chapitre va présenter les études menées pour concevoir un filtre planaire accordable fort Q_0 à capacité MEMS-RF. L'utilisation de capacités MEMS-RF, doit permettre de maximiser le Q_0 de l'ensemble du filtre accordable. Cela peut être obtenu par le biais de certaines étapes de fabrication qui seront présentées.

Dans un second temps, l'utilisation de la capacité MEMS-RF dans une structure volumique utilisant sera présentée afin d'obtenir un filtre accordable fort Q_0 répondant au cahier des charges défini au préalable.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II. Conception d'un filtre planaire accordable fort Q_0 à MEMS-RF

II.1. Conception de la capacité MEMS-RF

Comme nous l'avons vu, l'ajout d'un élément d'accord dégrade le Q_0 d'un résonateur en hyperfréquences. Ceci est également vrai lorsque l'élément d'accord est une capacité accordable MEMS-RF.

En effet :

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_{MEMS}} \quad \text{(II.1)}$$

Où Q_R est le facteur de qualité du résonateur et Q_{MEMS} le facteur de qualité de la capacité accordable à MEMS-RF utilisé pour l'accord. Pour obtenir une filtre accordable fort Q_0, il faut maximiser le coefficient de qualité du résonateur mais également celui du MEMS-RF. Concernant le résonateur, certaines techniques ont été abordées comme l'utilisation de matériaux faibles pertes et l'insertion du filtre dans une cavité métallisée, ce qui permet d'éviter les pertes par rayonnement et ainsi augmenter le Q_0. Concernant le MEMS-RF, il est possible de maximiser son facteur de qualité en optimisant sa géométrie puisque dans le cas d'une capacité variable MEMS-RF :

$$Q_{MEMS} = \frac{1}{R_{MEMS}.C_{MEMS}.\omega} \quad \text{(II.2)}$$

Avec R_{MEMS} la résistance équivalente permettant de quantifier les pertes de la capacité MEMS-RF et C_{MEMS} la capacité développée par le MEMS-RF. Afin de maximiser le Q_0 de la capacité MEMS-RF, il faut d'une part diminuer sa résistance équivalente et donc ses pertes. Ceci peut être réalisé par l'utilisation de matériaux faibles pertes. D'autre part la formule II.2 permet de constater que la réduction de la capacité développée par le MEMS-RF garantit l'obtention d'un Q_{MEMS} plus élevé. En contrepartie, minimiser la capacité du MEMS-RF revient à minimiser son influence sur le résonateur et donc réduire la largeur de la plage d'accord. Il existe ainsi un compromis entre la plage d'accord en fréquence d'un résonateur électrique et son coefficient de surtension, pour un système d'accord donné.

Dans le cas de résonateurs accordables, les capacités commutées rencontrées dans la littérature scientifique, donnent des plages d'accord importantes, mais des coefficients de surtension limités, généralement inférieurs à 500. Ceci est lié à la faible taille des composants et aussi à la forte permittivité des matériaux utilisés pour la réalisation de la capacité.

Ainsi, pour pouvoir réaliser des composants dotés de coefficients de surtension importants et de plages d'accord en fréquence importantes, il est nécessaire de réduire la valeur de la capacité pour une taille donnée. Ceci peut être réalisé en augmentant la taille de la capacité à valeur égale, en se rapprochant des dimensions de capacités mécaniques classiques, ce

Licence CC BY-NC-ND 3.0

qui devrait aboutir à un compromis entre les performances de systèmes d'accord mécaniques et de systèmes d'accord électroniques, comme illustré ci-dessous :

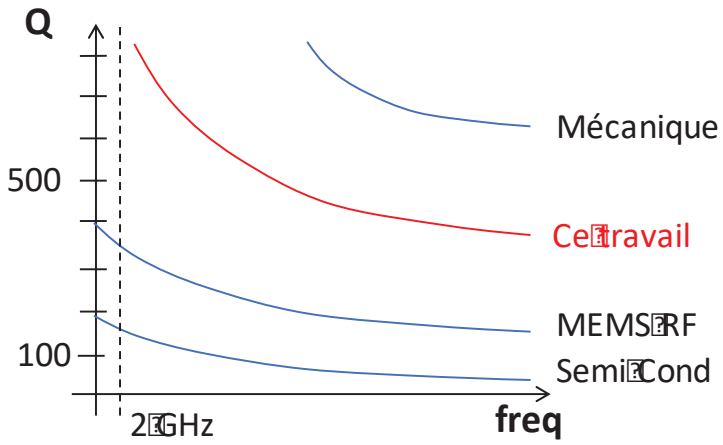


Figure II.1 : Illustration du compromis entre le Q de capacités MEMS, à semi-conducteur et mécanique

De manière simplifiée, une capacité MEMS-RF peut être schématisée à l'aide de plaques parallèles, comme l'illustre la Figure II.2.

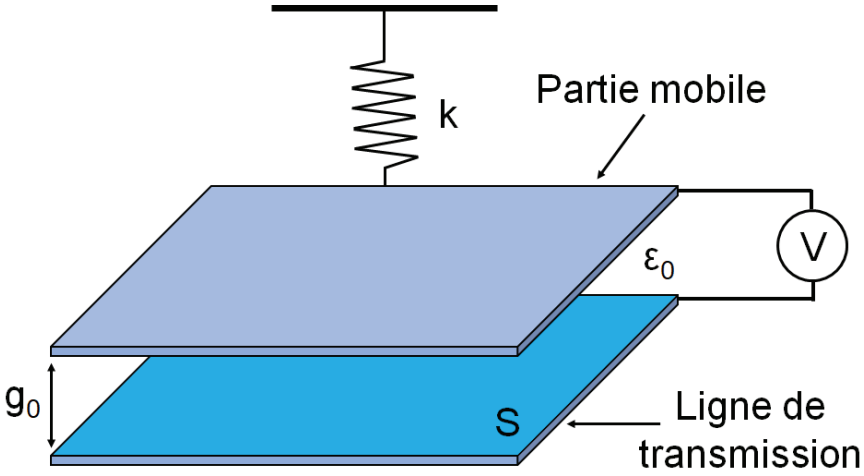


Figure II.I.2 : Schéma d'une capacité MEMS-RF à l'aide de plaques parallèles

Sa valeur peut être estimée à l'aide la formule suivante :

$$C_{MEMS} = \frac{\varepsilon_0 S}{g} \qquad \text{(II.3)}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Afin de minimiser la capacité du MEMS-RF, il est donc possible de réduire les surfaces en regard mais également d'augmenter le gap entre la partie mobile de la capacité MEMS-RF et le résonateur sur lequel est appliqué la capacité MEMS-RF. A titre d'exemple, les capacités MEMS-RF conventionnelles présentent des gaps de quelques centaines voire dizaines de nanomètres, pour des facteurs de qualité compris entre 100 et 500 à 5 GHz. En réalisant une capacité MEMS-RF présentant un gap de l'ordre d'une dizaine de micromètres, soit dix à cent fois plus important, il devrait être possible d'obtenir une capacité variable avec un Q_0 dix à cent fois plus élevé, soit compris entre 2000 et 5000 à 5 GHz (Figure II.3).

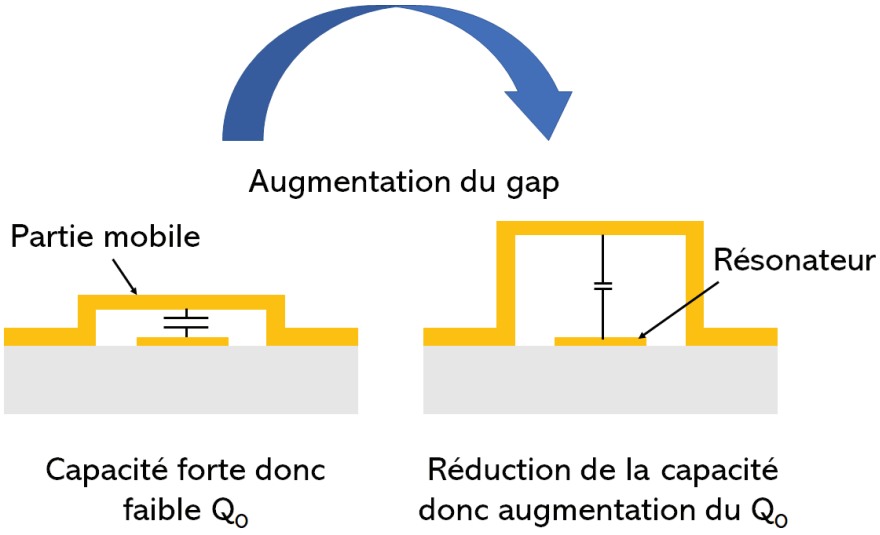


Figure II.3 : Illustration de la réduction de la capacité permettant de maximiser le Q_0

L'objectif de cette première étude est de concevoir un filtre planaire accordable fort Q_0, susceptible de suppléer les filtres volumiques, par utilisation d'une capacité MEMS-RF fort Q, et satisfaisant le cahier des charges suivant :

- Un Q_0 supérieur à 500
- Des pertes d'insertion inférieures à 5 dB
- Une plage d'accord supérieure à 1 GHz
- Une bande passante comprise entre 3 et 5%
- Une réjection hors-bande supérieure à 30 dB

La capacité MEMS-RF doit quant à elle présenter :

- Un Q élevé
- Une tension d'actionnement inférieure à 50 V
- Une immunité aux vibrations

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans le premier chapitre, une présentation des différents types de MEMS-RF a été effectuée. Il a été montré que les Digitally Tunable Capacitors (DTC) présentent une meilleure insensibilité aux vibrations car les éléments mécaniques sont bloqués à l'état haut ou à l'état bas. Ce type de capacité MEMS-RF que vont s'orienter nos recherches. Ils peuvent se présenter sous la forme de commutateurs ohmiques couplés à des capacités fixes mais cette configuration nécessite la réalisation de commutateurs ohmiques et l'implémentation de capacités fixes. Les résistances série des commutateurs MEMS font retombe les coefficients de surtension autour de 100-200, ce qui est insuffisant pour la plupart des applications de filtrage faible pertes.

Le DTC se présentera sous la forme de poutres métalliques bi-encastrées, dont la géométrie est bien connue, et qui pourront être activées indépendamment les unes des autres. La variation de la valeur de capacité est réalisée par activation d'un groupe de poutres afin d'obtenir une progression géométrique pseudo binaire, comme le montre la Figure II.2. Un nombre de bits élevé augmentera le nombre d'états disponibles, mais augmentera également la capacité totale. De plus, un nombre élevé de poutres complexifie la fabrication du DTC notamment le système d'actionnement. Il faut donc trouver un compromis entre un nombre de bits suffisant pour obtenir une plage d'accord suffisante, tout en garantissant un Q_0 élevé. Notre choix se porte sur la réalisation de sept poutres pour travailler sur 3 bits, le premier bit étant la première poutre, le second les 2 suivantes et le 3ème les 4 dernières, réalisant ainsi 2^3, soit 8 états distincts (Figure II.4).

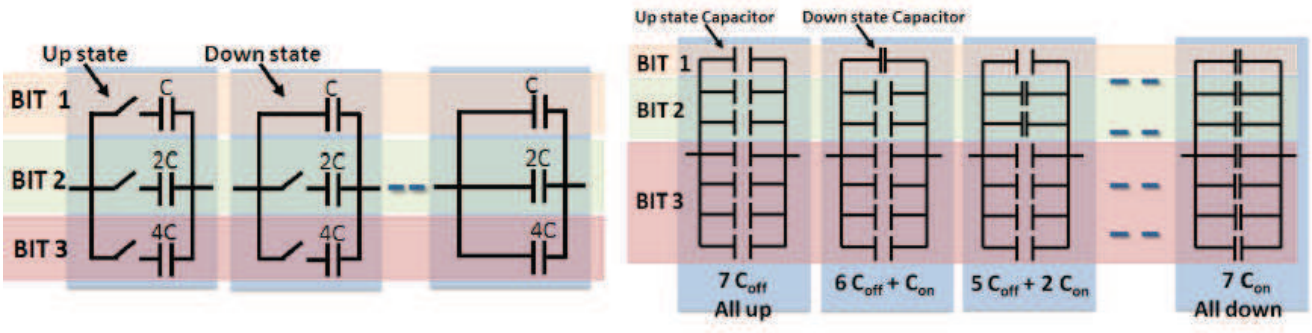


Figure II.4 : Utilisation de 3 bits permettant de générer une variation géométrique de la valeur de capacité

Les dimensions de la capacité variable MEMS-RF sont déterminées dans un premier temps par des calculs analytiques d'effectuer des premiers calculs, notamment ceux de la constante de raideur ainsi que des tensions d'actionnement et de relâchement, mais également de réaliser les premières simulations électromagnétiques et valider la faisabilité d'un filtre planaire accordable à fort Q.

La force de rappel Fr d'un système plaque ressort tel que celui de la Figure II.III.2 est donnée par l'équation suivante :

$$F_r = k(g_0 - g) \qquad \text{(II.4)}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Sa valeur maximale est donnée par la relation suivante :

$$F_{rMAX} = kg_0 \tag{II.5}$$

D'où :

$$V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\varepsilon_0 S}} = \sqrt{\frac{8F_{rMAX}}{27\varepsilon_0 S}}{g_0}^2 \tag{II.6}$$

Avec :

- g_0 : le gap entre l'actionneur électrostatique et la partie mobile (en m)
- k : la constante de raideur de la partie mobile (en $N.m^{-1}$)
- S : la surface en regard entre la partie mobile et l'actionneur électrostatique (en m^2)

Ainsi, pour réduire la tension d'actionnement, il faut minimiser la force de rappel maximale. Néanmoins, elle doit être suffisante pour permettre à la poutre de retrouver sa position initiale après l'actionnement. Pour cela, d'après la formule (II.5), deux solutions s'offrent à nous, la première étant d'avoir un gap g_0 entre l'actionneur et la partie mobile relativement faible, de l'ordre de la centaine de nanomètre. La seconde consiste à réaliser des poutres MEMS-RF présentant une faible constante de raideur k. Or, la principale exigence étant de réaliser une capacité variable MEMS-RF à fort Q_0, utiliser de faibles gaps est impossible, il faut donc développer des poutres présentant une faible constante de raideur k. Cette constante est calculée à l'aide de la formule suivante :

$$k = 8\sigma(1-\gamma)W(\frac{t}{l})\frac{1}{3-2(\frac{x}{l})} \tag{II.7}$$

avec :

- σ : la contrainte axiale du matériau (en Pa)
- γ : son coefficient de Poisson
- W : la largeur de l'actionneur électrostatique (en m)
- t : l'épaisseur de la poutre (en m)
- l : la longueur de la poutre (en m)
- x : la longueur de l'actionneur (en m)

La formule (II.7) indique que des poutres présentant une longueur élevée ainsi qu'une épaisseur relativement faible permettent de réduire la constante de raideur et donc la tension

Licence CC BY-NC-ND 3.0

d'actionnement Nous avons pris en compte les paramètres géométriques du DTC qui sont résumés sur la Figure II.5. La constante de raideur est calculée pour une épaisseur de 500 nanomètres, un coefficient de poisson γ de 0,4 ainsi qu'une contrainte axiale en tension σ de 10^8 Pa, donnant un k égal à 24 $N.m^{-1}$.

Ces dimensions correspondent à une tension d'actionnement de 50 V pour un gap g_0 de 6 µm.

Enfin, les poutres seront stoppées à l'état bas par des plots d'arrêt, permettant ainsi de s'affranchir d'une couche de diélectrique sur la ligne microruban et ainsi éviter tout problème d'injection de charges.

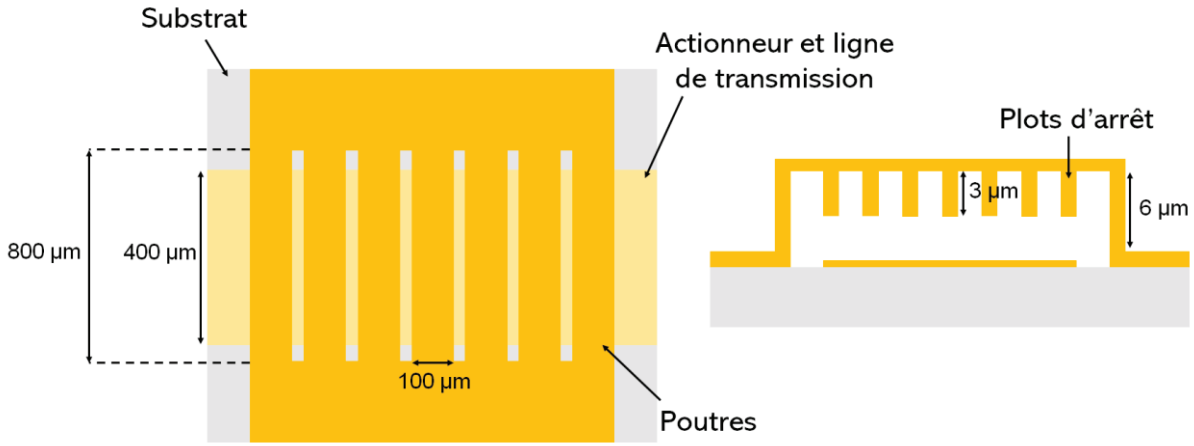


Figure II.5 : Schéma du DTC MEMS-RF vu du dessus et en coupe

III. Réalisation d'une cavité accordable fort Q à MEMS-RF en bande Ku

III.1. Principe de fonctionnement

Comme nous l'avons vu, les cavités métalliques ont l'avantage de présenter un fort Q_0. Cependant elles sont également relativement lourdes et encombrantes. Les résonateurs et filtres décrit dans la suite de ce manuscrit permettent de combiner un Q_0 élevé, grâce à l'utilisation d'une cavité métallique, et l'accordabilité en fréquence, obtenue par l'intermédiaire du DTC MEMS-RF décrit précédemment.

Le résonateur se présente sous la forme d'une cavité cylindrique en cuivre au centre de laquelle a été usiné un plot capacitif. La cavité est montée en surface d'un substrat de silice fondue, sur lequel les poutres MEMS-RF ont été réalisées, et placées en regard du plot central (Figure II.6). L'accordabilité est obtenue par apparition d'une capacité parasite C_{post} entre le sommet du plot et les poutres. L'actionnement des poutres MEMS-RF provoque une variation de la capacité parasite C_{post} (Figure II.7). Les dimensions de la cavité sont alors virtuellement modifiées, ce qui a pour conséquence de changer la fréquence de résonance du dispositif. Le composant MEMS-RF est situé au milieu de la cavité, là où le champ électrique est maximal,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

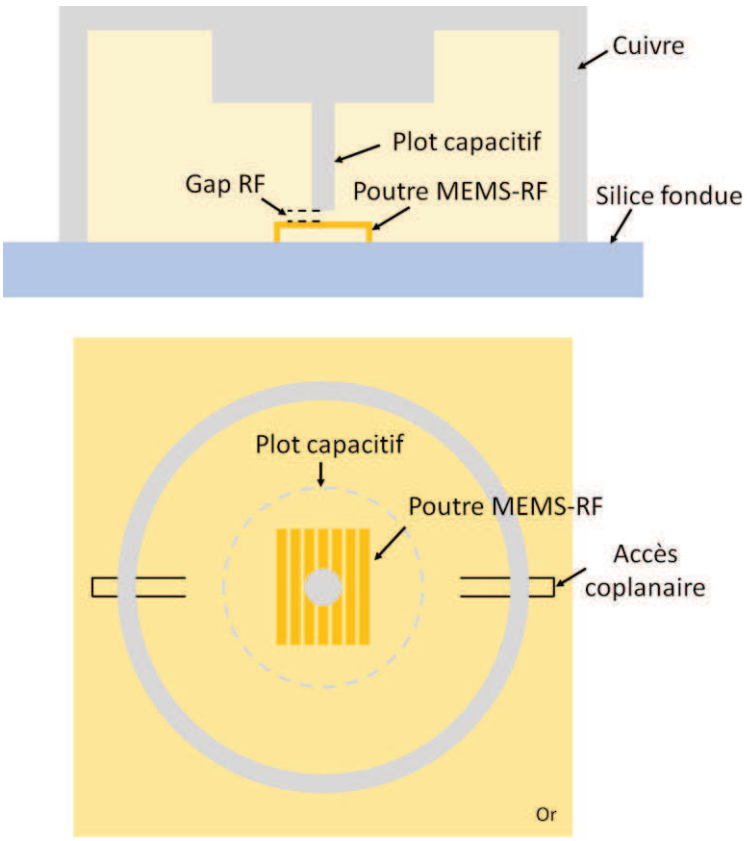


Figure II.6 : Schéma de la cavité vu en coupe et du dessus

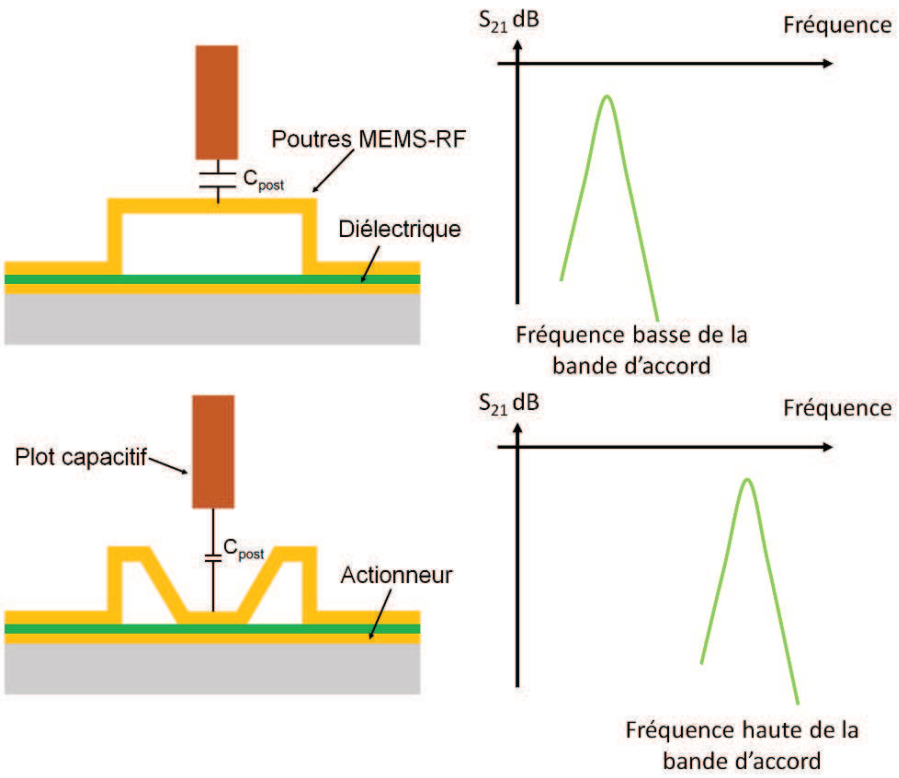


Figure II.7 : Schéma de la variation de capacité parasite C_{post} par actionnement des poutres MEMS-RF

Licence CC BY-NC-ND 3.0

puisque la cavité est utilisée sur son mode fondamental TE_{101}. Cela confère au composant MEMS-RF une plus grande influence sur la réponse électromagnétique du résonateur. En outre, l'utilisation d'un plot central permet de réduire les dimensions électriques de la cavité.

III.2. Design du composant MEMS-RF

Plusieurs paramètres doivent être pris en compte lors de la conception, tels qu'une faible tension d'actionnement, une force de rappel suffisante ou bien encore l'absence de déformation due aux contraintes mécaniques dans les différentes couches composant les poutres MEMS-RF.

La longueur et la largeur envisagées sont respectivement de 800 µm et 100 µm afin de garantir une faible tension d'actionnement, et des dimensions compatibles avec l'usinage conventionnel d'une cavité métallique. Le gap entre les poutres et leurs actionneurs électrostatiques est de plusieurs micromètres, ce qui permet d'assurer un déplacement suffisamment important pour avoir un contraste capacitif élevé et donc une large plage d'accord. Etant donné que les poutres MEMS-RF sont réalisées en même temps que le plan de masse de la cavité, il faut par conséquent tenir compte de l'épaisseur de peau du métal constituant les poutres, ici de l'or, dans la bande de fréquence dans laquelle évoluera le résonateur. Comme nous l'avons dans le chapitre I, cette épaisseur de peau peut être calculée à l'aide de la formule suivante :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 \sigma f}} \tag{II.27}$$

μ_0 étant la perméabilité du vide égale à $4.\pi.10^{-7}$ H.m^{-1}, σ la conductivité du matériau exprimé en S.m^{-1} et f la fréquence du signal en Hz. Le résonateur sera conçu pour fonctionner à une fréquence maximale de 14 GHz. A cette fréquence, et pour une conductivité de l'or fixée à 41 S/µm, l'épaisseur de peau est de 0,664 µm. Afin de limiter les pertes métalliques, nous avons montré que l'épaisseur de métal devait être au moins trois fois supérieure à l'épaisseur de peau. L'épaisseur des poutres est donc fixée à 2 µm.

Les poutres MEMS-RF sont constituées de couches métalliques déposées les unes sur les autres, par évaporation ou par électrolyse. Le comportement de chaque couche dépend d'une part des paramètres physiques du matériau déposé, tel que son module d'Young ou le coefficient de dilatation thermique, mais également des conditions de dépôt et de croissance des couches. Ainsi, ces différences de comportement peuvent générer des contraintes mécaniques qui peuvent provoquer une déformation de la structure. De plus, les poutres MEMS-RF étudiées ici présentent des dimensions largement supérieures à celles des MEMS-RF conventionnels dont la longueur ainsi que la largeur sont généralement de plusieurs dizaines de micromètres pour un gap DC de quelques centaines de nanomètres. Ces structures sont donc intrinsèquement sensibles aux variations de température et se contraintes dans les matériaux. Des simulations mécaniques par la méthode des éléments finis (FEM pour Finite Element Method en anglais) ont été menées afin de quantifier la déflexion au centre des poutres en fonction des contraintes résiduelles (Figure II.8).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

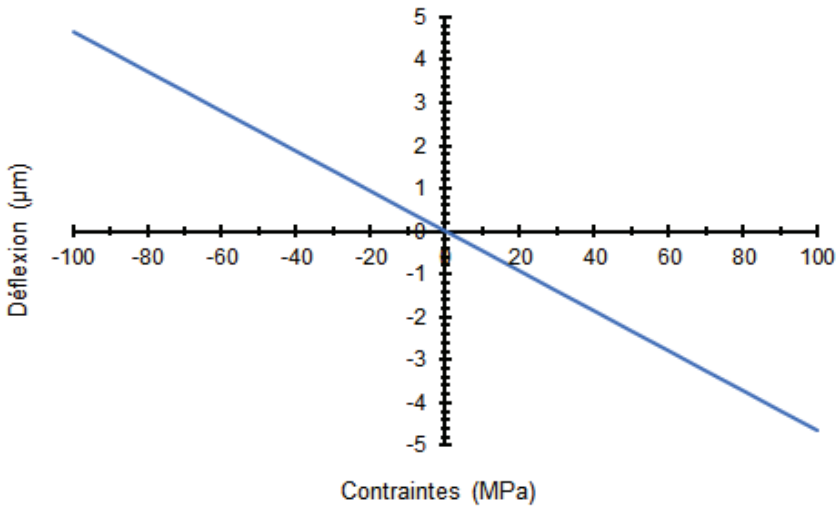


Figure II.8 : Evolution de la déflexion de la poutre en fonction des contraintes axiales résiduelles

Les simulations démontrent que la déflexion de la poutre est proche de ± 5 µm pour des contraintes axiales résiduelles comprises entre -100 et 100 MPa, ce qui représente des contraintes modérées. Cette déformation est trop importante et rendrait les poutres MEMS-RF inutilisables et cette géométrie doit donc être optimisée afin de minimiser cette déformation. Dans [76], [77] et [78], il est démontré que l'utilisation de corrugations permet d'absorber les contraintes présentes dans les structures suspendues. Il serait possible de réaliser des corrugations à la surface des poutres à l'aide de couches sacrificielles. Cependant, ces corrugations ne pourront qu'être réalisées de part et d'autre de chaque poutre puisque le centre devra être situé en regard du plot capacitif. En effet la présence de corrugations aurait pour conséquence de réduire le gap RF entre les poutres et le plot capacitif, augmentant ainsi la capacité parasite C_{post}. Des simulations FEM ont été menées sur le design présenté sur la Figure II.9 afin de démontrer la possibilité de réduire la déflexion des poutres à l'aide de corrugations.

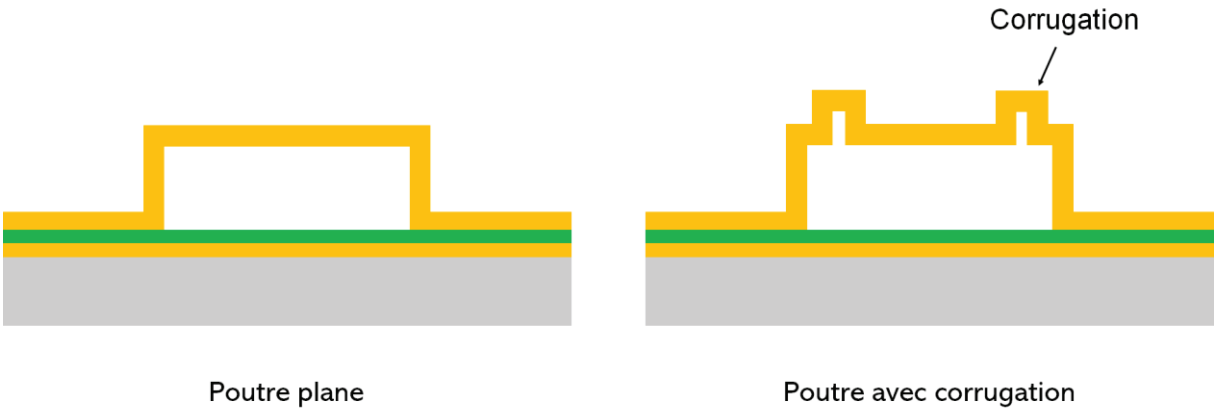


Figure II.9 : Design des poutres avec corrugations

Les résultats de simulations présentés Figure II.10 montrent qu'il est possible de fortement réduire la déflexion des poutres en réalisant des corrugations de part et d'autre de ces dernières.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

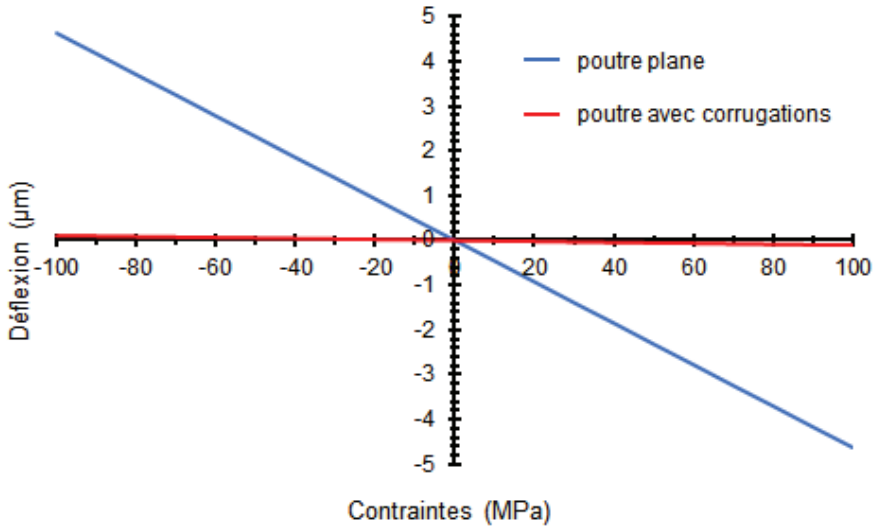


Figure II.10 : Déflexion en fonction des contraintes axiales résiduelles pour des poutres planes et avec corrugations

Il est possible de déterminer la hauteur ainsi que la longueur optimale des corrugations permettant de réduire la déflexion au maximum. Dans un premier temps, une nouvelle série de simulations est effectuée pour plusieurs hauteurs de corrugations. Les résultats obtenus montrent que des poutres de 2 µm d'épaisseur dont les corrugations présentent une hauteur de 6 µm permettent d'obtenir une déflexion maximale de ± 120 nm pour des contraintes comprises entre -100 MPa et +100 MPa (Figure II.11).

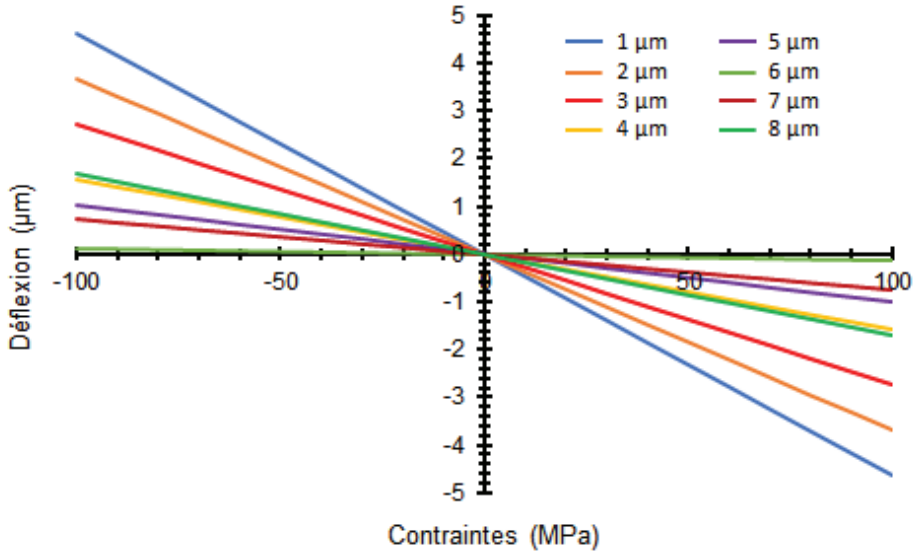


Figure II.11 : Déflexion en fonction des contraintes résiduelles pour différentes hauteurs de corrugations

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Une seconde série de simulations est effectuée pour différentes longueurs de corrugations, l'épaisseur des poutres ainsi que la hauteur des corrugations étant fixées respectivement à 2 µm et 6 µm. Les résultats sont exposés Figure II.12.

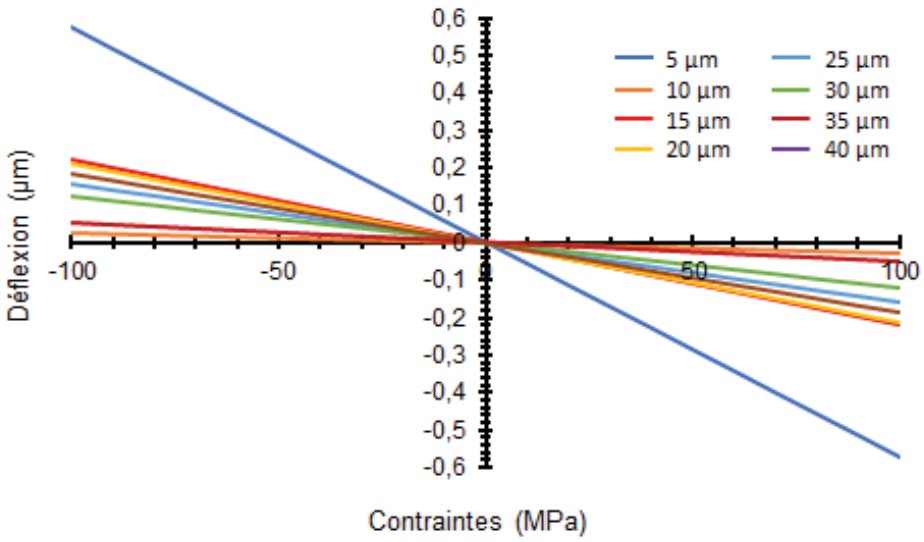


Figure II.12 : Déflexion en fonction des contraintes résiduelles pour différentes longueurs de corrugations

Au vu des résultats de simulations, il apparait que des corrugations de 10 µm et de 35 µm de longueur permettent de réduire la déflexion à quelques nanomètres. Pour des corrugations de 10 µm de longueur, le centre des poutres présente une déflexion de ± 29 nm. Pour une longueur de 35 µm, la déflexion est de ± 52 nm. Des corrugations de 10 µm de long nous permettent donc d'obtenir la déflexion minimale simulée. Cependant, il faut prendre en compte d'éventuelles difficultés de fabrication afin de définir les dimensions finales des corrugations. En effet des « moules » en résine seront utilisés afin de faire croitre la couche sacrificielle nécessaire leurs réalisations, croissance obtenue par électrolyse. Un moule de 35 µm serait moins sujet à d'éventuelles problèmes de développement de la résine ou de difficultés de croissance par électrolyse de la couche sacrificielle. De plus, une déflexion de ± 52 nm reste tout à fait négligeable par rapport aux gaps DC et RF faisant plusieurs micromètres. De ce fait, les corrugations présenteront donc une longueur de 35 µm. La Figure II.13 permet d'effectuer un rapide récapitulatif des dimensions globales du DTC.

III.3. Design du plot capacitif

Dans [84], Yang et al démontrent que la forme du plot capacitif et de la cavité peuvent avoir une grande influence sur les performances des résonateurs accordables. En effet, une cavité dont l'accordabilité est obtenue à l'aide d'un plot capacitif, présente plusieurs capacités parasites parallèles (Figure II.14), représentant la capacité globale de la cavité accordable.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

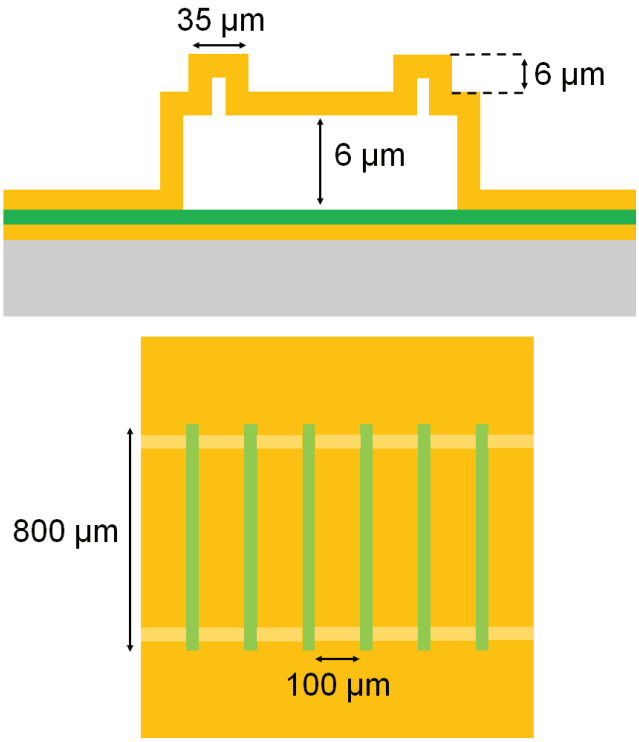


Figure II.13 : récapitulatifs des dimensions du DTC MEMS-RF

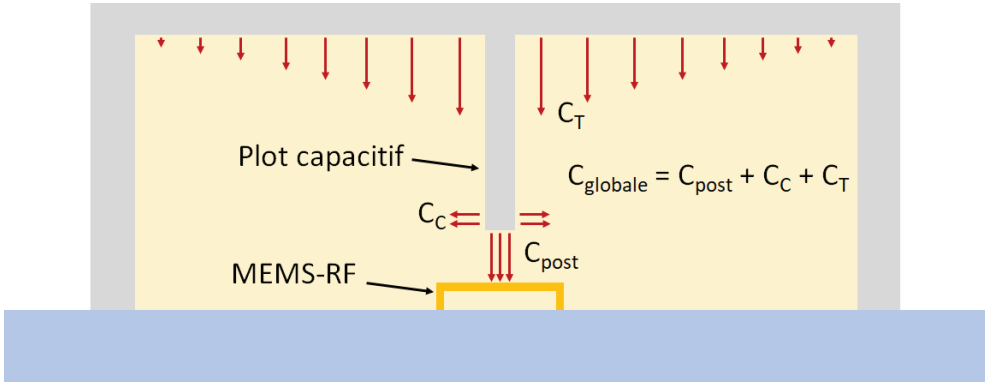


Figure II.14 : Schéma des différentes capacités présentes dans la cavité

La formule II.28, démontrée dans [84] permet de quantifier l'influence de ses différentes capacités sur la plage d'accord :

$$\frac{f_H}{f_B} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{g_{RF\,up}}{g_{RFl} + \Delta g_{max}} + \frac{C_C + C_T}{C_{post\,up}}\right)}} \qquad \text{(II.28)}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

f_H étant la fréquence haute de la bande d'accord, f_B la fréquence basse, $g_{RF\ up}$ le gap RF lorsque le DTC MEMS-RF est à l'état haut, Δ_{gmax} la différence entre le gap RF à l'état haut et celui à l'état bas et $C_{post\ up}$ la capacité C_{post} lorsque le composant MEMS-RF est à l'état haut.

Cette formule met en évidence qu'une augmentation du terme (C_C + C_T) permet de réduire la plage d'accord.

Aucune équation ne permet de quantifier l'impact de la capacité C_T, cependant les expérimentations mettent en évidence qu'elle croit avec le diamètre de la cavité, puisque les surfaces en regard entre le toit de la cavité et le plan de masse augmente. De plus, les résultats de simulation exposés dans [84] attestent de la réduction de la bande d'accord par réduction de la hauteur de la cavité. Là encore, cela provient du fait qu'une diminution de la hauteur de la cavité augmente la capacité C_T entre le toit et le plan de masse (Figure II.15).

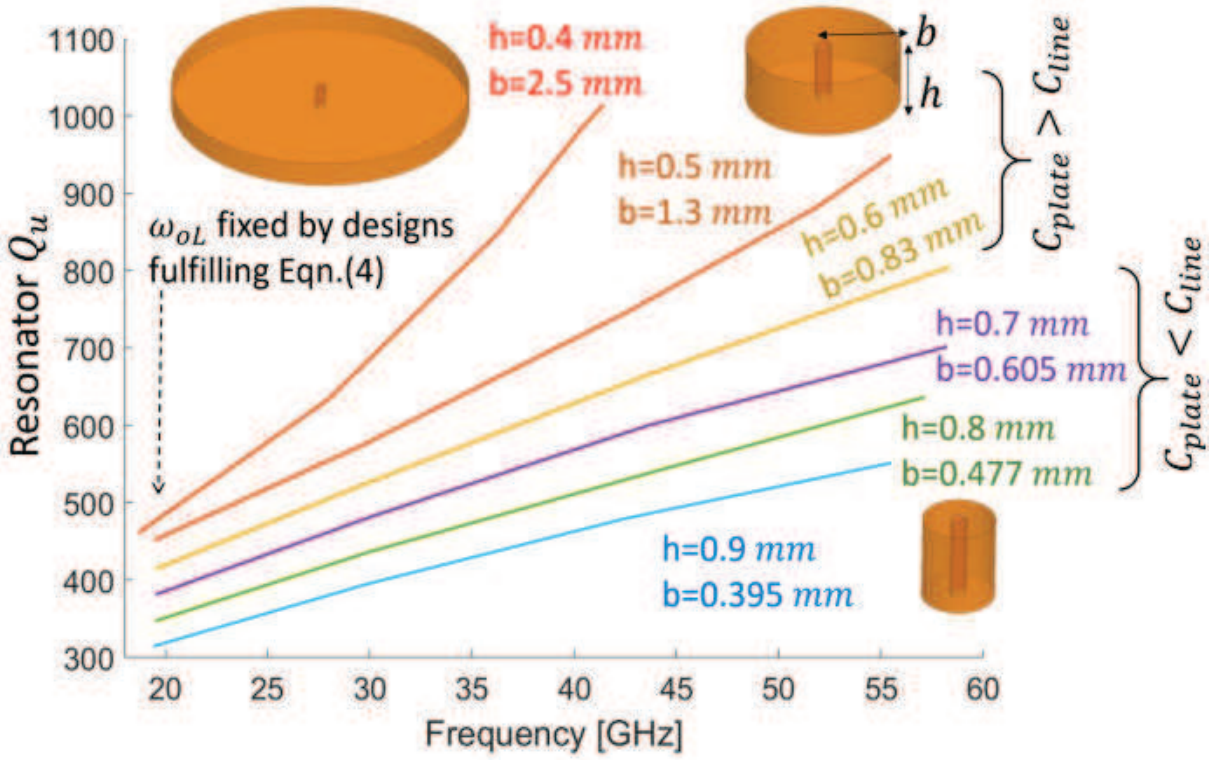


Figure II.15 : Evolution de la bande d'accord et du Q_0 en fonction de la géométrie de la cavité [84]

Nous avons ainsi étudié la possibilité de diminuer virtuellement la hauteur de la cavité et donc d'augmenter la capacité C_T, en utilisant un plot capacitif comportant une discontinuité. Des simulations ont été menées pour un plot capacitif comportant deux parties distinctes : une partie basse située directement en regard du DTC MEMS-RF, présentant un diamètre de 200 µm, et une partie haute dont le diamètre est fixé à 5 mm afin de constituer une discontinuité (Figure II.16). Chaque simulation est effectuée en faisant varier la profondeur de la partie haute tout en gardant fixe le diamètre de la partie basse ainsi que le gap RF. Pour chaque simulation, les dimensions de la cavité sont corrigées afin de conserver la fréquence haute de la bande d'accord autour de 14 GHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

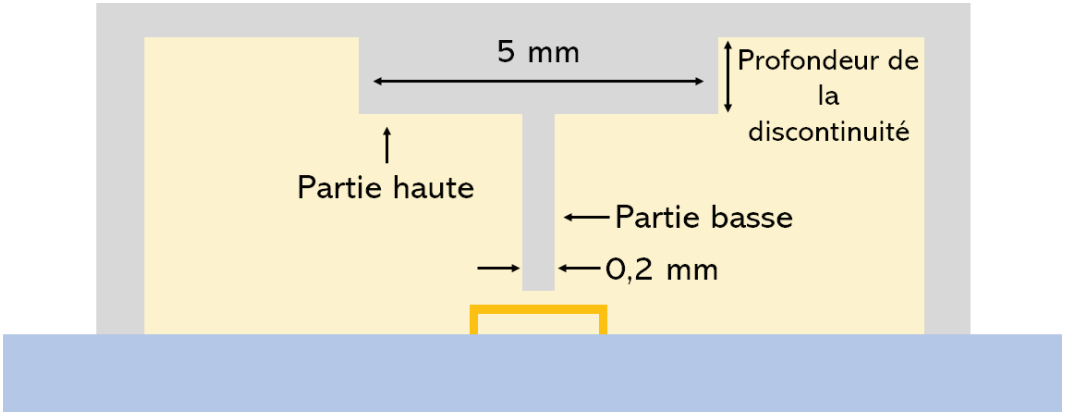


Figure II.16 : Schéma du plot capacitif simulé

Les résultats de simulation sont exposés Figure II.17.

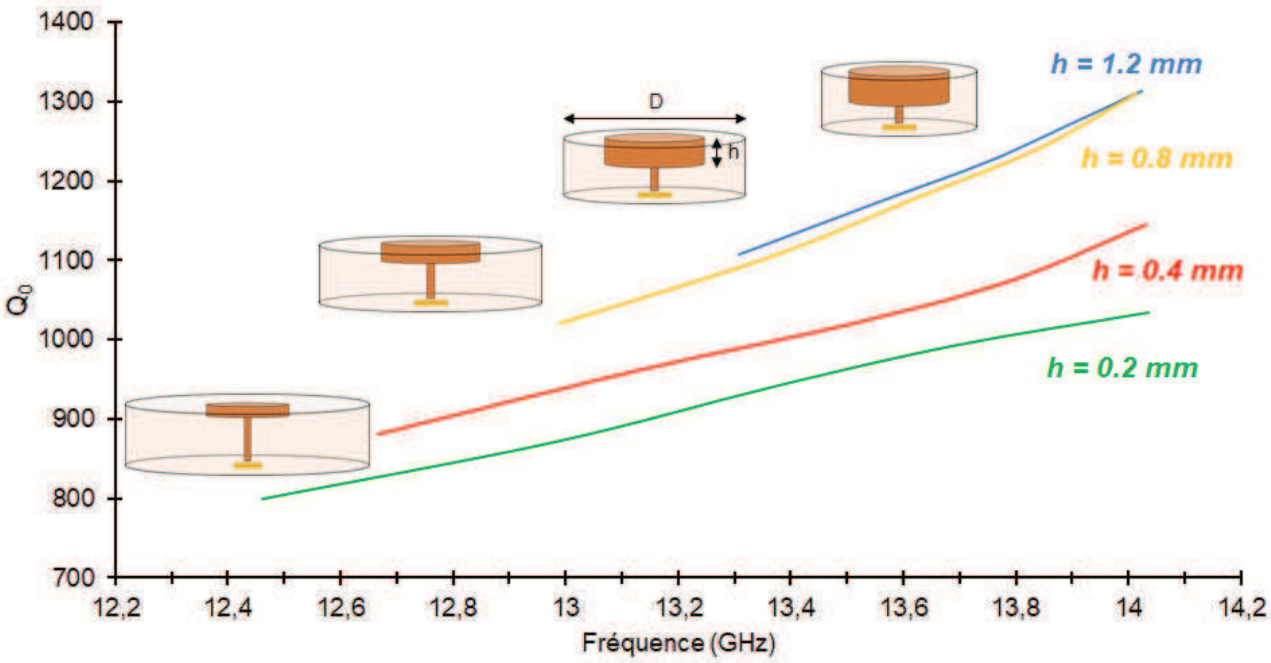


Figure II.17 : Influence de la profondeur de la discontinuité sur la bande d'accord et le Q_0

Les résultats montrent qu'un abaissement de la discontinuité, pour un diamètre de la partie basse et un gap RF fixes, permet de réduire la plage d'accord et par conséquent d'augmenter le Q_0, par rapport à un plot capacitif de même diamètre ne présentant aucune discontinuité. Comme nous l'avons montré, C_{post} et C_T sont prépondérantes au sein de la cavité puisque qu'elles représentent la capacité globale de cette dernière. Pour un plot sans discontinuité, C_{post} domine C_T. Ainsi, une variation de C_{post} entraine une variation majeure de la capacité globale, engendrant une diminution du Q_0 mais un élargissement de la bande

Licence CC BY-NC-ND 3.0

d'accord. Cependant, lorsque le plot capacitif présente une discontinuité dont la profondeur est suffisante, la capacité C_T augmente et prend de dessus sur C_{post}. De ce fait, une variation de la capacité C_{post} devient mineur par rapport à la capacité globale, ce qui génère une diminution de son influence et par conséquent une diminution de la bande d'accord en même temps qu'une augmentation du Q_0.

III.4. Influence du gap RF

D'après la formule II.3, la valeur d'une capacité MEMS-RF est inversement proportionnelle au gap entre la ligne et la partie suspendue du composant MEMS-RF. Il en va de même pour la capacité parasite C_{post} entre le plot capacitif et le DTC MEMS-RF. Des simulations ont été menées afin de d'observer l'influence du gap RF sur la réponse électromagnétique du résonateur pour un plot capacitif présentant la même discontinuité que celle décrite précédemment. La Figure II.18 présente les résultats.

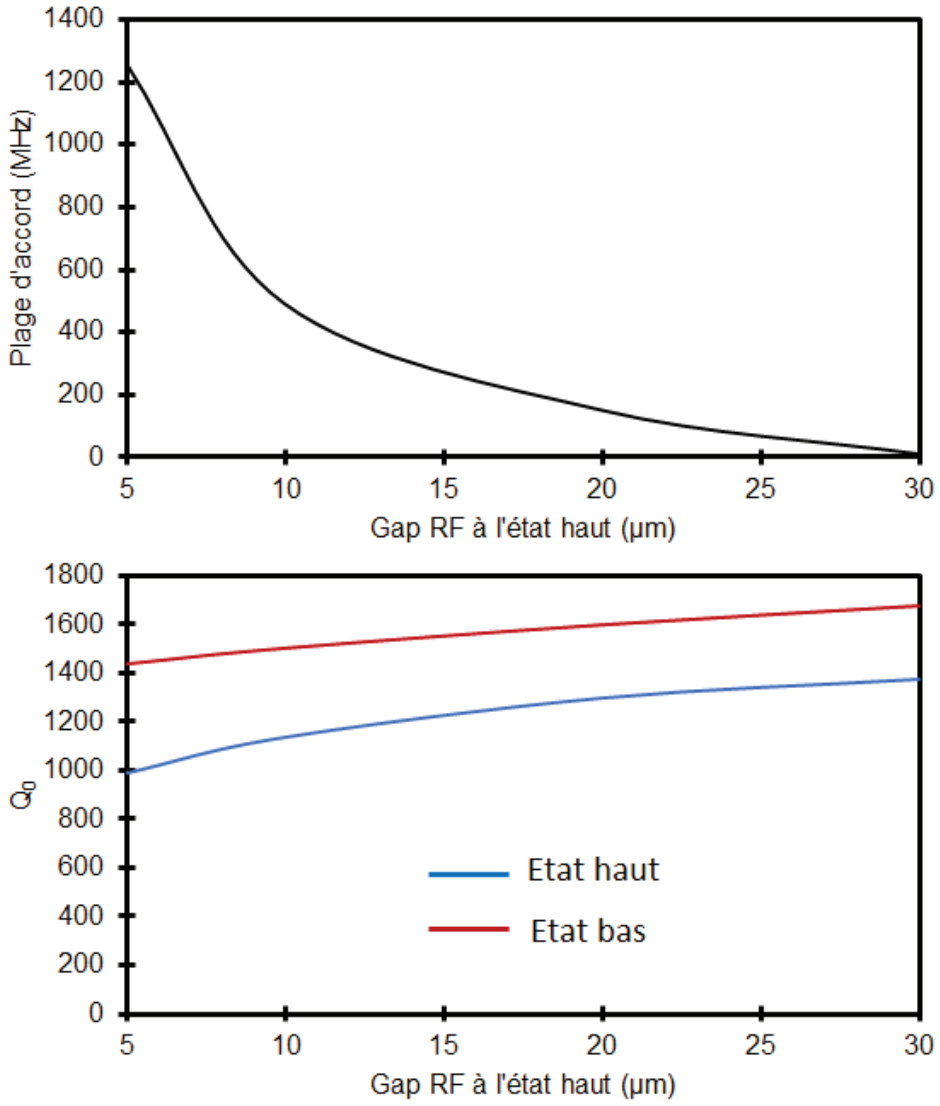


Figure II.18 : Influence du gap RF sur le Q_0 et la plage d'accord

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les simulations montrent qu'une augmentation du gap RF diminue la plage d'accord. Ce résultat était attendu puisque cela réduit la capacité parasite C_{post} et donc le décalage fréquentiel maximal qu'il est possible d'atteindre par actionnement du DTC MEMS-RF. Nous constatons également que cela permet d'augmenter le Q_0 du résonateur. Ces résultats démontrent que le développement de tels filtres passe inévitablement par un compromis entre largeur de bande et Q_0.

III.5. Le réseau de polarisation

La grande majorité des MEMS-RF réalisés et utilisés dans les dispositifs accordables présentent un actionnement électrostatique puisque celui-ci permet d'obtenir une consommation quasi nulle. Le composant MEMS-RF nécessite donc une électrode d'actionnement reliée à l'électrode de commande par une ligne de polarisation. Cependant, le réseau de polarisation peut être une source de pertes lorsqu'un composant MEMS-RF est utilisé dans une cavité fort Q_0. En effet, il est possible d'utiliser des lignes de polarisation intégrant de fortes résistances, mais leurs présence au sein de la cavité peut engendrer des pertes et ainsi diminuer le Q_0 du résonateur. Une autre solution consiste à utiliser un réseau de polarisation réalisé à partir d'un métal hautement conducteur comme de l'or, isolé du reste de la cavité par une couche de diélectrique déposé en PECVD. Il apparait donc une capacité entre la ligne de polarisation et la masse. Cette capacité est suffisamment importante pour rediriger les courants fuyant dans les lignes de polarisation à l'intérieur de la cavité, permettant ainsi de ne pas dégrader le Q_0.

Comme pour le filtre planaire décrit au début du chapitre, le DTC MEMS-RF utilisé pour le résonateur accordable présente 7 poutres. Cela permet de travailler sur 3 bits et ainsi de générer 2^3 soit 8 états de résonance distincts. Le premier bit est matérialisé par la première poutre. Il s'agit du bit de poids faible (LSB). Le second correspond aux deux poutres suivantes. Enfin le 3ème est matérialisé par les 4 dernières poutres, faisant de lui le bit de poids fort. Afin de pouvoir générer les 8 états distincts il faut un actionnement individuel de chaque bit. Le réseau de polarisation doit donc être composé de 3 électrodes d'actionnement, 3 lignes de polarisation ainsi que 3 électrodes de commande (Figure II.19). Le diélectrique utilisé est du nitrure de silicium (SiN) puisqu'il est moins sensible à l'injection de charge pouvant être à l'origine d'un phénomène d'auto-actionnement, rendant le MEMS-RF inopérant.

III.6. Le procédé de fabrication

Le procédé de fabrication commence par la réalisation du réseau de polarisation. Des simulations ont été effectuées afin de connaitre l'influence de l'épaisseur des électrodes d'actionnement sur le Q_0 du résonateur. Il apparait que le facteur de qualité augmente avec l'épaisseur des électrodes puisqu'une électrode épaisse permet de rediriger efficacement les courants de fuite vers la cavité. En effet, le Q_0 passe de 1286 à 1438 à l'état bas et de 747 à 986 à l'état haut (Figure II.20). Le réseau de polarisation est fabriqué par lift-off. Pour cela, un moule en résine photosensible négative est réalisé. Puis une couche composée de 10 nm de titane puis 1 µm d'or est déposée par évaporation au canon à électrons.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

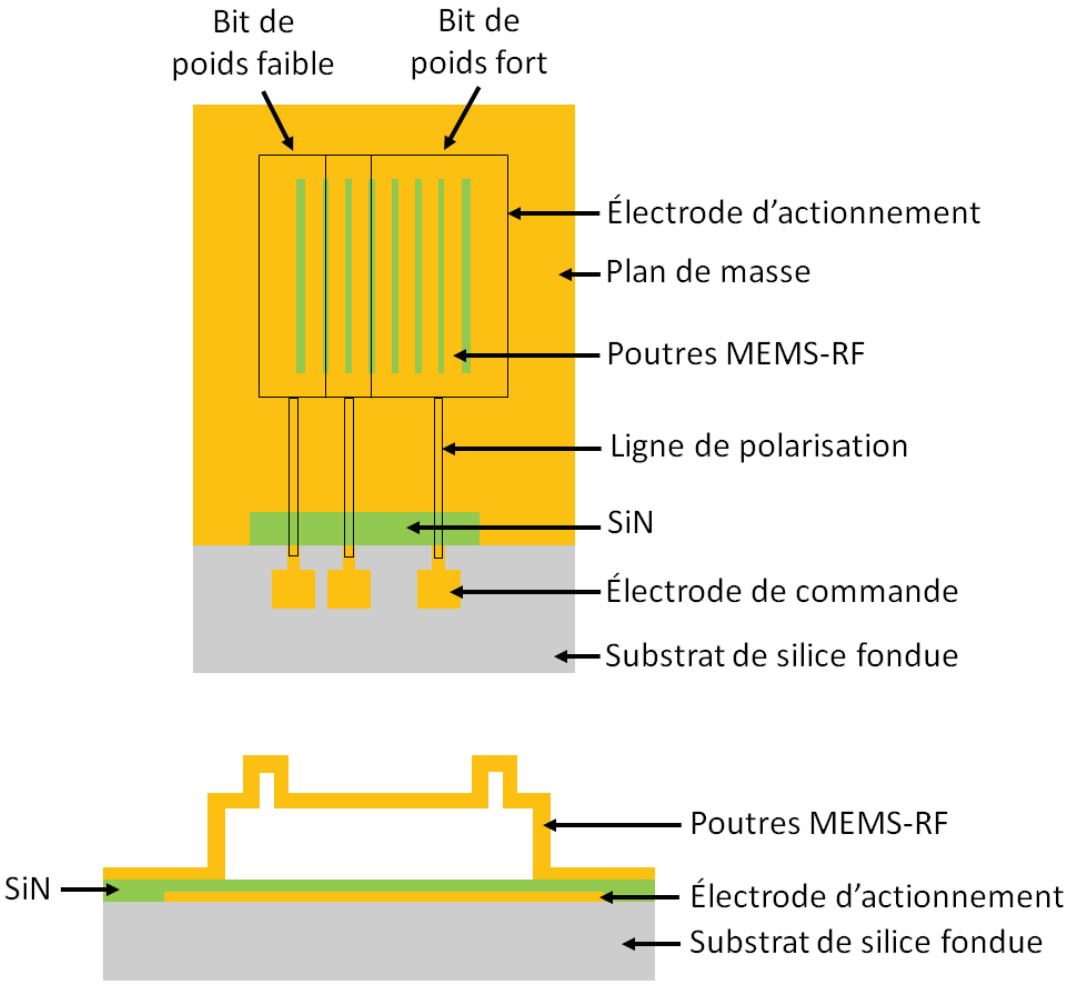


Figure II.19 : Schéma du réseau de polarisation

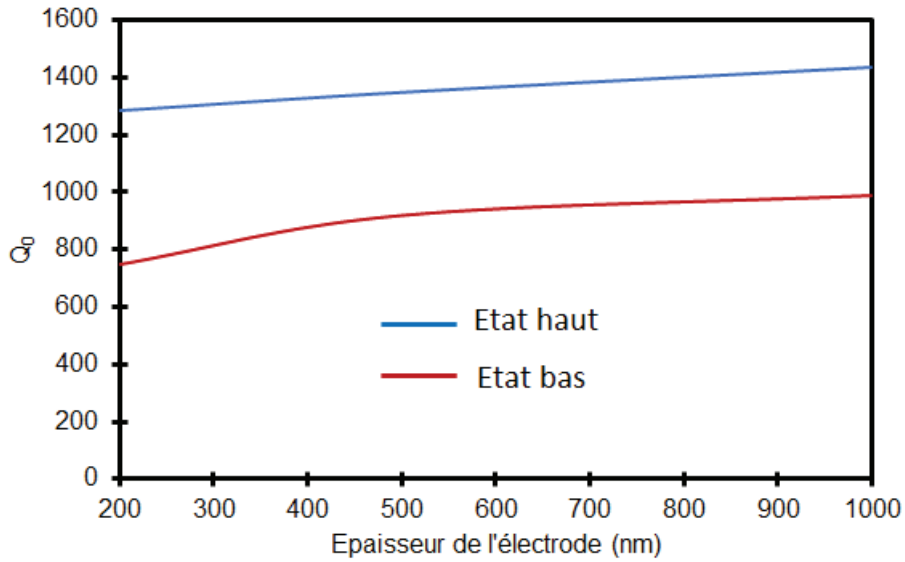


Figure II.20 : Influence de l'épaisseur de l'électrode sur le Q_0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La résine est finalement éliminée afin de ne conserver que le réseau de polarisation (Figure II.21).

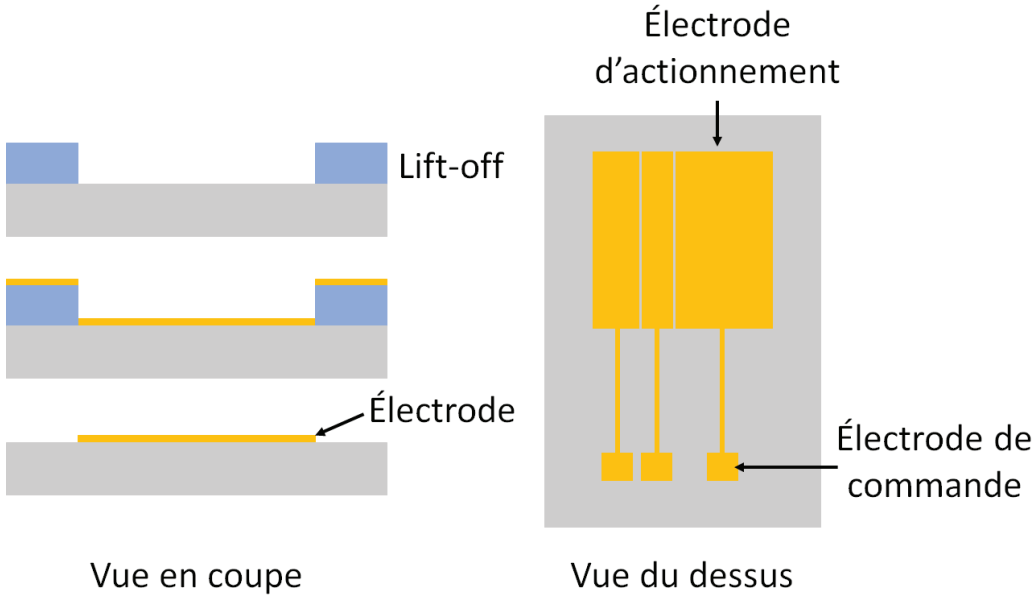


Figure II.21 : Schéma du réseau de polarisation à trois électrodes

L'étape suivante consiste à déposer une couche de 2 µm de SiN sur le réseau de polarisation afin de l'isoler du reste de la cavité. Ce dépôt s'effectue en PECVD (Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition). Cette couche de SiN est ensuite mise en forme à l'aide d'une étape de photolithographie puis d'une gravure sèche en RIE (Figure II.22).

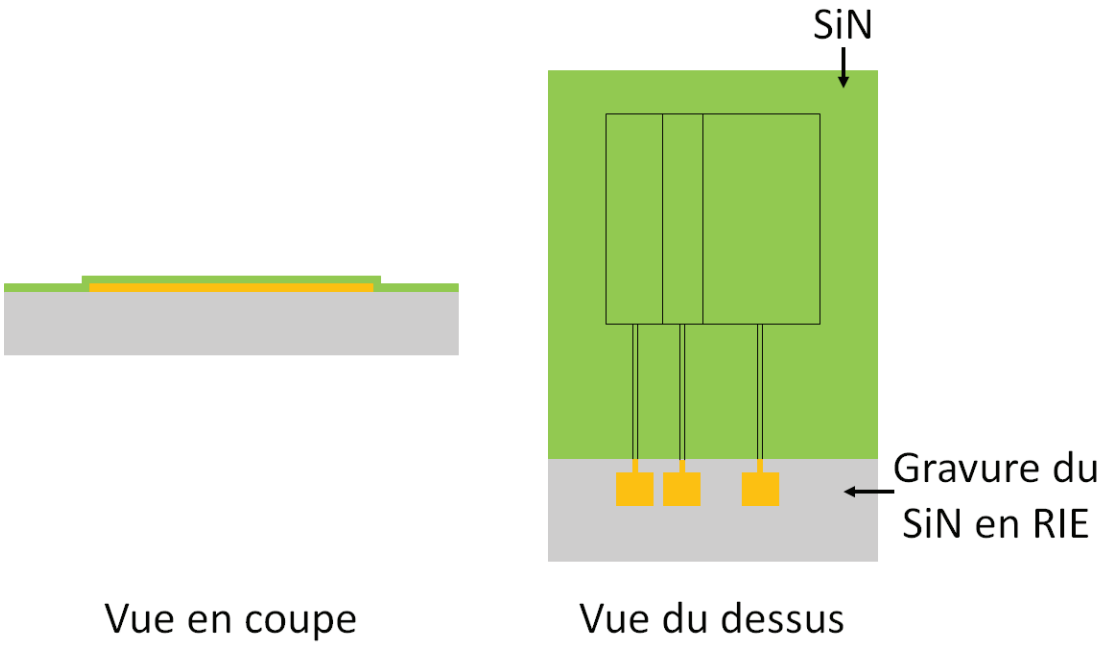


Figure II.22 : Dépôt et gravure du SiN

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Il faut ensuite réaliser la couche sacrificielle qui va permettre de suspendre les poutres composant le DTC MEMS-RF. Cette étape s'effectue en deux phases. Tout d'abord, un dépôt de 10 nm de titane puis 100 nm de cuivre est effectué au canon à électrons comme couche d'accroche afin de procéder à une électrolyse de cuivre permettant de faire croitre le dépôt et obtenir les 6 µm nécessaires. Cette électrolyse est dite partielle puisque la croissance ne s'effectue qu'à l'intérieur d'un moule en résine négative réalisé par photolithographie après le dépôt au canon à électrons. Un second moule est ensuite réalisé, cette fois ci à l'aide d'une résine positive, afin de procéder à une seconde électrolyse de cuivre permettant d'obtenir les corrugations (Figure II.23). L'intérêt d'une couche sacrificielle en cuivre réside dans le fait qu'elle sera facilement dissoute par une gravure humide lors de la libération du DTC MEMS-RF, préservant ainsi les poutres, là où une couche sacrificielle en résine pourrait les endommager. Des microphotographies prises au microscope à balayage électronique sont également présentées Figure II.23.

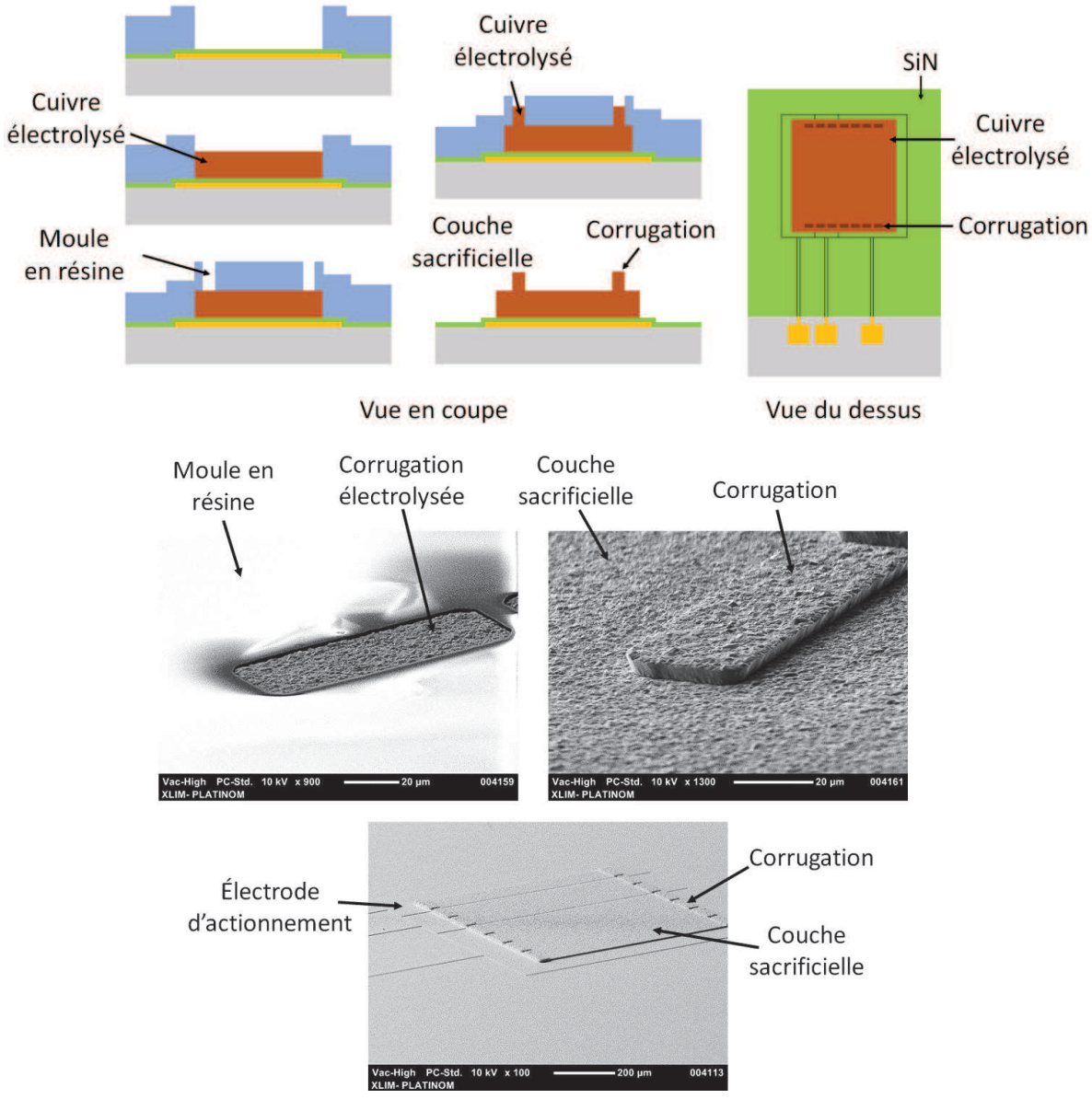


Figure II.23 : Réalisation de la couche sacrificielle et des corrugations

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Une fois la couche sacrificielle obtenue, il faut ensuite déposer la couche d'or qui permettra de réaliser les poutres MEMS-RF et le plan de masse. Pour cela, nous procédons à un dépôt de 10 nm de titane puis 100 nm d'or servant de couche d'accroche pour une électrolyse d'or pour obtenir une couche de 2 µm d'épaisseur pour les poutres et le plan de masse (Figure II.24).

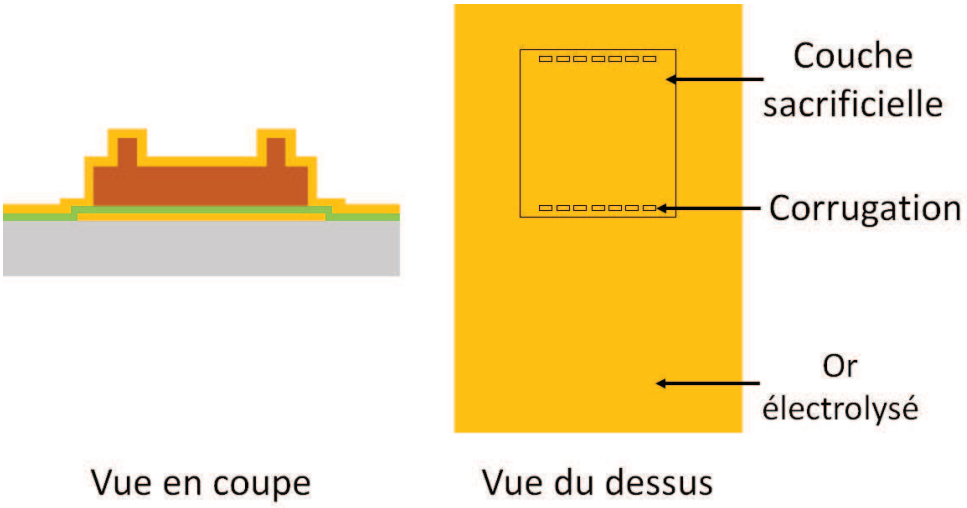


Figure II.24 : Schéma du substrat après l'électrolyse des poutres

Cette couche d'or n'est pas immédiatement gravée. En effet, nous réalisons d'abord un moule en résine positive permettant de procéder à une électrolyse partielle d'or sur laquelle va reposer la cavité, nous permettant de contrôler le gap RF entre le plot capacitif présent au centre de la cavité et le DTC MEMS-RF (Figure II.25).

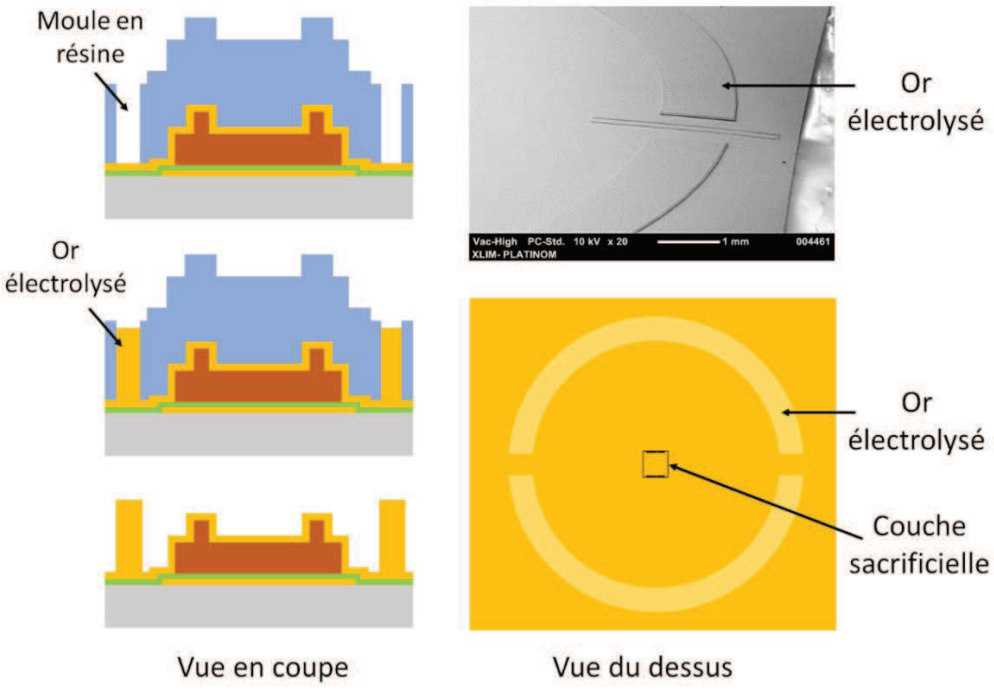


Figure II.25 : Obtention de la couche d'or électrolysée permettant de contrôler les gap RF

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Vient ensuite une étape de photolithographie et de gravure humide par attaque acide afin de réaliser les poutres et les lignes coplanaires qui serviront à alimenter la cavité (Figure II.26).

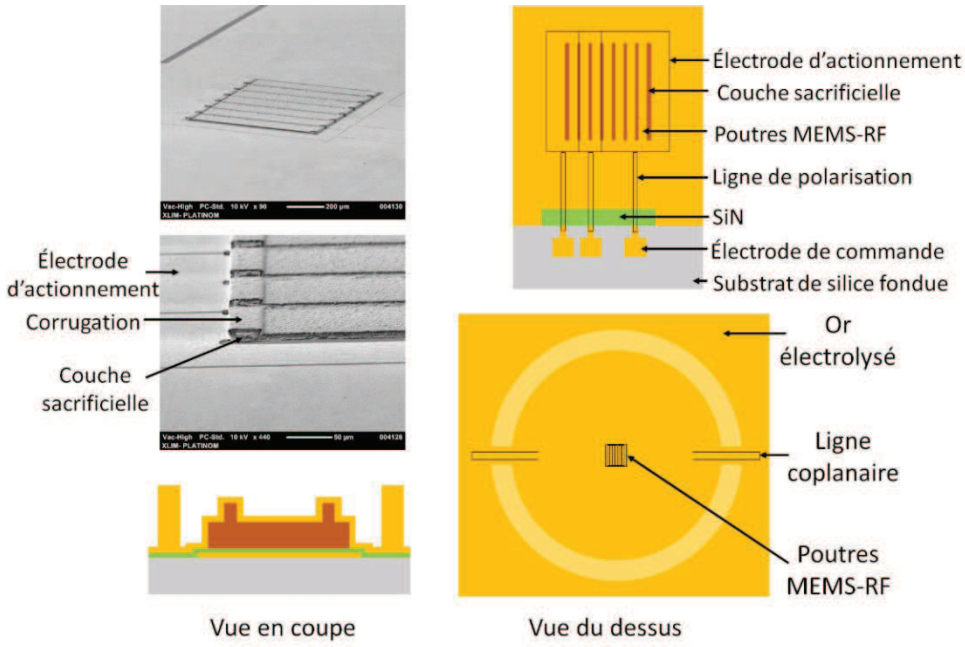


Figure II.26 : Composant MEMS-RF avant libération

Les poutres doivent ensuite être libérées. Pour cela nous procédons à une gravure humide permettant d'éliminer la couche sacrificielle. Enfin, le composant doit être séché en utilisant un sécheur à point critique (Critical Point Dryer), évitant ainsi tout collage des poutres par capillarité. Finalement la cavité est collée au substrat à l'aide de colle époxy conductrice (Figure II.27).

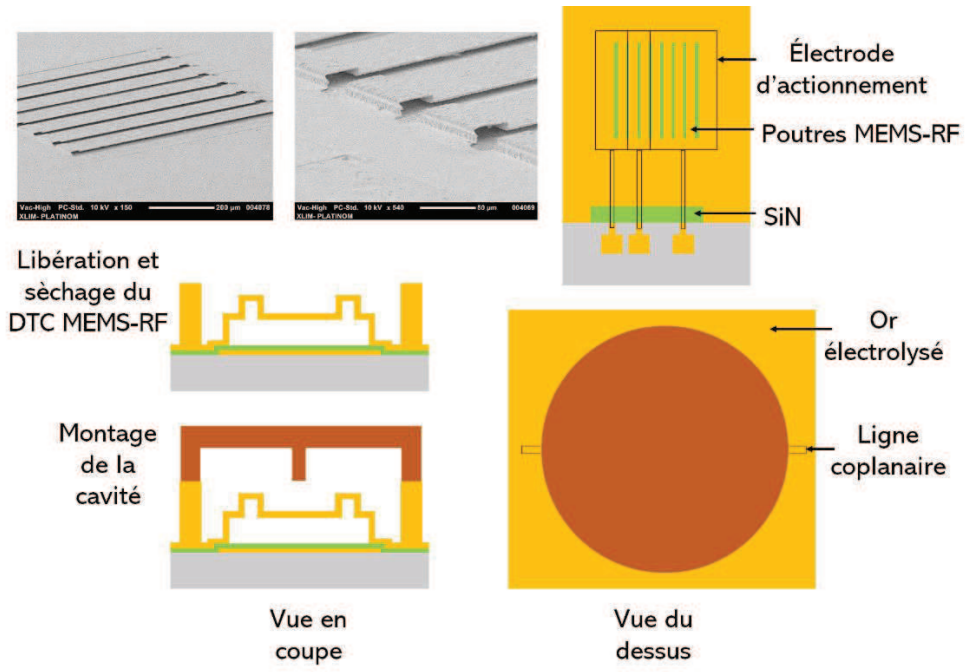


Figure II.27 : Composant MEMS-RF après libération

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La Figure II.28 présente un résumé du procédé de fabrication.

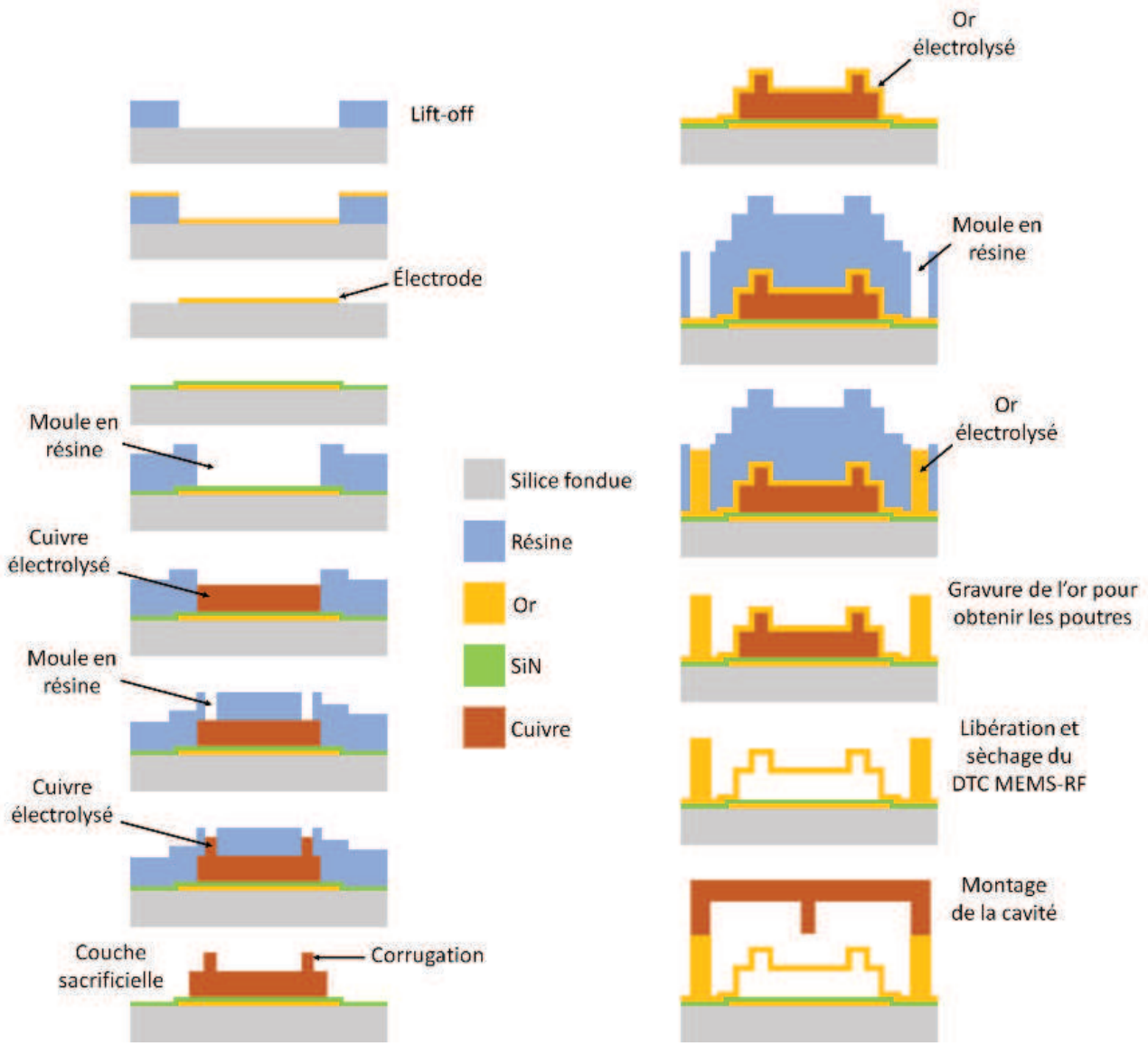


Figure II.28 : Résumé du procédé de fabrication

III.7. Simulations

Une première simulation mécanique par la méthode des éléments finis est effectuée afin d'estimer la raideur des poutres. Pour cela on applique une force *F* de 0,1 mN sur les surfaces communes entre les poutres et les électrodes d'actionnement. On obtient ainsi un déplacement *d* en micromètre, qui nous permet de remonter à la raideur *k* à l'aide de la formule suivante :

$$k = \frac{F}{d} \qquad \text{(II.29)}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les résultats de simulation sont exposés Figure II.29 :

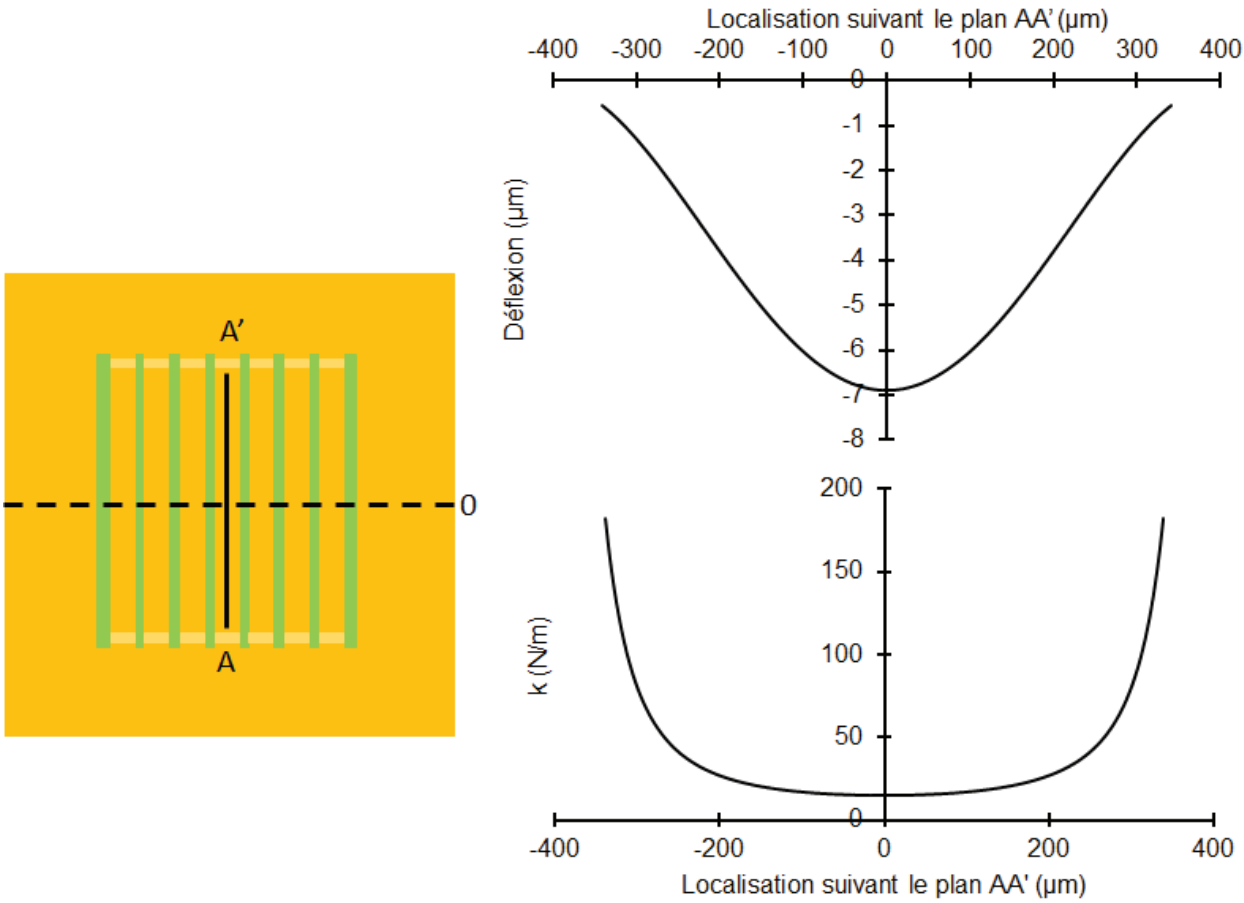


Figure II.29 : Simulations de la raideur des poutres MEMS-RF

Les simulations démontrent une déflexion de la poutre allant 0,5 µm aux extrémités des poutres, jusqu'à 6,5 µm au centre. Cela nous permet de calculer la raideur à l'aide de la formule II.29. Elle est comprise entre 182 N/m aux extrémités, et 14,5 N/m au centre. Il est ensuite possible de remonter à la tension d'abaissement et de relâchement avec les formules I.11 et I.14. Après calcul, la tension d'abaissement théorique $V_{p\,TH}$ est 56 V, la tension de relâchement théorique $V_{r\,TH}$ s'élève quant à elle à 14 V.

Nous avons ensuite procédé aux simulations du résonateur sous HFSS, logiciel de simulations électromagnétiques par la méthode des éléments finis. Le résonateur simulé présente les dimensions présentées sur Figure II.30. Cette figure permet d'observer que le gap RF entre la cavité et la poutre est égal à 5 µm lorsque le DTC MEMS-RF est à l'état haut et 11 µm lorsqu'il est à l'état bas. De plus, les lignes coplanaires d'entrée et de sortie ont été conçues afin que le résonateur soit faiblement couplé, ce qui permet d'extraire plus facilement le Q_0. Les résultats de simulation sont affichés Figure II.31.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

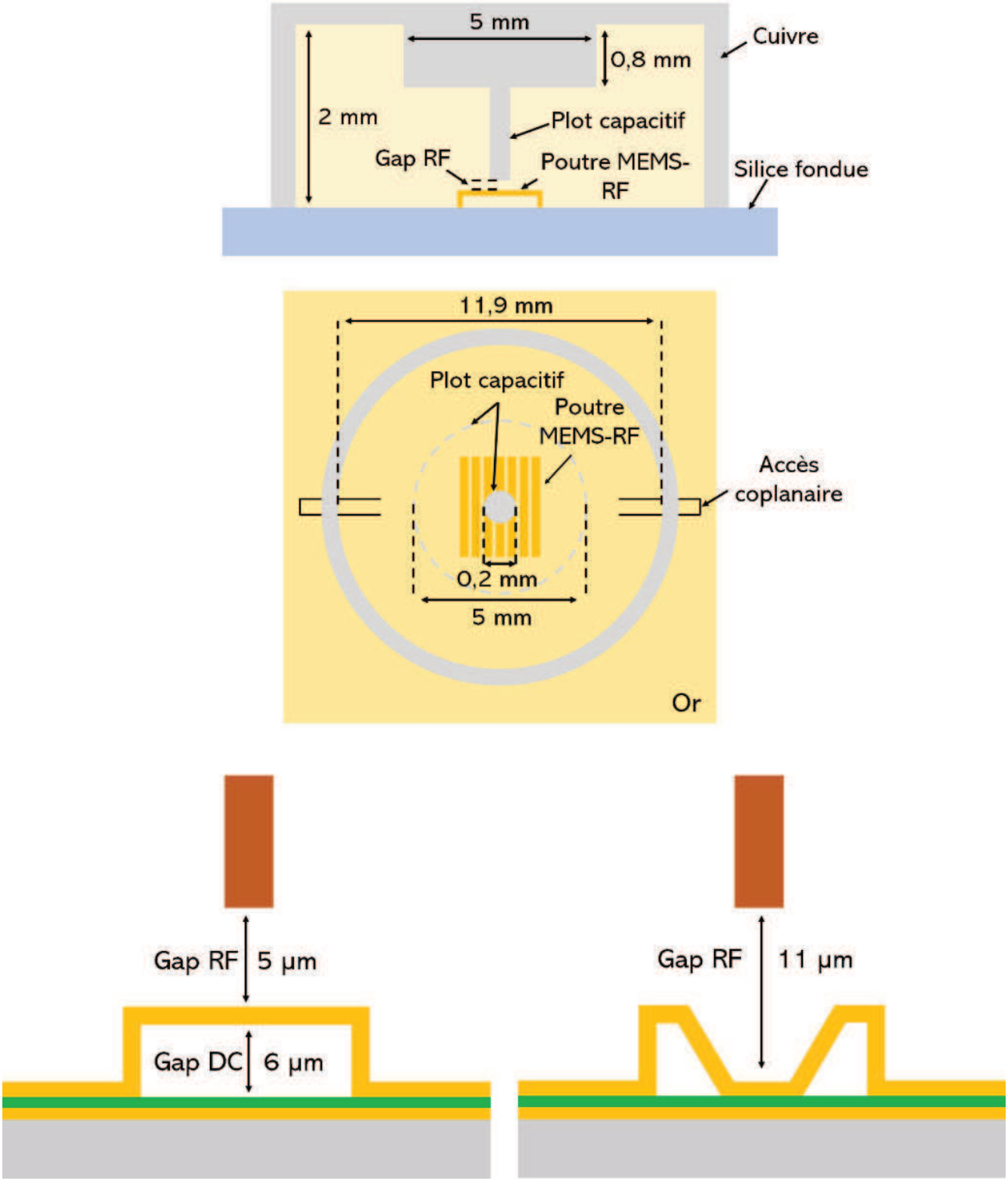


Figure II.30 : Schéma du résonateur simulé

Licence CC BY-NC-ND 3.0

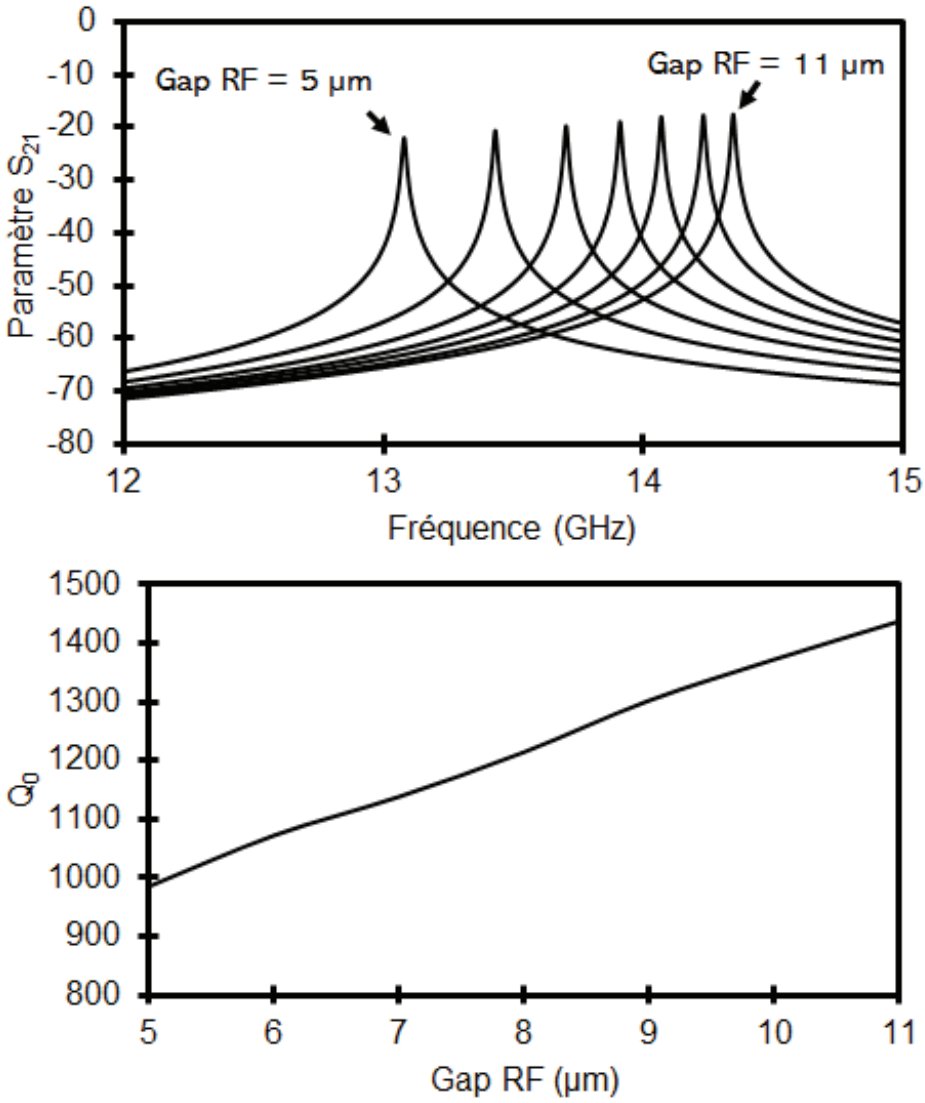


Figure II.31 : Résultats de simulation du résonateur

Le tableau II.1 effectue un récapitulatif des résultats de simulation :

Gap RF (µm)	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**	**11**
f_0 (GHz)	13,08	13,43	13,72	13,91	14,06	14,23	14,34
Q_0	986	1073	1139	1215	1303	1373	1438

Tableau II.1 : Récapitulatif des résultats de simulation

Les simulations montrent qu'il est possible d'atteindre une bande d'accord de 1,26 GHz allant de 14,34 GHz à 13,08 GHz, pour un Q_0 allant de 973 à 1315.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.8. Mesures

Le composant MEMS-RF est fabriqué en suivant le procédé de fabrication décrit précédemment, la cavité a ensuite été collée sur le substrat. Des photographies du composant MEMS-RF avant collage, de la cavité, ainsi que du composant après montage de la cavité sont présentés Figure II.32.

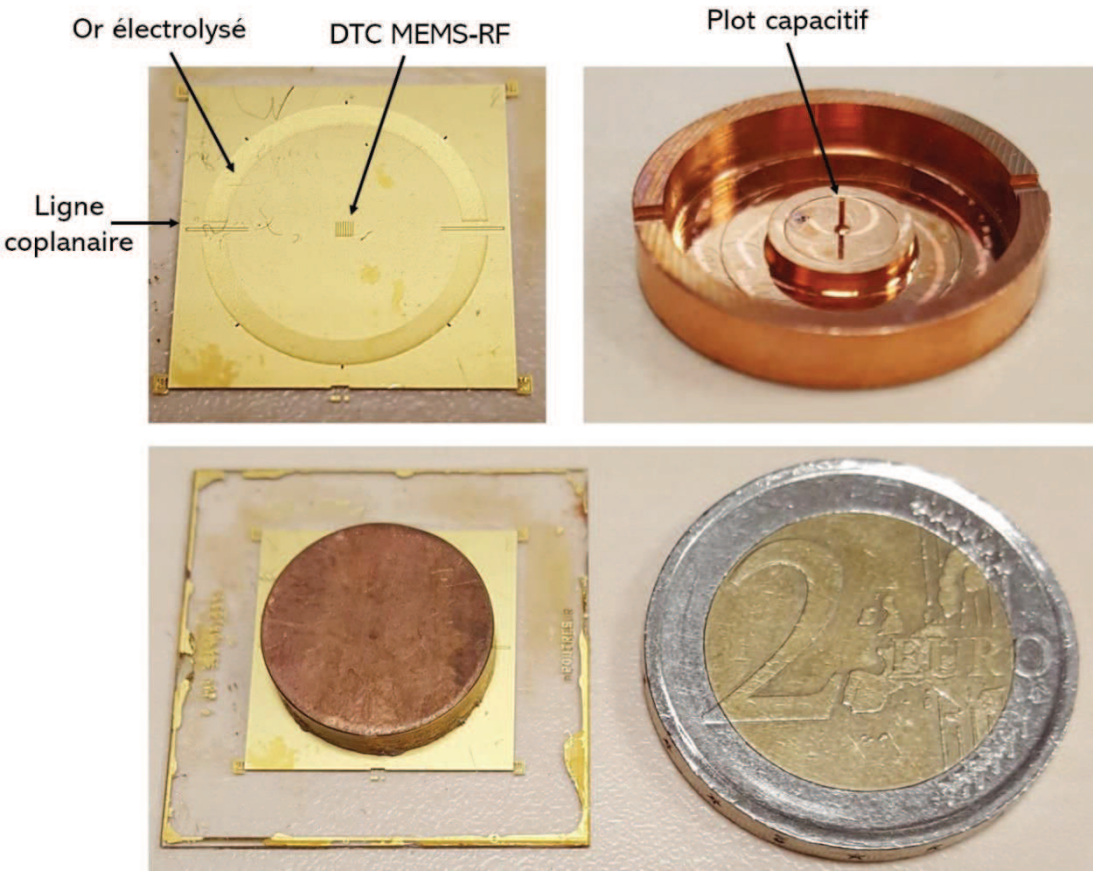


Figure II.32 : Photographies du résonateur

La réponse électromagnétique du résonateur a donc pu être mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau et d'une station sous pointes. Les résultats de mesure sont exposés Figures II.33. La bande d'accord s'étant de 13,39 GHz à 14,47 GHz pour un Q_0 allant de à 1177 à 951.

Le résonateur est contrôlé analogiquement de 13,39 GHz à 14,23 GHz. En bleu est présenté l'accord digital, lorsque les bits sont soit à l'état haut, noté 0, soit à l'état bas, noté 1. Notons tout de même que la plage d'accord mesurée est inférieure à la plage d'accord simulée. Ceci provient du fait que le gap RF initial du résonateur est différent du gap RF utilisé en simulation. Des rétro-simulations ont donc été effectuées afin de quantifier cette différence. Les résultats sont présentés sur la Figure II.34. On constate une bonne correspondance entre rétro-simulation et mesures pour un gap RF de 5,8 µm à l'état haut au lieu de 5 µm.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

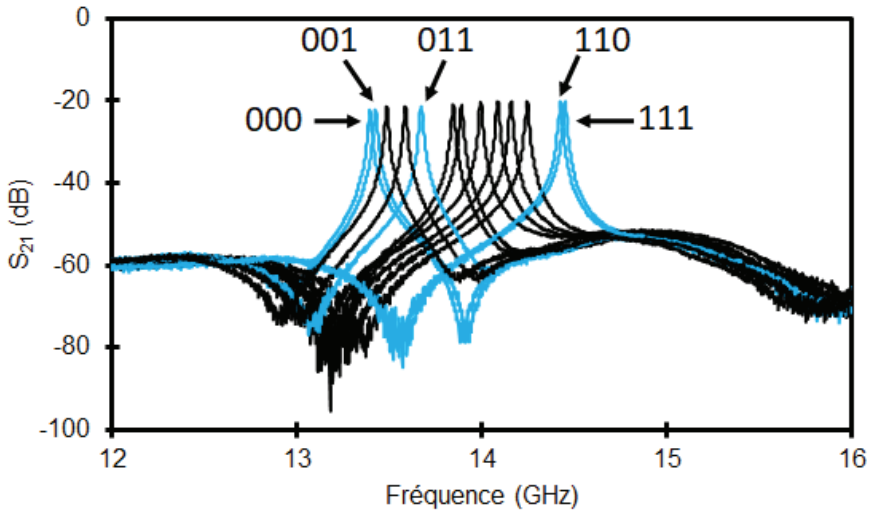


Figure II.33 : Mesure du résonateur

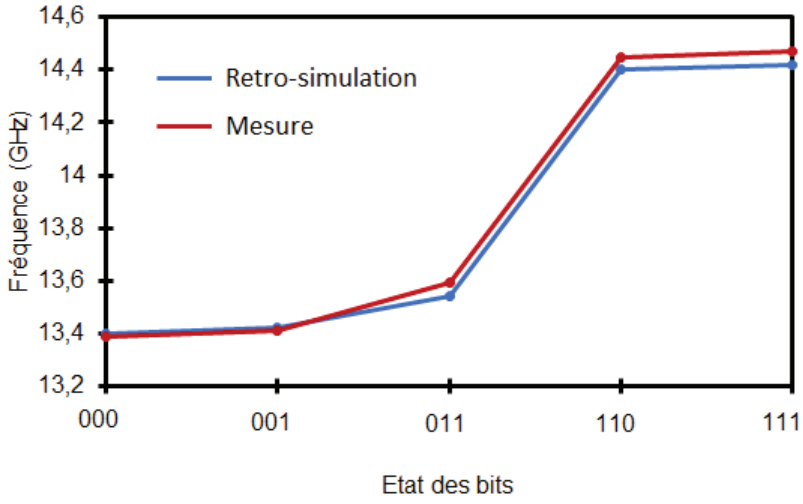


Figure II.34 : Comparaison entre les retro-simulations et les mesures pour différents états des poutres MEMS-RF

Le tableau II.2 récapitule les résultats de simulation et de mesure concernant le résonateur à MEMS-RF.

	Plage d'accord (GHz)	**Q_0**	**Gap à l'état haut (µm)**
Résonateur simulé	13,08 – 14,34	973 - 1315	5
Résonateur mesuré	13,39 – 14,47	951 - 1177	5,8

Tableau III.2 : Récapitulatif des résultats de simulation et mesure du résonateur

Licence CC BY-NC-ND 3.0

IV. Réalisation d'un filtre accordable fort Q à MEMS-RF en bande Ku

Un filtre 2 pôles accordable a été conçu à partir de la cavité présentée précédemment. Il est constitué de deux cavités couplées par un iris, et monté à la surface d'un MEMS sur un substrat de silice fondue. Il est présenté Figure II.35.

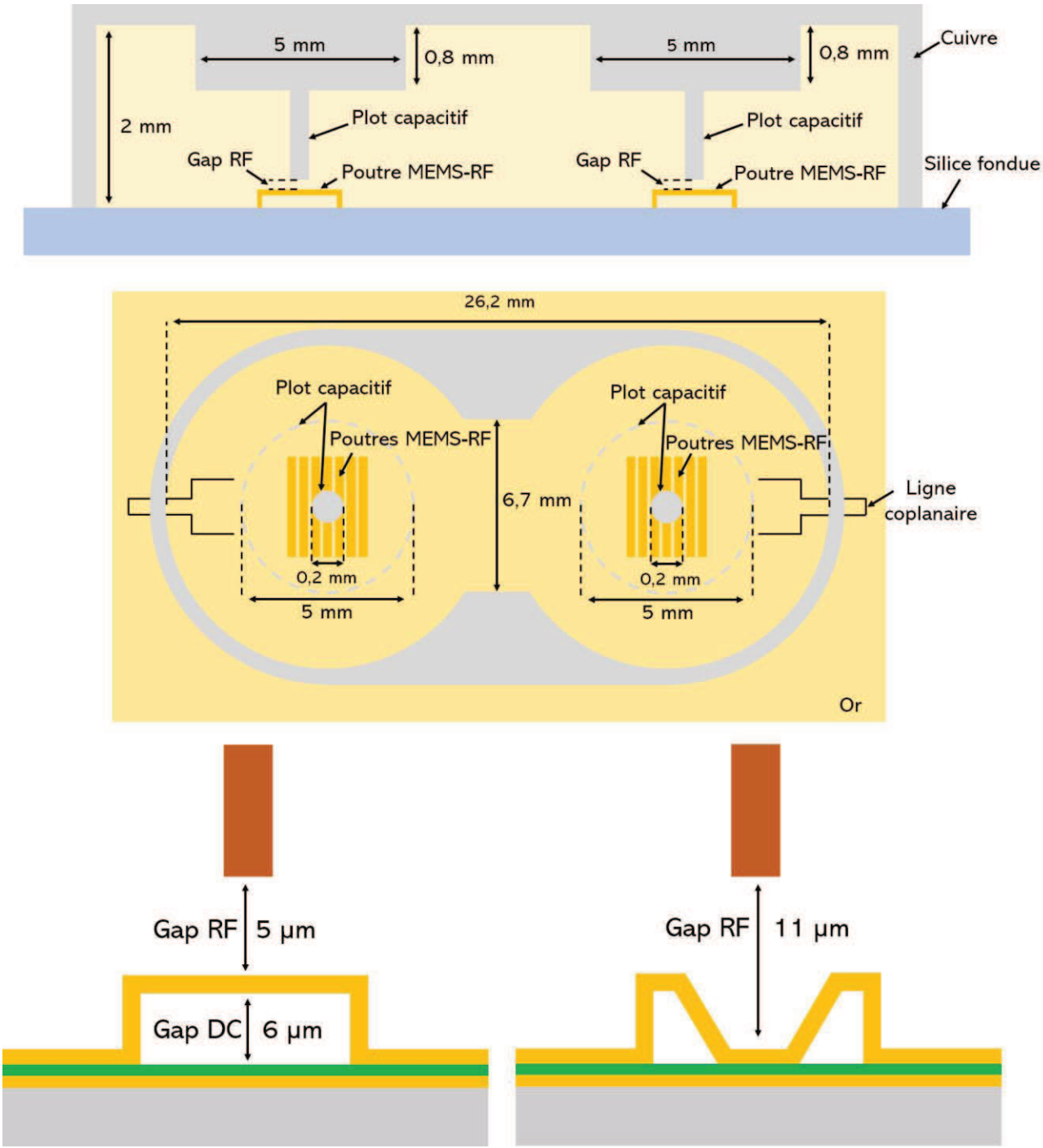


Figure II.35 : Schéma du filtre accordable 2 pôles simulé

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le système d'accord est également identique à celui présenté pour le résonateur avec un MEMS DTC au centre de chaque cavité. Le couplage en entrée et en sortie est assuré par des lignes coplanaires élargies et court-circuitées. Le champ magnétique ainsi généré par la ligne coplanaire permet d'exciter magnétiquement la cavité assurant un coefficient de qualité externe Q_{ext} quasi constant sur toute la plage d'accord. Des simulations ont été menées à l'aide du logicie HFSS afin d'obtenir les paramètres-S du filtre. Les résultats sont présentés sur la Figure II.36.

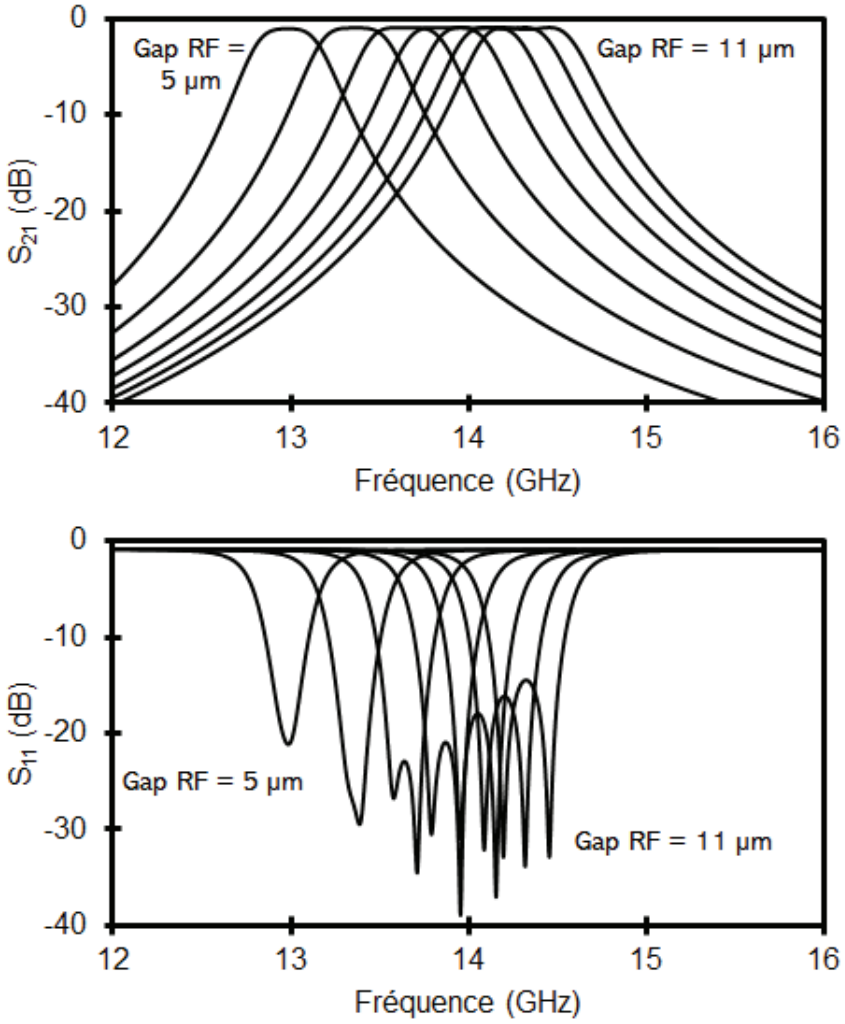


Figure II.36 : Résultats de simulation du filtre accordable 2 pôles

Le filtre simulé présente une plage d'accord allant de 14,36 GHz à 13,06 GHz pour un bande passante relative comprise entre 3,2% à 4,1%. Les pertes vont de 0,86 dB à 1,19 dB. L'adaptation est meilleure que 15 dB. Le filtre a ensuite été fabriqué puis mesuré avec un analyseur de réseau et une station de mesures sous pointes. La figure II.37 présente une photographie de la cavité ainsi que du filtre après montage de la cavité.

Les résultats de mesures effectuées sont présentés sur la Figure II.38 :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

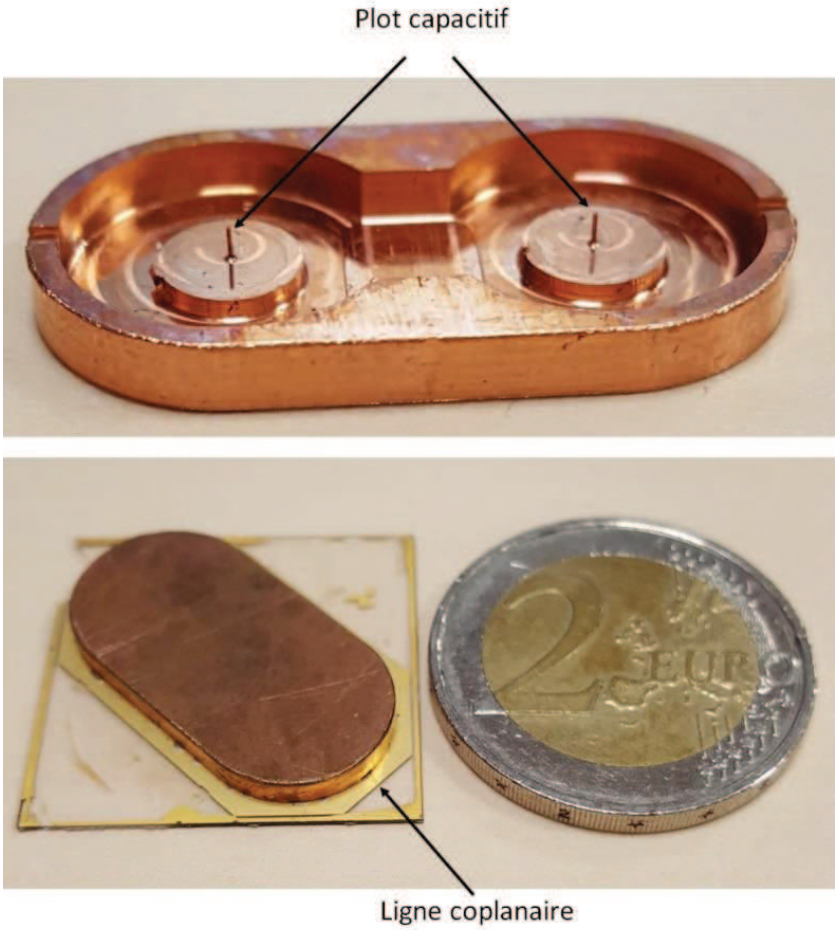


Figure II.37 : Photographies de la cavité ainsi que du filtre après montage de la cavité

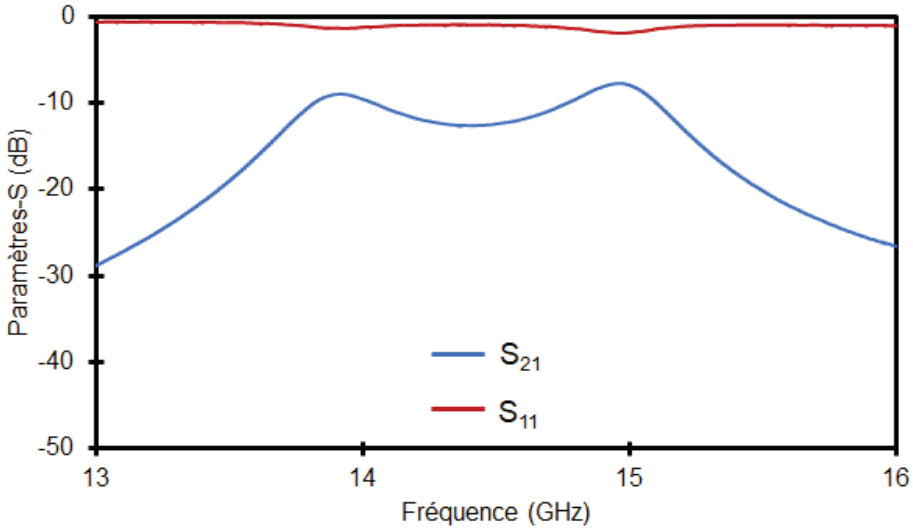


Figure II.38 : Résultats de mesure du filtre accordable 2 pôles

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Seul l'état haut du DTC MEMS-RF a été mesuré, car les lignes de polarisation présentent des courts circuits sous le plan de masse. On constate de très fortes pertes ainsi qu'une très faible adaptation. Plusieurs séries de simulation ont été effectuées en faisant varier différents paramètres tels que la largeur de l'iris, mais il apparait au vue des résultats que les pertes et la désadaptation proviennent d'une différence de hauteur entre les 2 plots capacitifs. En effet, un filtre à deux cavités fonctionne grâce au couplage entre un mode pair et un mode impair, suivant la phase des champs entre les deux cavités. Ce fonctionnement n'est possible que lorsque la fréquence de résonance à vide des deux cavités est quasi identique. Cependant, en cas de différence de hauteur entre les 2 plots, les fréquences de résonance des modes pair et impair sont trop éloignées l'une de l'autre, rendant impossible leur couplage et provoquant de très fortes pertes au centre de la bande. Ce phénomène est d'autant plus important que le gap RF de départ, c'est-à-dire lorsque le DTC MEMS-RF est à l'état haut, est faible, puisque dans ce cas, chaque micromètre représente un pourcentage important de ce gap RF, maximisant ainsi leur influence sur le décalage de la fréquence de résonance. Ici, le gap RF de départ est de 5 µm, chaque micromètre représentant donc 20% du gap total. Une différence de gap RF de seulement 1 µm entre les deux va donc créer un décalage fréquentiel important entre les modes pair et impair (Figure II.39).

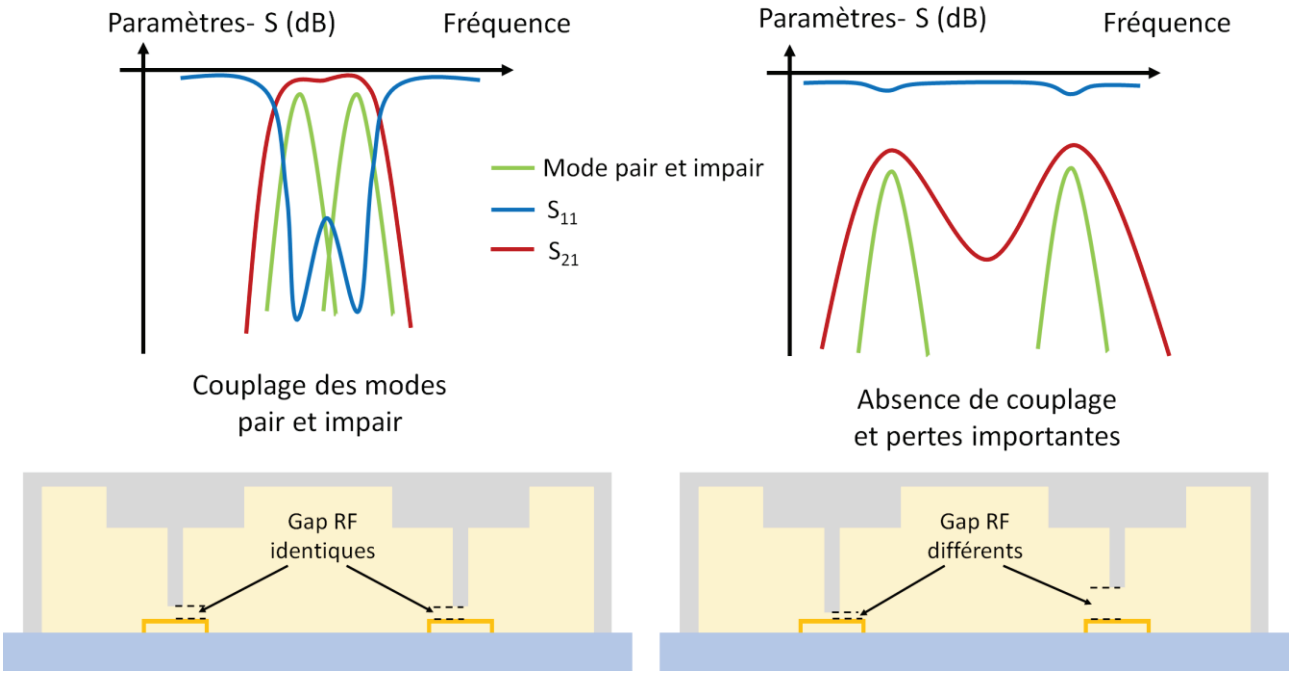


Figure II.39 : Conséquence d'une différence de gap RF entre les cavités sur la réponse électromagnétique du filtre

Des rétro-simulations ont été effectuées afin de quantifier les différences de gap entre les 2 plots capacitifs. Les résultats sont montrés sur la Figure II.40.

On constate une excellente concordance entre les rétro-simulations et les mesures. Cette comparaison démontre que le 1er gap RF est de 9 µm alors que le 2nd est de 24 µm. Cette différence de gap RF à 2 causes principales. Tout d'abord l'usinage imprécis des cavités. En effet, il est difficile de maitriser la longueur des plots capacitifs avec une précision de l'ordre du micromètre, impliquant donc une différence de longueur inhérente à la fabrication des cavités. La différence de gap RF provient également d'une épaisseur de colle époxy non

Licence CC BY-NC-ND 3.0

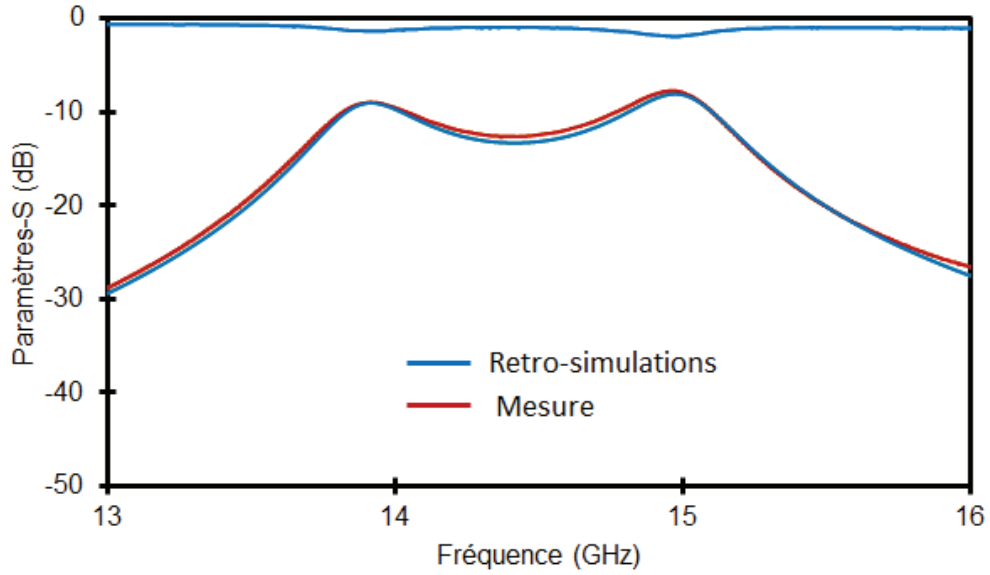


Figure II.40 : Comparaison entre les mesures et les rétro-simulations du filtre 2 pôles

uniforme. Les différences entre les gaps RF après fabrication étant difficilement évitable, il faut donc diminuer son influence sur la réponse du filtre. Pour cela, il faut augmenter le gap RF initial afin que chaque micromètre représente un plus faible pourcentage du gap total.

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe III.4, une augmentation du gap RF a pour effet de diminuer la plage d'accord. Afin de minimiser l'influence de ce phénomène, il faut donc augmenter la largeur des plots capacitifs. Il est également possible de diminuer la profondeur de la discontinuité puisque nous avons montré que cela pouvait augmenter la bande d'accord.

Le design du nouveau filtre est présenté Figure II.41. Le diamètre du plot passe de 200 µm à 300 µm et le gap RF à l'état haut passe de 5 µm à 14 µm. La profondeur de la discontinuité passe également de 0,8 mm à 0,4 mm.

Les simulations ont été menées afin d'obtenir la réponse en paramètres S du nouveau design. Les résultats sont présentés Figure II.42. Le filtre simulé présente une plage d'accord allant de 13,91 GHz à 12,94 GHz pour un bande fractionnaire comprise entre 3,2% à 2,5%. Les pertes vont de 1,07 dB à 1,14 dB. L'adaptation est meilleure que 15 dB sur toute la bande. Ces simulations montrent qu'il est possible d'améliorer les tolérances aux variations des dimensions du gap RF. Le filtre a été fabriqué. Il présente une fréquence centrale de 13,54 GHz, une bande passante de 3,4%, des pertes d'insertion de 2,5 dB pour une adaptation meilleure que 10 dB. Malheureusement une défaillance du composant MEMS-RF n'a pas permis d'obtenir l'accord en fréquence (Figure II.43).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

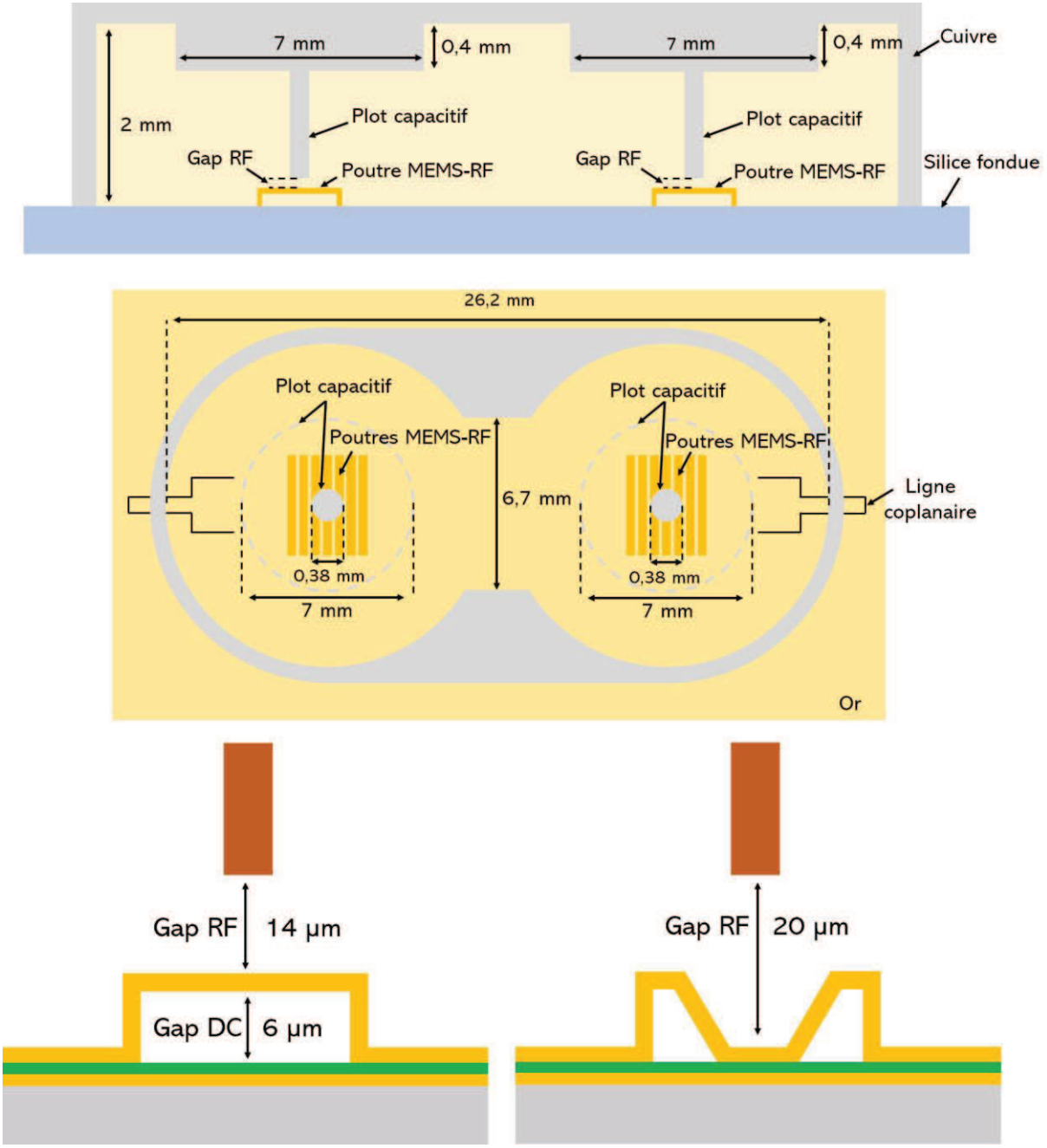


Figure II.41 : Schéma du nouveau design du filtre accordable 2 pôles

Licence CC BY-NC-ND 3.0

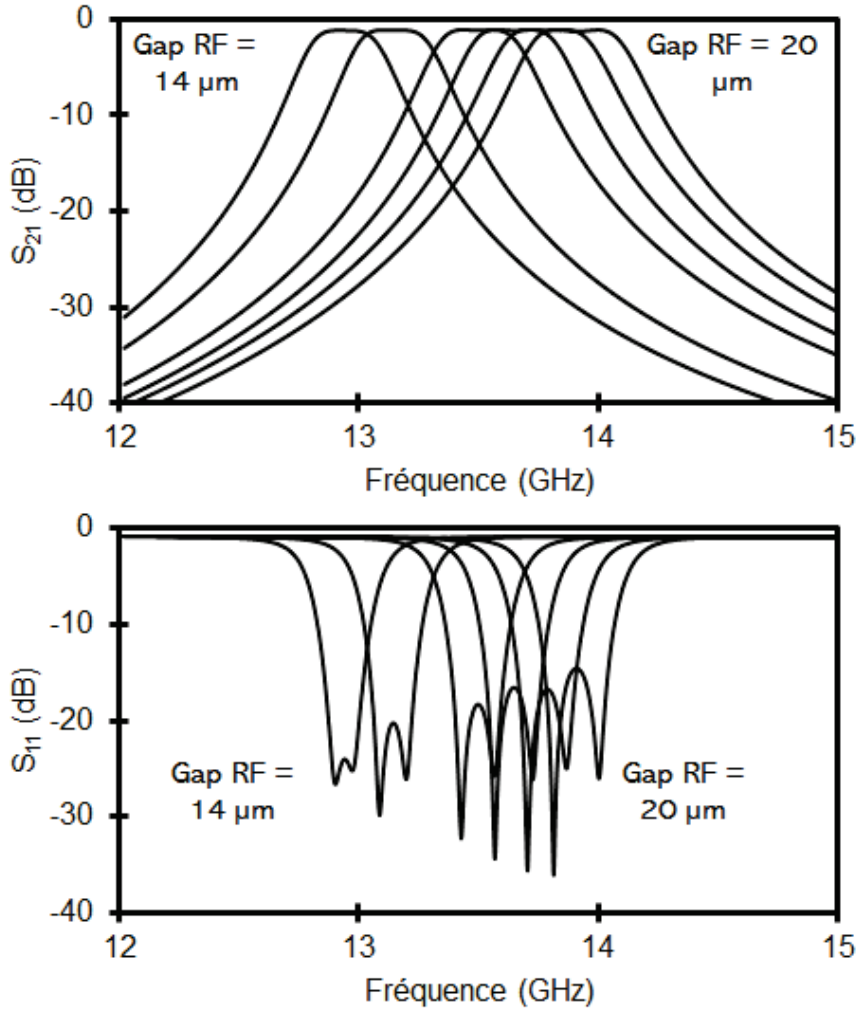


Figure II.42 : Résultats de simulation du nouveau design du filtre

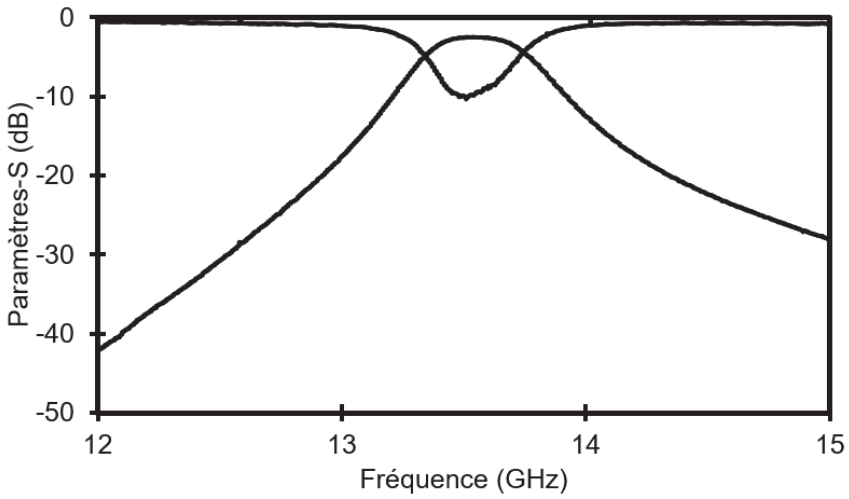


Figure II.43 : Résultats de mesure du nouveau design du filtre

Licence CC BY-NC-ND 3.0

V. Conclusion

Comme nous l'avons vu, les systèmes de filtrage satellites sont majoritairement composés de filtres à fréquence fixe. Il est possible d'obtenir des systèmes de filtrage évolutifs en utilisant des éléments présentant des fréquences de résonances différentes, couplés à des matrices de commutation permettant de switcher d'un filtre à l'autre. Cependant, cela requière un nombre de filtres important, augmentant le poids des charges utiles. Les filtres volumiques accordables pourraient permettre de réduire le nombre de filtres nécessaires du fait de leur accordabilité. En effet, le principal avantage des banques de filtres à fréquences fixes est l'obtention d'un très fort Q_0. Or les travaux présentés dans ce chapitre ont démontré la possibilité de fabriquer des filtres volumiques accordables à cavité présentant un Q_0 supérieur à 1000 sur une large plage d'accord. Dans un premier temps un résonateur accordable à MEMS-RF a été designé et simulé puis fabriqué et mesuré. Les mesures démontrent une plage d'accord allant de 13,39 GHz à 14,47 GHz pour un Q_0 compris entre 951 et 1177. Par la suite un filtre deux pôles a également été simulé puis fabriqué. Nous avons mis en évidence des difficultés liées aux tolérances de fabrication des plots capacitifs. Un second filtre deux pôles présentant un nouveau design a été fabriqué. Il présente un fréquence centrale de 13,54 GHz pour des pertes d'insertion de 2,5 dB et une adaptation meilleure que 10 dB. Cependant, une défaillance du MEMS-RF a empêché d'obtenir l'accord en fréquence. Lors de ces travaux, il a également été démontré qu'un compromis était obligatoire entre un fort Q_0 et une large plage d'accord. Cependant, malgré ces excellentes performances, il est vrai qu'un Q_0 supérieur à 2000 serait nécessaire afin de remplacer les banques de filtres à fréquence de résonance fixe. Des recherches doivent être menées concernant le design des cavités, ce qui permettrait de maximiser le Q_0. Il serait également possible d'utiliser un composant MEMS-RF présentant un facteur de qualité plus élevé, réduisant ainsi les pertes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre III : Réalisation de résonateurs et filtres accordables volumiques à base d'iris de dioxyde de vanadium (VO_2) en bande Ku

I. Introduction

Nous avons montré dans le chapitre II qu'un filtre à cavité usinée montée en surface pouvaient réaliser des fonctions de filtrage fort Q_0 et par l'utilisation d'un plot capacitif, ces filtres peuvent être rendus accordables à l'aide d'un composant MEMS-RF. Comme nous l'avons montré dans le chapitre II, il est possible d'obtenir des filtres très sélectif sur une large bande de fréquence. Cependant, dans un environnement soumis à d'importantes vibrations, l'accordabilité mécanique telle qu'elle est obtenue avec un MEMS-RF être difficile à mettre ne œuvre.

Pour pallier ce problème, de nombreuses recherches se tournent vers le développement de matériaux innovants présentant un changement de propriété physique, telle qu'une variation de conductivité, lorsqu'ils sont soumis à un stimulus extérieur thermique, électrique ou bien encore optique. Ces nouveaux matériaux pourraient être une nouvelle option pour le développement de filtres plus petits et performants.

Parmi ces matériaux émergent notamment les matériaux à changement de phase ou Phase Change Materials (PCM) tel que le tellurure de germanium aussi appelé GeTe, mais également les matériaux à transition de phase ou Phase Transition Materials (PTM) tel que le dioxyde de vanadium ou VO_2. Ces matériaux ont la particularité de présenter une très nette variation de conductivité entre un état isolant et un état métallique. De plus, les matériaux à changement de phase ont la particularité d'être bi-stables puisqu'ils restent dans l'état dans lequel ils sont placés jusqu'à ce qu'un nouveau stimulus provoque un nouveau changement d'état.

Nous allons présenter dans ce chapitre l'étude et la réalisation d'un résonateur et d'un filtre volumique fort Q_0 à cavité, accordable par l'utilisation d'un disque de dioxyde de vanadium. Les films de dioxyde de vanadium, par leurs bonnes performances hyperfréquences, devraient permettre de maximiser le Q_0 du résonateur et minimiser les pertes du filtre.

II. Conception d'un filtre volumique accordable fort Q_0 à base de dioxyde de vanadium

II.1. Présentation du dioxyde de vanadium

Comme nous l'avons évoqué, le VO_2 est un matériau à transition de phase isolant vers métal ou Métal to Insulator Transition (MIT) qui lui permet de passer d'un état isolant présentant une conductivité faible, à un état métallique de très forte conductivité [85]. Cette transition est réversible, c'est-à-dire que le matériau devient conducteur au-delà de sa température de transition, et qu'il redevient isolant en-deçà de sa température de transition. Il est ainsi nécessaire de réguler la température du système qui utilise de tels matériaux.

Outre le VO_2, les matériaux à transition de phase Isolant vers Métal regroupent également d'autres oxydes métalliques tel que le VO (monoxyde de vanadium) [86], ou encore le V_2O_3 (sesquioxyde de vanadium) [79], [80]. Tous ces oxydes appartiennent à la famille des vanadates [81].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les travaux de Adler [80] et Morin [82] ont démontré la possibilité d'induire un changement de conductivité dans plusieurs types d'oxydes de vanadium par activation thermique de la MIT. En effet la conductivité du matériau augmente fortement avec la température. Cette transition brutale se produit autour d'une température appelée température de transition. Cette température de transition, et le rapport entre la conductivité à l'état métallique et isolant, diffèrent en fonction du type d'oxyde comme le montre le tableau III.1 :

Oxyde	VO	V_6O_{13}	V_2O_3	VO_2
Température de transition (K)	126	149	165	340
Rapport de conductivité	10^6	4.10^4	10^7	10^5

Tableau III.1 : Propriétés des différents types d'oxydes de vanadium [80] [82]

On constate sur le tableau ci-dessus que le VO, le V_6O_{13} et le V_2O_3 présentent une température de transition bien inférieure à la température ambiante. Afin d'obtenir cette transition, il faudrait donc refroidir le matériau, ce qui pourrait générer une consommation d'énergie importante. Seul le VO_2 présente une température de transition supérieure à la température ambiante proche de 68 °C, rendant plus simple la mise en place des conditions expérimentales.

Outre l'actionnement thermique, la MIT du VO_2 peut être induite par différents stimuli tel qu'un stimulus optique par injection de photons [83], [84], électrique par injection de charges [85], [86], mécanique par application d'une contrainte mécanique externe telle que la pression [87] ou encore thermique. La vitesse de commutation du VO_2 dépend du type de stimuli utilisé. Un actionnement thermique garantit un temps de commutation compris entre quelques centaines de nanosecondes et quelques microsecondes [88]. Concernant l'excitation électrique, le temps de commutation est de l'ordre de la nanoseconde [89]. Enfin, en cas de stimuli optique, le temps de commutation peut descendre jusqu'à la centaine de femtosecondes [84].

II.1.a. Variation des propriétés électriques du dioxyde de vanadium

Comme le montre la Figure III.1, le VO_2 est à l'état isolant à température ambiante puisqu'il présente une forte résistivité. Lorsque la température augmente, cette résistivité diminue progressivement et autour de la température de transition de 68 °C, la résistivité chute brutalement et on parle de transition Isolant vers Métal. Au-delà de 68 °C, le matériau est donc à l'état métallique, présentant une faible résistivité. Cette variation de résistivité peut atteindre 5 ordres de grandeur. Contrairement au GeTe, le VO_2 n'est pas bi-stable et le matériau retrouve l'état isolant en cas de diminution de température en-dessous de la température de transition.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

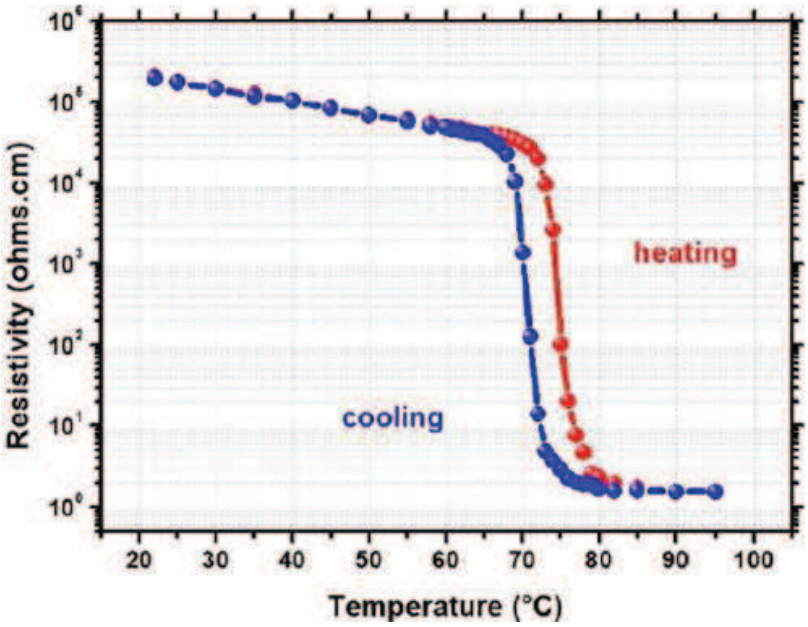


Figure.II.III.1 : Variation de la résistivité du VO2 en fonction de la température

II.1.b. Variation des propriétés structurales du dioxyde de vanadium

La variation de résistivité est liée à un changement de structure cristalline. A l'état isolant (T < 68 °C), le VO_2 présente une structure de type monoclinique et à l'état métallique, cette structure devient tétragonale rutile [90]. Ce changement de structure est présenté Figure III.2. De plus, la Figure III.3 présente l'évolution d'un diffractogramme DRX d'une couche de VO_2 en fonction de la température. On constate là encore le passage d'une phase monoclinique à une phase rutile autour de 70 °C [91].

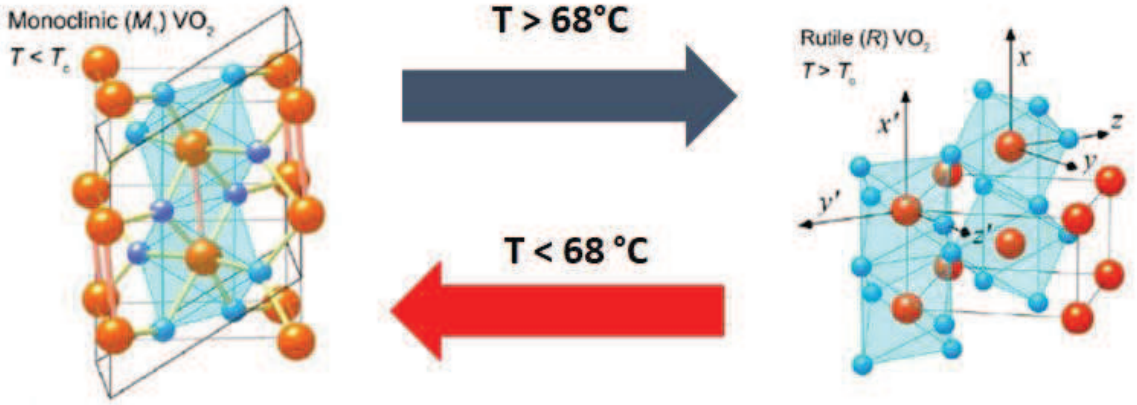


Figure III.2 : Changement de structure de VO_2 [90]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

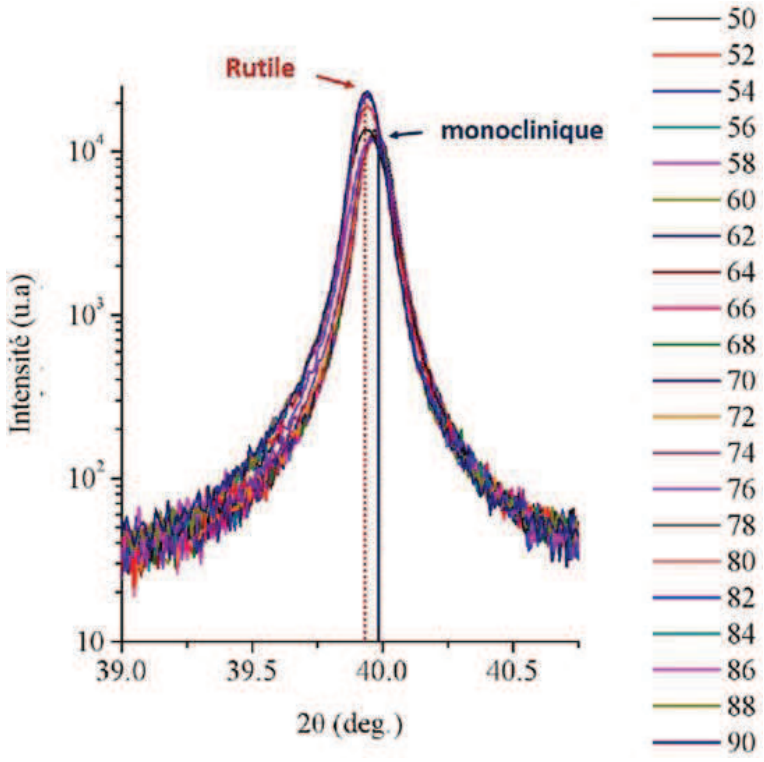


Figure III.3 : analyse DRX du changement de phase de la couche de VO_2 en fonction de la température [91]

II.1.c. Variation des propriétés optiques et mécaniques

Les variations de propriétés électriques induites par la MIT s'accompagnent également de variations de propriétés optiques. En effet, à une longueur d'onde λ de 1000 nm, la transmission optique du VO_2 varie de 32% à l'état isolant, à 20% à l'état métallique (Figure III.4) [92]. Cette variation de propriété optique et encore plus important pour des longueurs d'onde supérieure à 1500 nm.

En plus des changements électriques et optiques, le VO_2 subit une variation d'ordre mécanique. En effet, on constate grâce à la Figure III.4 qu'entre 30 et 65 °C, le module d'Young diminue linéairement. Cependant, à partir de 65 °C, et ce jusqu'à 75 °C, nous pouvons observer une croissance brutale du module d'Young. Une fois l'état métallique atteint, le VO_2 retrouve son comportement élastique puisque le module d'Young retrouve une décroissance linéaire.

II.1.d. Mécanisme de la transition Isolant vers Métal du dioxyde de vanadium

La littérature scientifique décrit deux principaux mécanismes pouvant être à l'origine de la MIT du VO_2. Tout d'abord un mécanisme purement électronique appelé théorie de Mott-Hubbard qui stipule que certains matériaux isolants tels que le dioxyde de vanadium peuvent évoluer vers un état métallique grâce aux interactions électrons – électrons [93]. En effet cette théorie définit un concentration électronique critique N_c au sein du matériau au-delà de laquelle les interactions

Licence CC BY-NC-ND 3.0

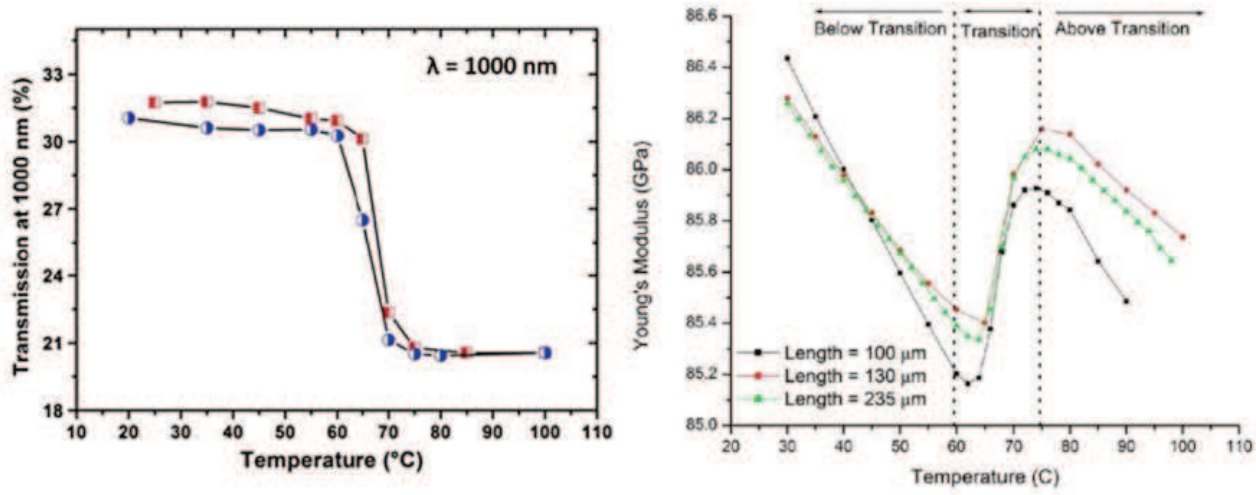


Figure III.4 : Variation de la transmission optique et du module d'Young du VO2 [99]

électrons – électrons deviennent supérieures aux interactions électrons – trous, entrainant une délocalisation et ainsi, la formation de zones métalliques à forte densité d'électrons.

Il y a également la théorie de Peierls, fondée sur les interactions électrons – phonons [94]. Ici, la variation de résistivité serait provoquée par un changement structurel du matériau entrainant une déformation du réseau d'atomes constituant le matériau et par conséquent un changement de la structure de bande.

II.2. Principales applications du dioxyde de vanadium

Grâce aux propriétés énoncées précédemment, le dioxyde de vanadium peut être utilisé afin de réaliser des fonctions électroniques relativement complexes, le tout sur un domaine fréquentiel extrêmement large, allant du DC au THz. Ce matériau peut être notamment intégré à des commutateurs, qu'ils soient DC, micro-onde ou encore optique, mais également au sein de filtres reconfigurables. Tous ces circuits sont généralement planaires.

II.2.a. Les commutateurs DC

Le dioxyde de vanadium peut être utilisé comme commutateurs DC afin d'assurer une jonction entre deux lignes métalliques, comme le montre la Figure III.5. A l'état isolant, le VO_2 est bloquant, et diminue fortement la transmission. A l'état métallique, le matériau est passant, et permet le passage du signal d'une ligne à l'autre. Dans [95], la transition Isolant vers Métal est provoquée électriquement par application d'une tension aux bornes des 2 électrodes. La caractéristique I-V, elle aussi présentée Figure III.5, démontre que le VO_2 passe de l'état isolant à l'état métallique au-delà d'une tension, appelée tension seuil, équivalente à 7V. le temps de commutation de ce type de commutateurs peut aller de quelques dizaines de nanosecondes dans [95], à quelques centaines de nanosecondes dans [96]. Le temps de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

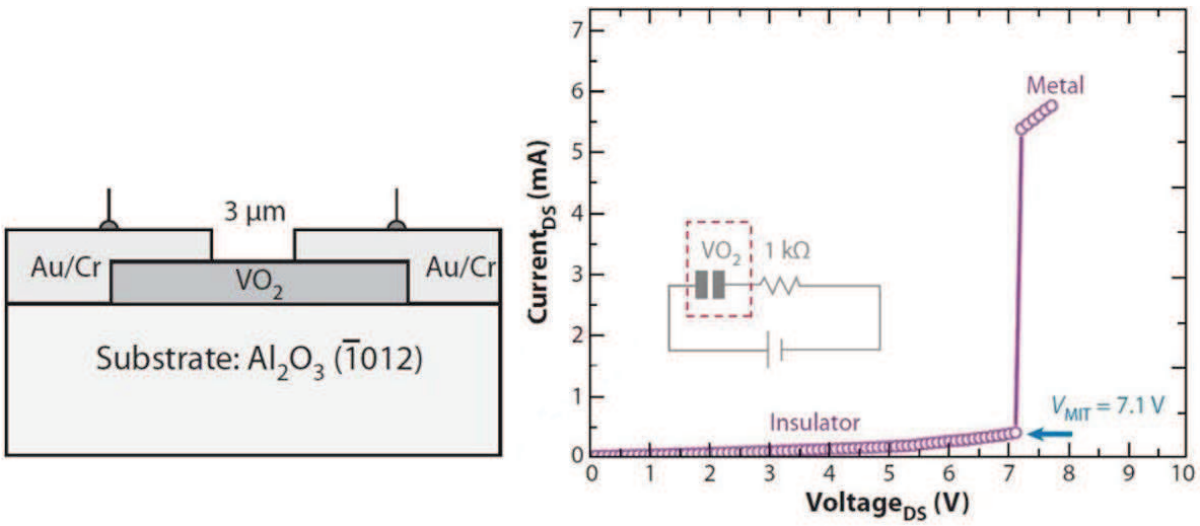


Figure III.5 : Schéma d'un commutateur DC à base de VO2 et sa caractéristique I-V [95]

commutation de ce type de commutateur dépend de sa géométrie et notamment de la distance entre les 2 électrodes [89].

II.2.b. Les commutateurs RF

Les commutateurs RF à base de VO_2 utilisent la même architecture que les commutateurs DC, et sont intégrés dans des designs adaptés aux radiofréquences.

La Figure III.6 présente un commutateur VO_2 réalisé au laboratoire XLIM et intégré dans une ligne coplanaire [97]. Le commutateur peut être implémenté suivant deux configurations différentes, série ou parallèle.

Connecté en série, il assure la jonction entre les deux parties du conducteur central de la ligne coplanaire. Ainsi, lorsque le VO_2 est à l'état isolant, le signal RF est bloqué, du fait de la forte résistivité du matériau. A l'inverse, le signal RF est bien transmis lorsque le VO_2 est à l'état métallique. Connecté en parallèle, le VO_2 est utilisé pour relier le conducteur central aux plans de masse situés de part et d'autre. Ainsi, à l'état métallique, le signal RF est dirigé vers la masse, ce qui permet d'obtenir une excellente isolation. A l'état isolant, le signal RF transite normalement dans le conducteur central.

Dans [97], la ligne coplanaire présentant un commutateur d'une longueur 500 µm en série démontre une isolation supérieure à 25 dB sur une bande allant de 500 MHz à 35 GHz à l'état isolant pour des pertes comprises entre 2,5 et 3 dB à l'état métallique. Pour un commutateur implémenté en parallèle, l'isolation est meilleure que 20 dB de 500 MHz à 35 GHz à l'état métallique, pour des pertes inférieures à 3 dB à l'état isolant.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

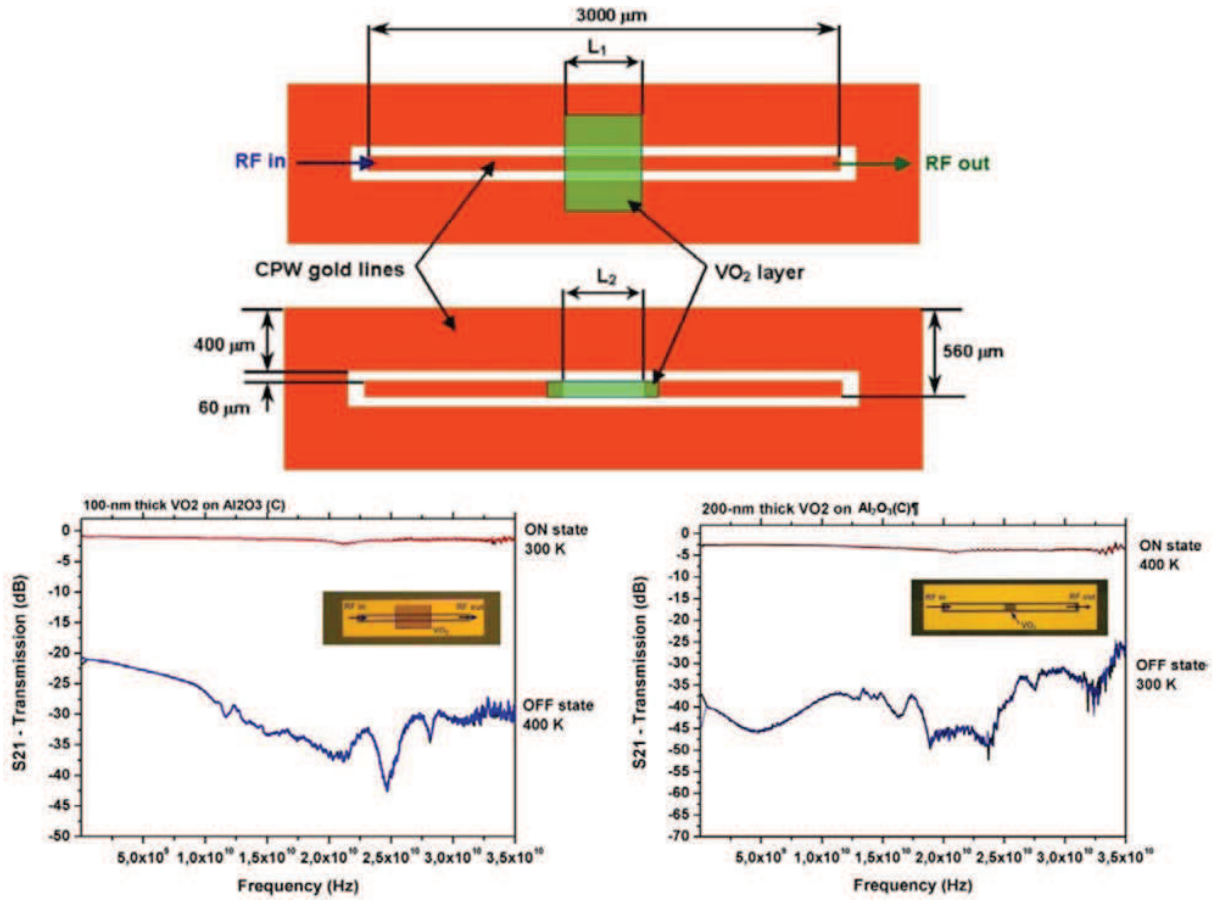


Figure III.6 : Mesure des paramètres-S d'une ligne coplanaire présentant un commutateur RF en série et en parallèle [97]

II.2.c. Les filtres accordables

De par ses changements de propriétés électriques, le dioxyde de vanadium est un matériau très intéressant pour le développement de filtres accordables. Il existe dans la littérature de nombreux exemples de filtres reconfigurables qui utilisent des films de dioxyde de vanadium.

Dans [98], un filtre passe bande 2 pôles à base de VO_2 a été développé au laboratoire XLIM. Il se présente sous la forme de 2 paires de résonateurs en anneaux appelés Split Ring Resonators (SRRs), alimentés par des lignes micro-ruban. Cette configuration permet l'apparition de zéros de transmission de chaque côté de la bande passante. Ici, des patches métalliques sont connectés à l'anneau extérieur de chaque paire de SRRs par un switch VO_2. A l'état isolant, les patches métalliques sont isolés de l'anneau extérieur. La commutation MIT d'un ou plusieurs patches de VO_2 permet de connecter électriquement les patches métalliques correspondant à l'anneau extérieur. Cela va avoir pour effet de modifier les caractéristiques électriques des paires de SRRs et ainsi créer un décalage de la fréquence de résonance. La Figure III.7 présente un schéma du filtre proposé, ainsi qu'une photographie du filtre fabriqué. Les résultats de mesure du filtre sont quant à eux présentés Figures III.8. La plage d'accord s'étend de 9 à 9,8 GHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

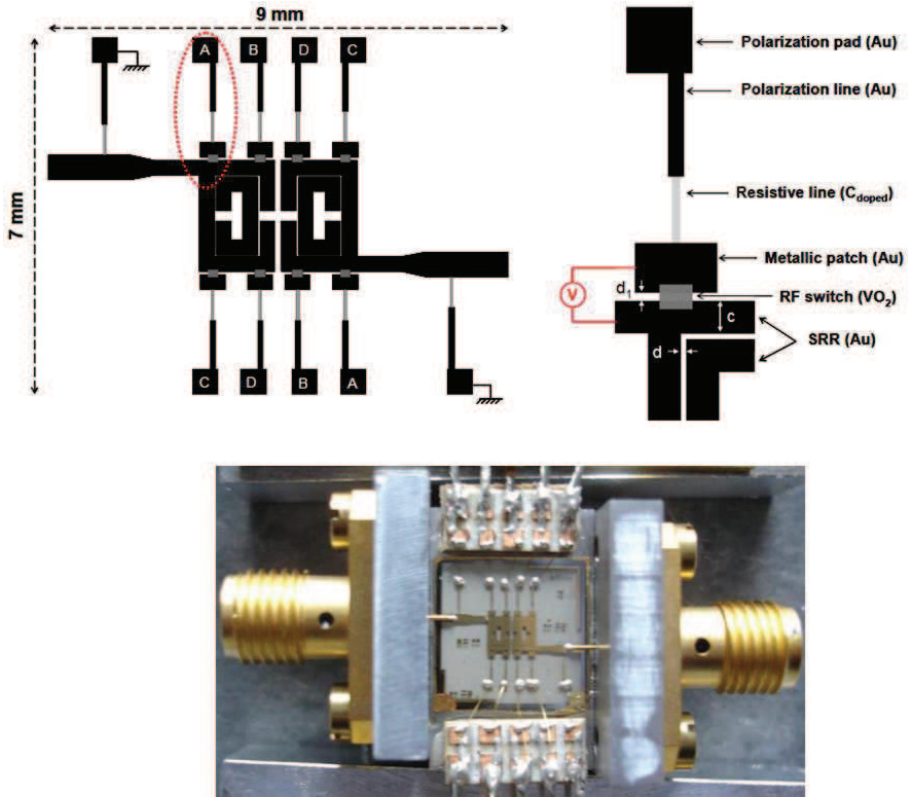


Figure III.7 : Schéma et photographie du filtre accordable à base de SRRs chargés par des switches de VO_2 de XLIM [98]

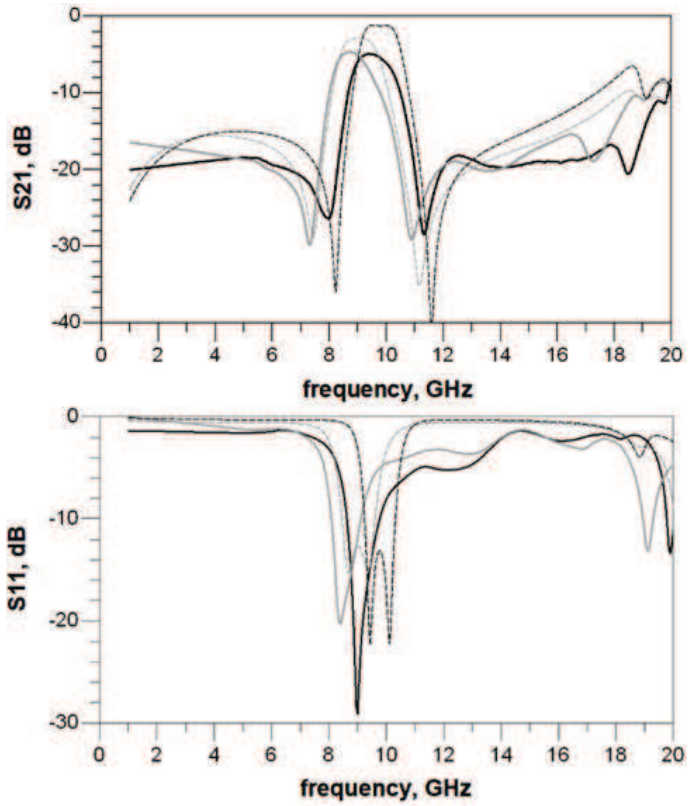


Figure III.8 : Mesures du filtre à base de SRRs chargés par des patches de VO2 de XLIM [98]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans [99] est présenté un filtre stop-bande 4 pôles également développé à XLIM. Il se présente sous la forme d'une ligne microruban couplée par 4 résonateurs en U situés de part et d'autre de la ligne microruban. Les 2 extrémités de chaque résonateur sont liées l'une à l'autre par un switch de dioxyde de vanadium. Cette configuration engendre l'apparition d'une bande de rejection et donc l'obtention d'un filtre stop bande. En passant de l'état isolant à l'état métallique, les switches VO_2 vont créer une variation des propriétés électriques des résonateurs et ainsi provoquer un décalage fréquentiel de la bande de réjection. La géométrie du filtre et les résultats de mesure sont présentés Figure III.9. On constate qu'à l'état isolant, la bande de réjection, en rouge, est meilleure que 20 dB entre 11,5 GHz et 13,5 GHz. En passant à l'état métallique, la bande de réjection, en vert, va être décalée de plus de 10 GHz.

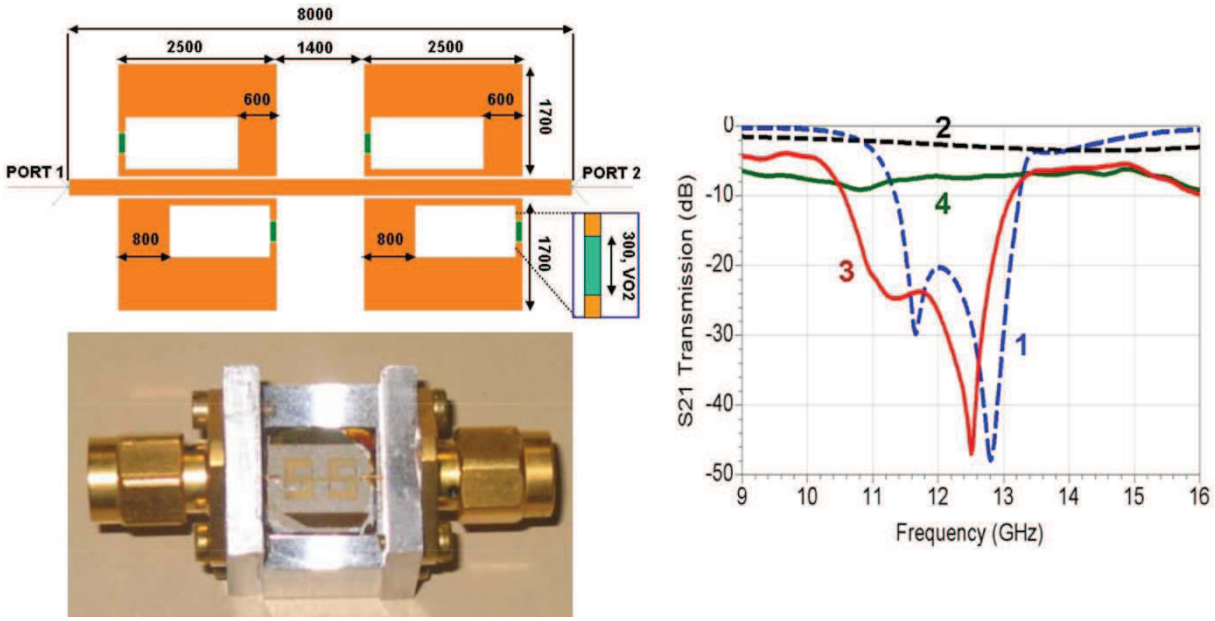


Figure III.9 : Schéma, photographie et mesures du filtre stop bande à base de switches VO2 [99]

II.2.d. Bilan des dispositifs à base de dioxyde de vanadium

A travers les différents dispositifs présentés dans cette première partie, nous avons montré que le VO_2 présentait de nombreux atouts lui permettant d'intégrer des systèmes reconfigurables tels que les lignes de transmission ou les filtres. A l'instar des 2 filtres précédemment présentés, la majorité des filtres accordables utilisant le dioxyde de vanadium comme élément d'accord est planaire. Cependant, comme nous l'avons déjà expliqué durant les 2 premiers chapitres, le Q_0 des filtres planaires est limité. Dans la suite de ce chapitre, nous allons étudier la possibilité de tirer parti des variations de propriétés électriques du VO_2 afin d'obtenir résonateurs et filtres accordables basés sur la même topologie que celui présenté dans le chapitre II.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.3. Réalisation d'une cavité accordable fort Q à base de VO_2 en bande Ku

II.3.a. Principe de fonctionnement

Nous avons montré au cours du chapitre II, qu'il était possible de combiner l'utilisation d'une cavité métallique, garantissant l'obtention d'un fort Q_0, avec un plot capacitif chargé par un élément d'accord, permettant d'une part, de réduire la taille de la cavité, mais également de produire un décalage de la fréquence de résonance du résonateur. Par l'intermédiaire de nombreuses publications mais également des travaux présentés dans ce manuscrit, l'utilisation d'un composant MEMS-RF en guise d'élément d'accord a démontré d'excellentes performances en terme de bande d'accord mis également de Q_0.

L'utilisation d'un switch de dioxyde de vanadium à la place du DTC MEMS-RF pourrait permettre de simplifier la fabrication de l'élément d'accord. En effet le dioxyde de vanadium se présente sous la forme d'une simple couche de matériau de quelques centaines de nanomètres, réduisant donc considérablement les nombre d'étapes de fabrication. De plus le VO_2 peut être déposé à la surface d'un substrat à l'aide de techniques de dépôt conventionnelles tel que le dépôt par canon à électrons.

Ainsi, le résonateur qui sera présenté dans la suite reprend la topologie du résonateur volumique accordable à MEMS-RF présenté au cours du chapitre II. Il se présente sous la forme d'une cavité cylindrique en cuivre au centre de laquelle a été usiné un plot capacitif. La cavité est montée en surface d'un substrat de saphir, sur lequel le disque de dioxyde de vanadium a été réalisées, puis placé en regard du plot central (Figure III.10).

Comme pour le résonateur à MEMS-RF, l'accordabilité est obtenue par apparition d'une capacité parasite C_{post} entre le sommet du plot et le switch de VO_2. Provoquer la transition Isolant vers Métal du matériau engendre une variation de conductivité et une variation de la capacité parasite C_{post}, allant d'un C_{post} faible à un C_{post} fort (Figure III.11). Les dimensions de la cavité sont alors virtuellement modifiées, ce qui a pour conséquence de changer la fréquence de résonance du dispositif. Là encore, le switch est situé au milieu de la cavité, là où le champ électrique est maximal, puisque la cavité est utilisée sur son mode fondamental TE_{101}. Cela confère évidemment au système d'accord une plus grande influence sur la réponse électromagnétique du résonateur. En outre, l'utilisation d'un plot central permet de réduire les dimensions électriques de la cavité. Il est important de remarquer que lors de l'utilisation d'un composant MEMS-RF en tant qu'élément d'accord, l'accordabilité était obtenue mécaniquement puisque celle-ci résidait dans la mise en mouvement de la partie mobile du MEMS-RF. L'utilisation d'un switch de VO_2 en lieu et place de MEMS-RF permet d'obtenir un accord électrique puisqu'elle réside cette fois ci dans la variation de conductivité du matériau. Par souci de simplicité, et pour prouver le concept la transition sera provoquée thermiquement à l'aide d'un module Peltier permettant de chauffer le matériau.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

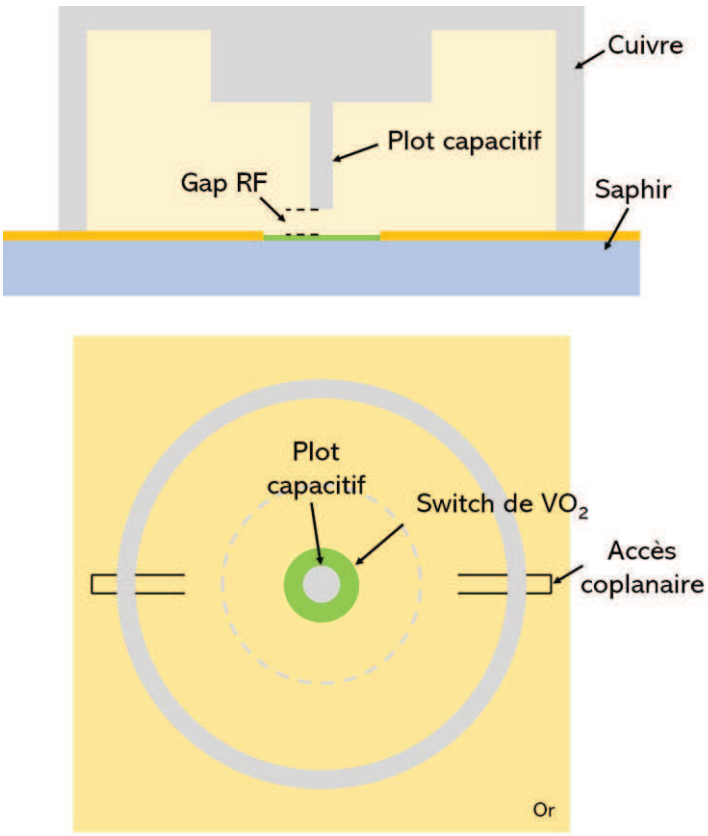


Figure III.10 : Schéma du résonateur vu en coupe et de dessus

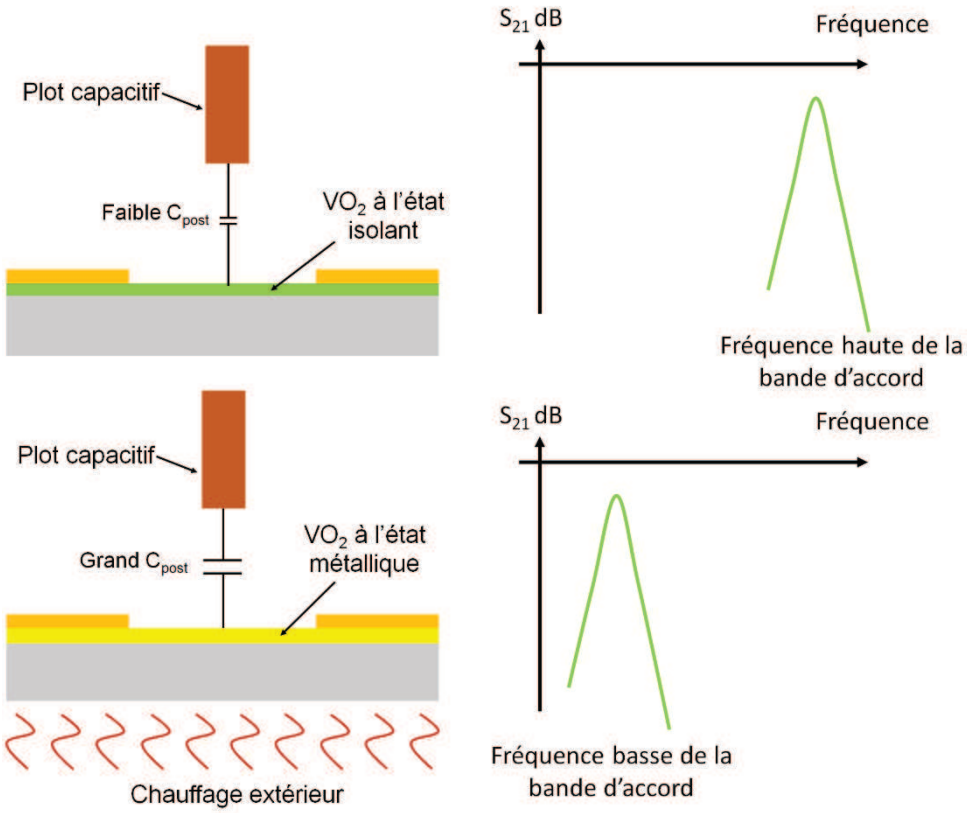


Figure III.11 : Schéma de la variation de la capacité parasite C_{post} par actionnement thermique de la MIT du VO_2

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.3.b. Influence de l'épaisseur de la couche de dioxyde de vanadium

L'accordabilité étant obtenue par variation d'une capacité parasite dépendant de la conductivité d'une couche de matériau, des simulations ont été menées afin de démontrer l'influence de l'épaisseur de la couche de dioxyde de vanadium sur les performances du résonateur. Pour cela, la conductivité est fixée à 10 S/m et $3{,}2.10^5$ S/m à l'état isolant et métallique respectivement. Les simulations ont été menées pour un plot présentant un diamètre de 0,38 mm, un switch de VO_2 d'un diamètre de 500 µm et un gap de 18 µm. Les résultats sont présentés Figure III.12.

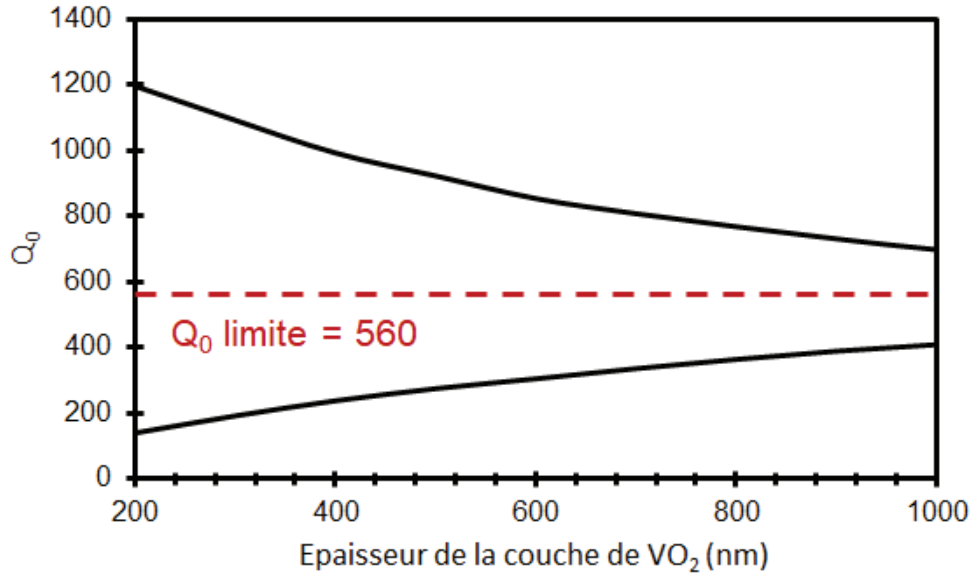


Figure III.12 : Influence de l'épaisseur de la couche de VO2 sur le Q0 du résonateur

On constate que pour une épaisseur de dioxyde de vanadium allant de 200 à 1000 nm, le Q_0 à l'état isolant est compris entre 699 et 1198 pour un Q_0 à l'état métallique compris entre 142 et 411. Cela provient du fait qu'à l'état isolant, la conductivité n'est pas nulle. Par conséquent, la résistance équivalente du switch diminue lorsque l'épaisseur augmente, augmentant ainsi les pertes et réduisant par la même occasion le Q_0 du résonateur. Au contraire, à l'état métallique, l'augmentation de l'épaisseur et donc la diminution de la résistance équivalente du switch, va réduire les pertes dans le matériau puisque celui présente une conductivité élevée. On constate également grâce aux simulations qu'un Q_0 limite proche de 560, est atteint pour une épaisseur de dioxyde de vanadium supérieure à 1 µm. Un premier compromis doit donc être trouvé entre les Q_0 à l'état isolant et métallique puisqu'une augmentation de l'épaisseur provoque comme nous l'avons calculé une réduction du Q_0 à l'état isolant mais une augmentation du Q_0 à l'état métallique.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.3.c. Influence du gap RF

Comme pour le résonateur utilisant un DTC MEMS-RF, la valeur de capacité parasite obtenue entre le switch de dioxyde de vanadium et le plot capacitif dépend du gap RF. Des simulations ont été conduites afin de démontrer son influence sur la réponse du résonateur. Les résultats sont présentés Figure III.13.

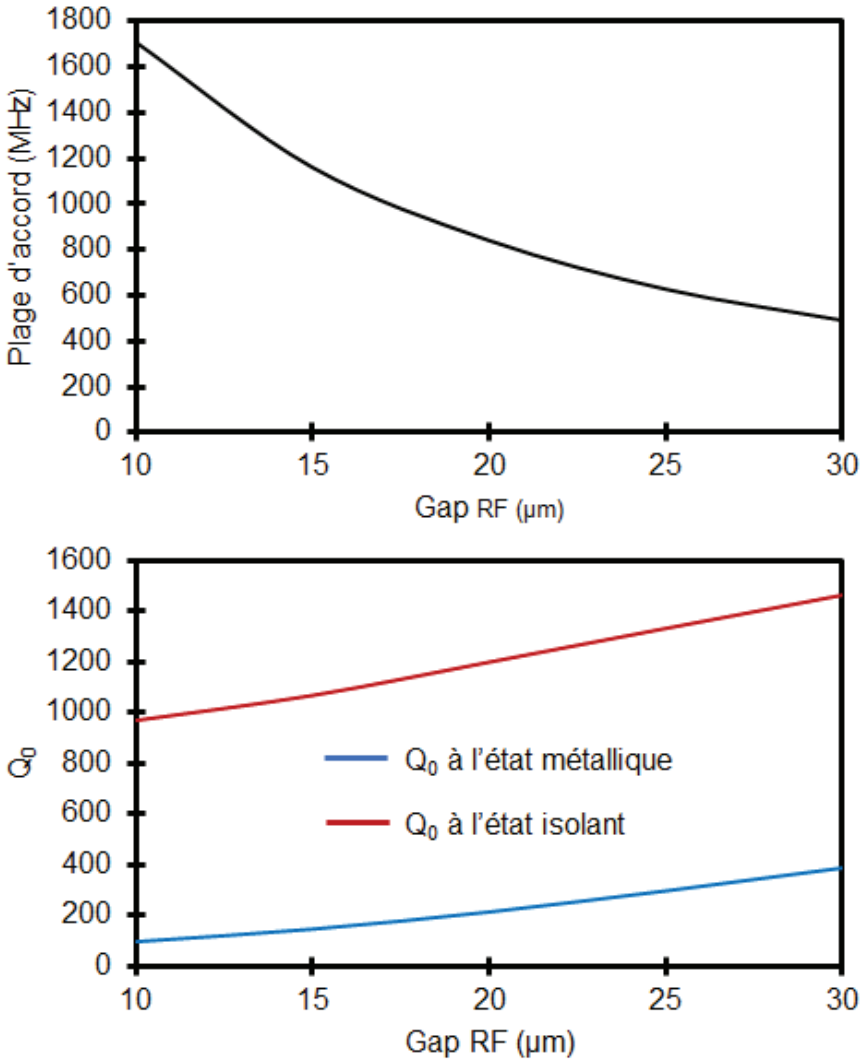


Figure III.13 : Influence du gap RF sur la plage d'accord et le Q_0 du résonateur

Là encore les simulations démontrent bien qu'une augmentation du gap RF engendre une diminution de la plage d'accord puisque la capacité parasite C_{post} est inversement proportionnelle au gap RF. Cependant le Q_0 est lui maximisé, il faut donc là encore faire un compromis entre une large plage d'accord et un Q_0 élevé, que ce soit à l'état isolant ou à l'état métallique.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.3.d. Le procédé de fabrication

Le procédé de fabrication du disque de dioxyde de vanadium utilise les mêmes techniques de fabrication microélectroniques que celles décrites dans le chapitre II.

La première étape est le dépôt de la couche de VO_2 sur un substrat de saphir. Le saphir est choisi car ses paramètres de maille cristalline sont très proches de ceux du VO_2 facilitant ainsi la croissance de la couche [100]. Dans [91], 3 méthodes de dépôt ainsi que leurs résultats sont présentés.

La première consiste simplement à déposer le vanadium au canon à électrons sous une atmosphère d'oxygène pure, permettant l'obtention du dioxyde de vanadium, sur un substrat de saphir chauffé à 500 °C. Pour la seconde, le dépôt est suivi d'un recuit à 550 °C sous atmosphère d'oxygène pure. La troisième consiste à effectuer le dépôt sous atmosphère d'oxygène pure en présence de décharges radiofréquences, créant ainsi un plasma d'oxygène qui va favoriser les réactions entre les atomes d'oxygène et de vanadium. Une étude par diffraction aux rayons X est menée sur des dépôts ayant été effectués suivant les 3 méthodes précédemment citées. Les résultats sont exposés Figure III.14.

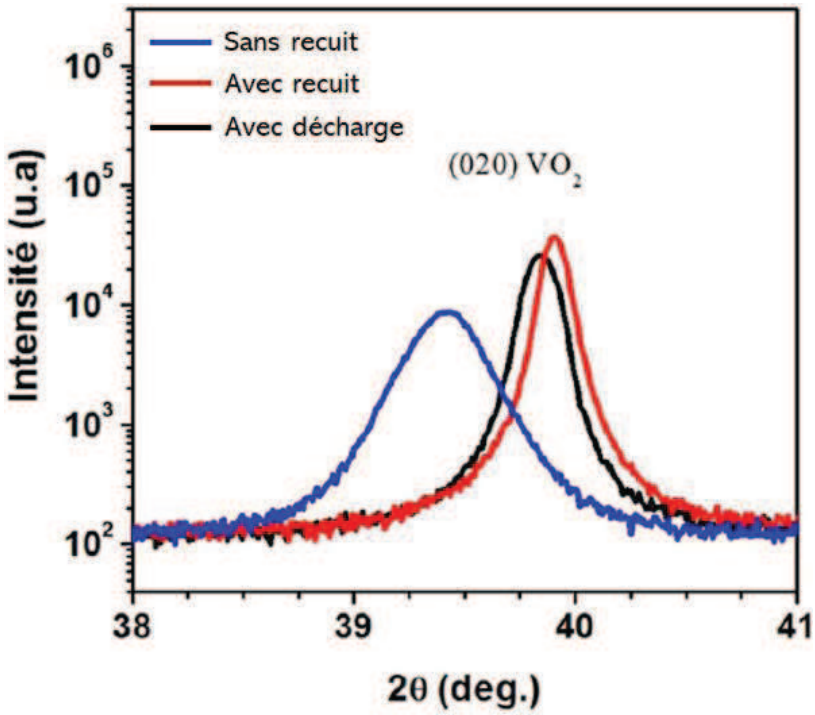


Figure III.14 : Diffractogramme aux rayons X pour les différentes méthodes de dépôt du VO2 [91]

Cette étude DRX révèle tout d'abord la présence de la seule phase monoclinique du VO_2. De plus on constate une légère différence structurelle entre les échantillons avec recuit ou décharge d'une part et sans recuit de l'autre. Cette différence est provoquée par un déficit en oxygène lors du dépôt sans décharge radiofréquence ni phase de recuit.

Le dioxyde de vanadium présente donc des différences structurelles en fonction de la méthode de dépôt utilisée. Mais il est également démontré dans [101] que les propriétés

Licence CC BY-NC-ND 3.0

électriques du matériau dépendent elles aussi de la méthode de dépôt choisie. La Figure III.15 présente l'évolution de la résistivité en fonction de la température pour les 3 types de dépôt.

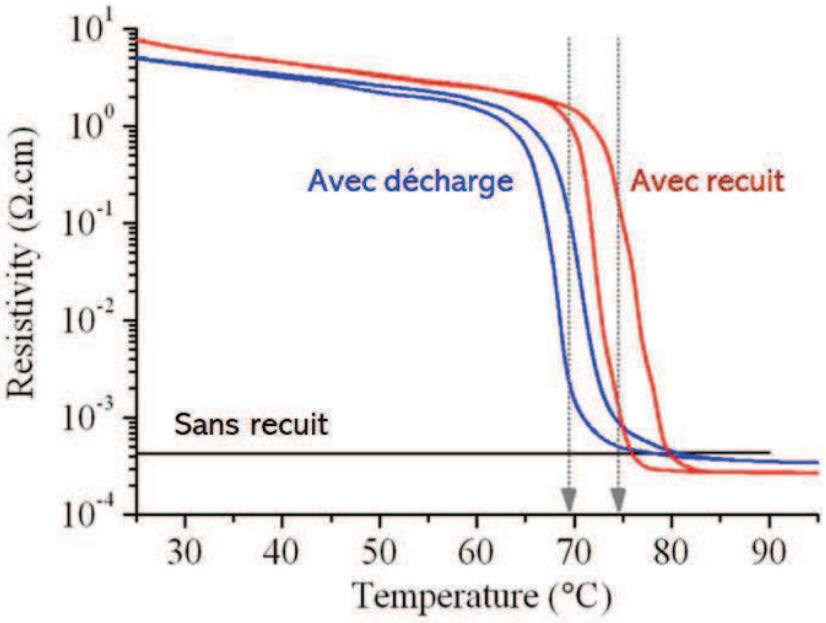


Figure III.15 : Evolution de la résistivité en fonction de la température pour les 3 types de dépôt [101]

On constate tout d'abord que sans recuit ni décharge, le dioxyde de vanadium ne présente aucune variation de résistivité en fonction de la température puisqu'il reste à l'état métallique. Ce type de dépôt est donc incompatible avec le développement d'un filtre accordable. Les variations de résistivité pour les dépôts avec décharge ou recuit sont quant à elles quasiment identiques. Le choix de la méthode de dépôt devra donc se faire entre ces 2 options. Cependant, générer une décharge radiofréquence est difficilement reproductible puisque le plasma peut s'avérer instable. Notre choix se porte donc sur le dépôt du vanadium suivi d'un recuit. La Figure III.16 présente la photographie d'un substrat de saphir après dépôt d'une couche de 200 nm de dioxyde de vanadium.

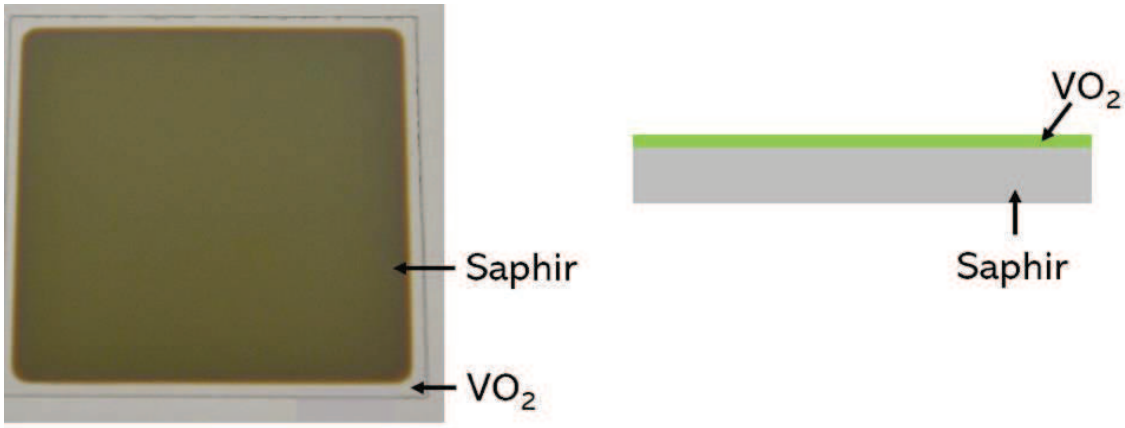


Figure III.16 : Photographie du dépôt de VO_2

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La seconde étape permet la réalisation du disque de dioxyde de vanadium par l'intermédiaire d'une photolithographie utilisant une résine positive puis d'une gravure humide comme le montre la Figure III.17.

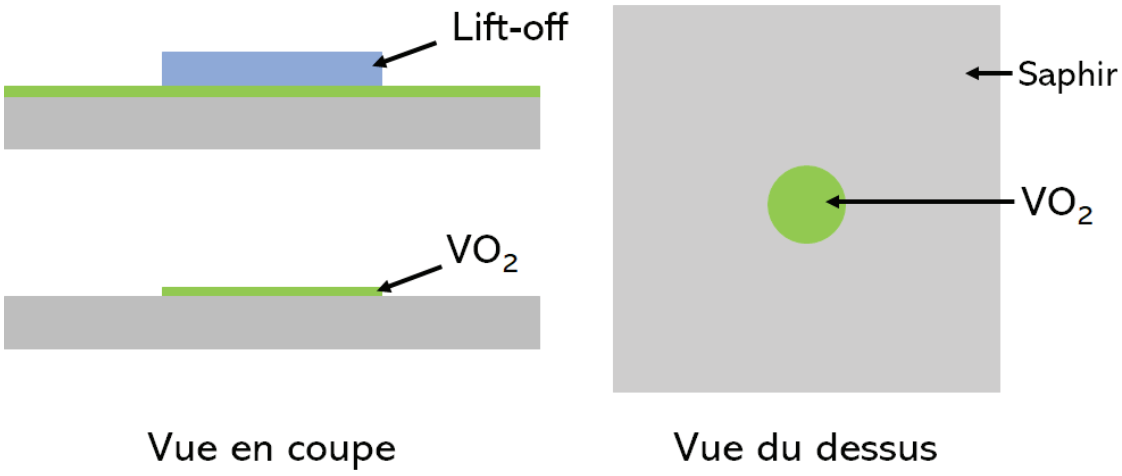


Figure III.17 : Gravure du VO2

L'étape suivante consiste à réaliser le plan de masse par lift-off. Pour cela une photolithographie est réalisée afin de protéger le switch de VO_2. Puis une couche composée de 10 nm de titane puis 100 nm d'or est déposée par évaporation au canon à électrons (Figure III.18).

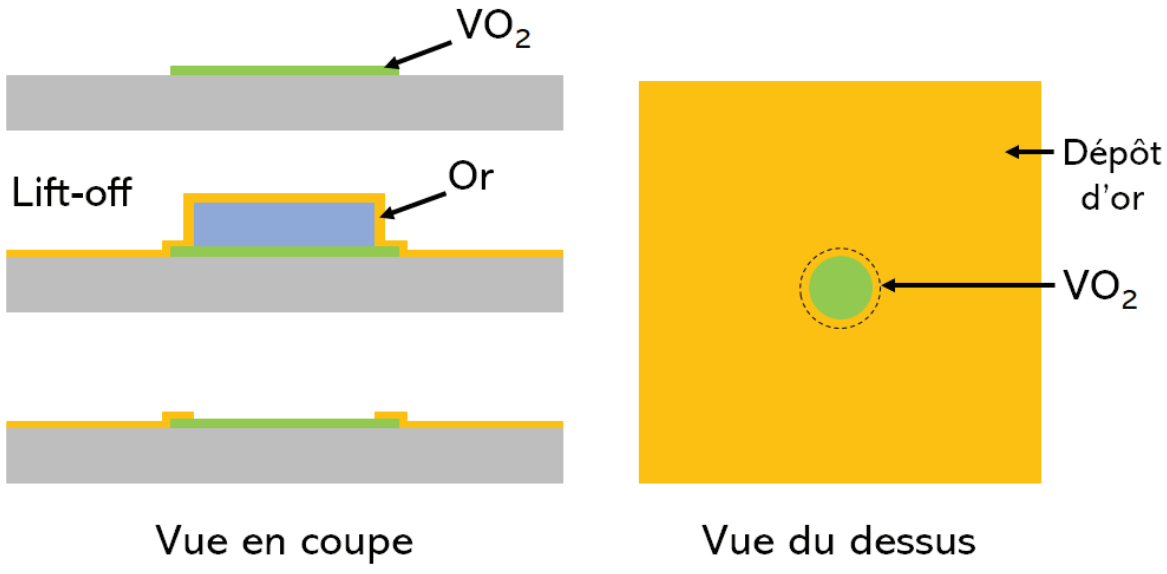


Figure III.18 : Dépôt du plan de masse par lift-off

Une électrolyse doit ensuite être pratiquée afin de faire croitre le plan de masse jusqu'à 2 µm, permettant de satisfaire à l'épaisseur de peau comme expliqué dans le chapitre II. Là encore une photolithographie est pratiquée avant l'électrolyse pour protéger le switch de VO_2.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le résultat est présenté Figure III.19.

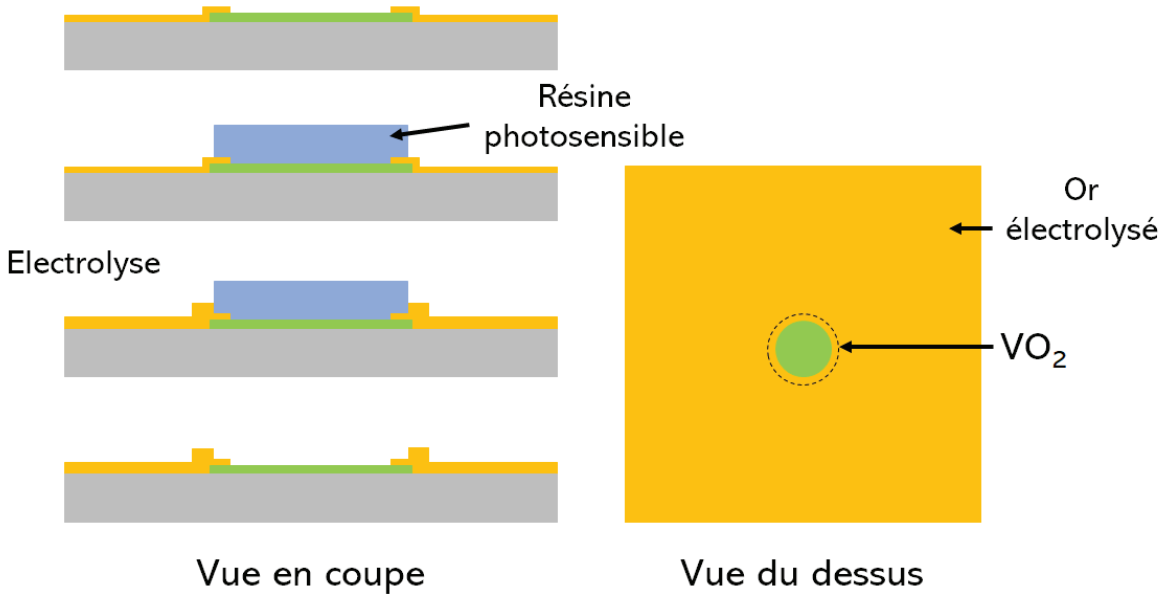


Figure III.19 : Electrolyse du plan de masse

L'étape suivante consiste, comme pour le filtre à MEMS-RF, à électrolyser une couche d'or sur laquelle reposera la cavité, afin de contrôler plus précisément le gap RF. Pour cela, un moule en résine positive est d'abord réalisé. Nous procédons ensuite à une électrolyse partielle d'or (Figure III.20).

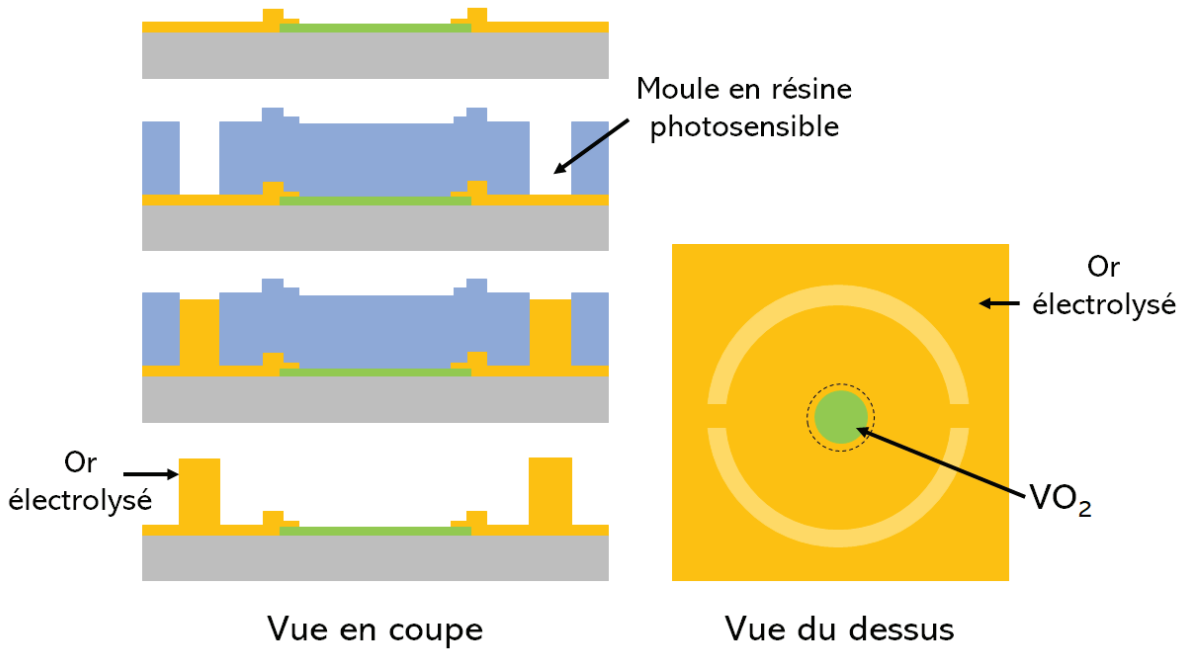


Figure III.20 : Electrolyse partielle d'or permettant de contrôler le gap RF

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cette couche d'or est finalement gravée afin d'obtenir les lignes coplanaires. La Figure III.21 présente un schéma du composant en fin de procédé de fabrication, ainsi qu'une microphotographie du switch de dioxyde de vanadium.

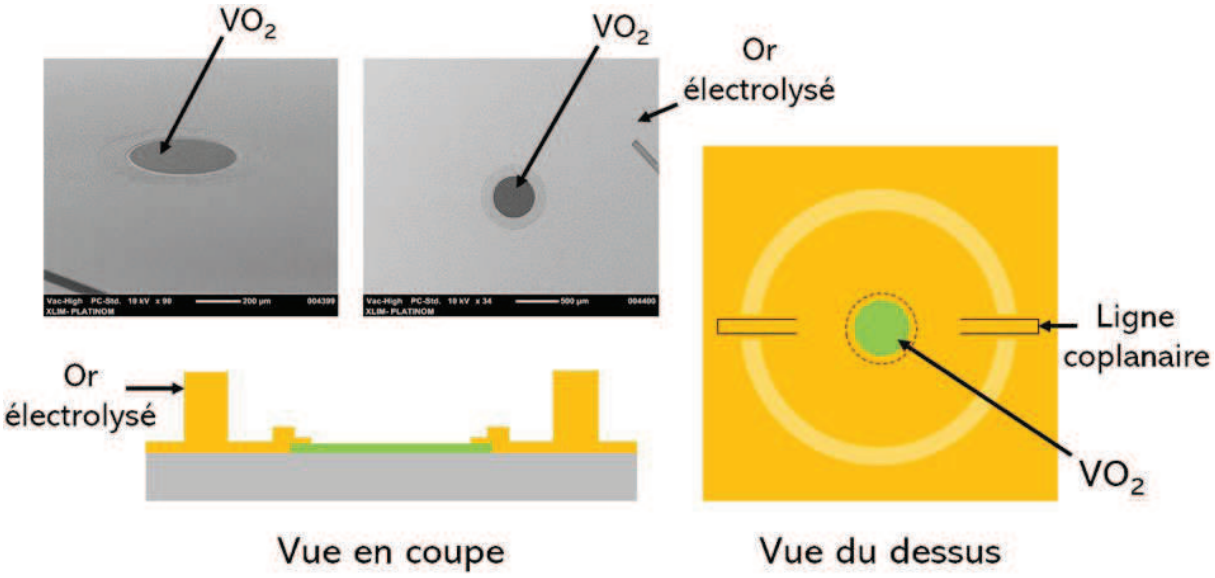


Figure III.21 : Microphotographies du switch de dioxyde de vanadium et schéma du substrat

Enfin la cavité est collée au substrat à l'aide de colle époxy conductrice (Figure III.22).

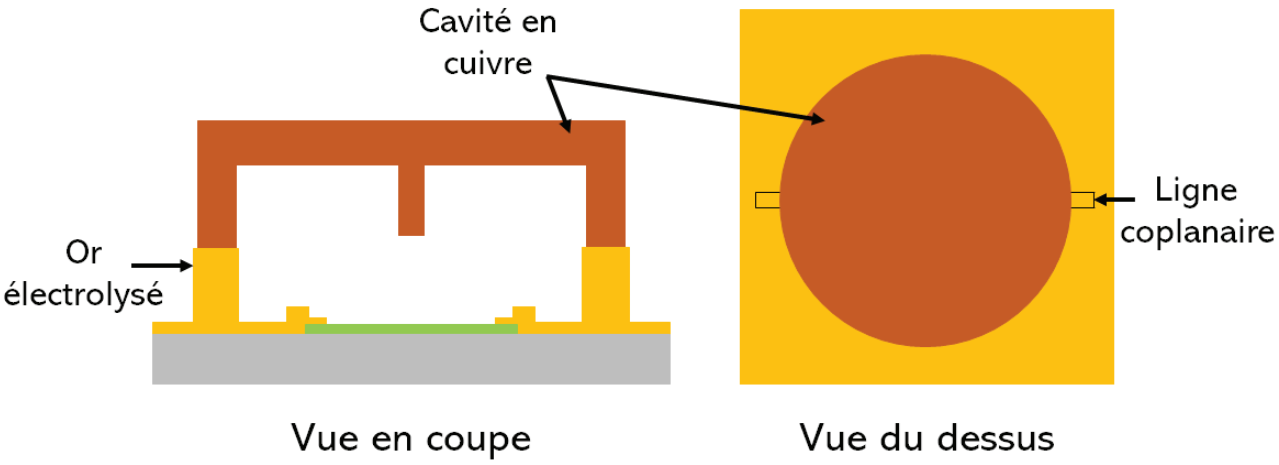


Figure III.22 : Schéma du résonateur après collage de la cavité

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La figure III.23 présente un résumé du procédé de fabrication.

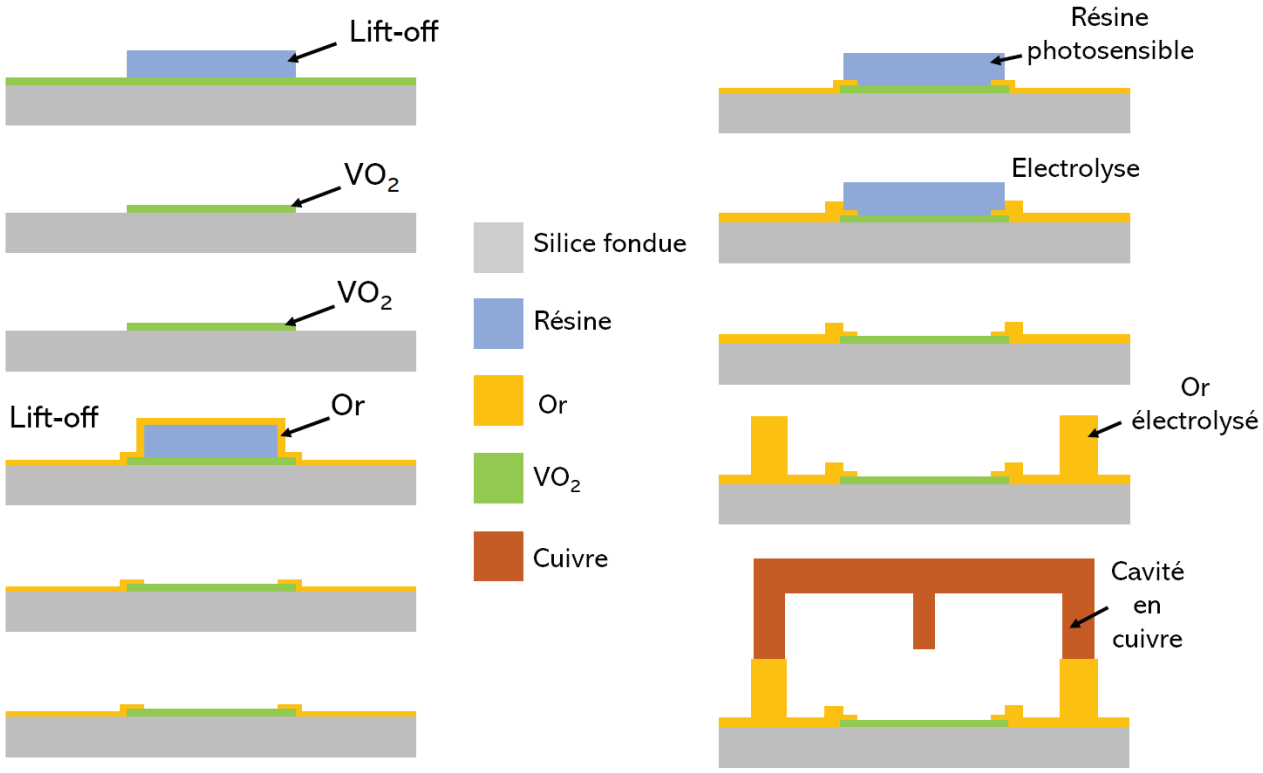


Figure III.23 : Résumé du procédé de fabrication

II.3.e. Simulations Electromagnétiques

Nous avons procédé aux simulations du résonateur à l'aide du logiciel HFSS pour calculer sa réponse en transmission. Le résonateur simulé présente les dimensions qui sont montrées sur Figure III.24. Cette figure permet d'observer que le gap RF est égal à 18 µm pour un plot capacitif présentant un diamètre de 380 µm. De plus, les lignes coplanaires d'entrée et de sortie ont été conçues pour que le résonateur soit faiblement couplé, nous permettant ainsi d'en extraire plus facilement le Q_0. Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure III.25.

La bande d'accord obtenue est de 1 GHz allant de 13,02 GHz à 14,04 GHz, pour un Q_0 allant de 190 à 1198. Les simulations ont été menées pour une conductivité de 10 S/m et $3{,}2.10^5$ S/m à l'état isolant et métallique respectivement. Le résonateur respecte bien le cahier des charges en termes de bande d'accord et de Q_0.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

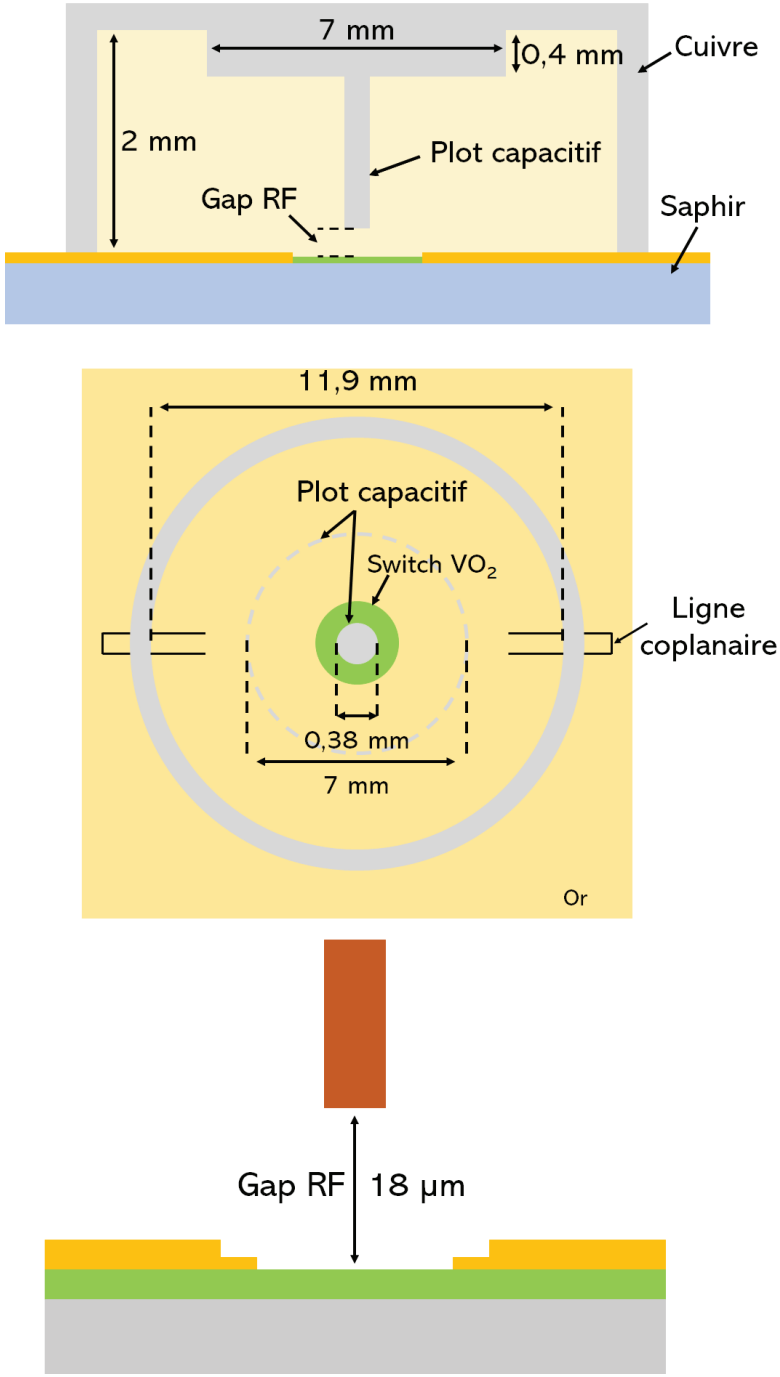


Figure III.24 : Schéma du résonateur simulé

Licence CC BY-NC-ND 3.0

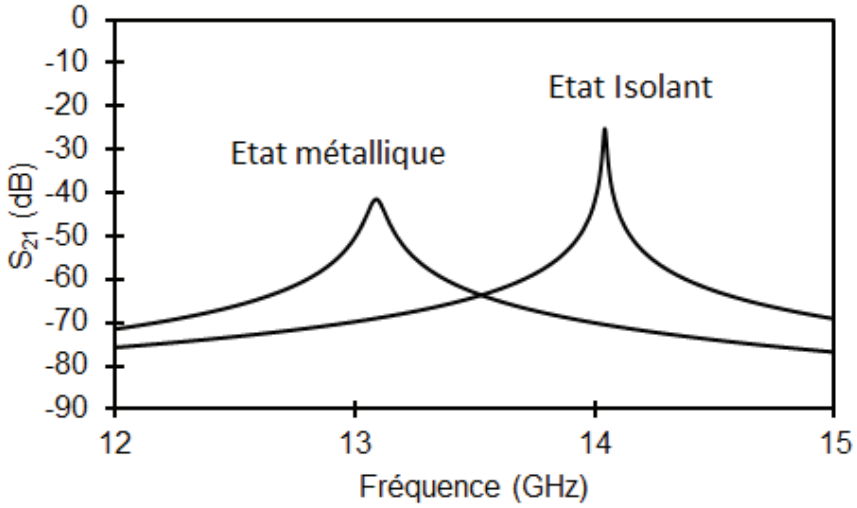


Figure III.25: Résultats de simulation du résonateur

Le tableau III.2 montre un récapitulatif des résultats de simulations :

	Conductivité (S/m)	**Fréquence de résonance (GHz)**	**Q_0**
Etat isolant	10	14,04	1198
Etat métallique	$3{,}2.10^5$	13,02	190

Tableau III.2 : Récapitulatif des résultats de simulations

II.3.f. Mesures

Le disque de dioxyde de vanadium a été fabriqué en suivant le procédé de fabrication précédemment décrit. La cavité a ensuite été collée. Des photographies du switch de dioxyde de vanadium ainsi que du résonateur après collage de la cavité sont présentées Figure III.26

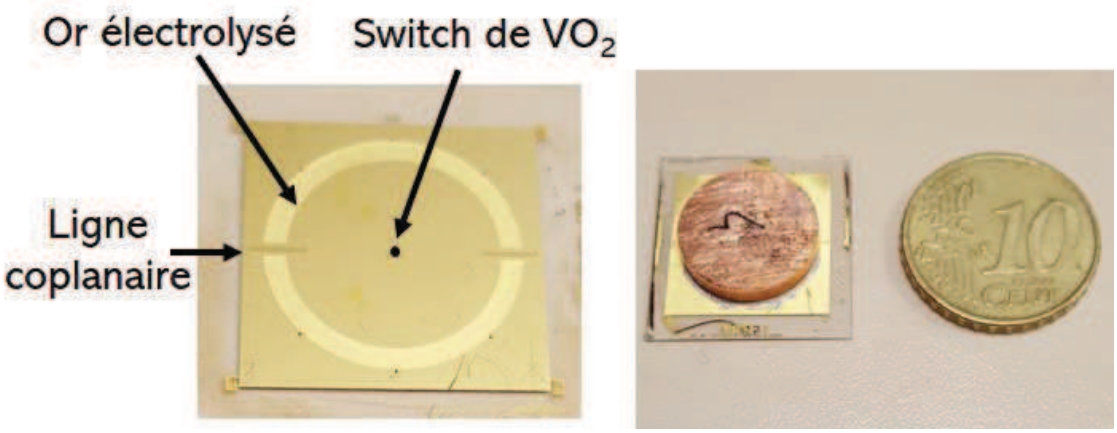


Figure III.26 : Photographies du résonateur

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La réponse électrique du résonateur a ensuite pu être mesurée à l'aide d'un analyseur de réseau et d'une station sous pointes. Les résultats de mesure sont exposés sur les Figures III.27. La bande d'accord s'étant de 13,39 GHz à 14,18 GHz pour un Q_0 allant de à 1031 à 203. La résistivité a également été mesurée. Elle est de $8{,}17.10^{-2}$ Ω/m et $3.91.10^{-6}$ Ω/m, soit une conductivité de 12 S/m et $2{,}56.10^{5}$ S/m, à 20 °C et 100 °C respectivement.

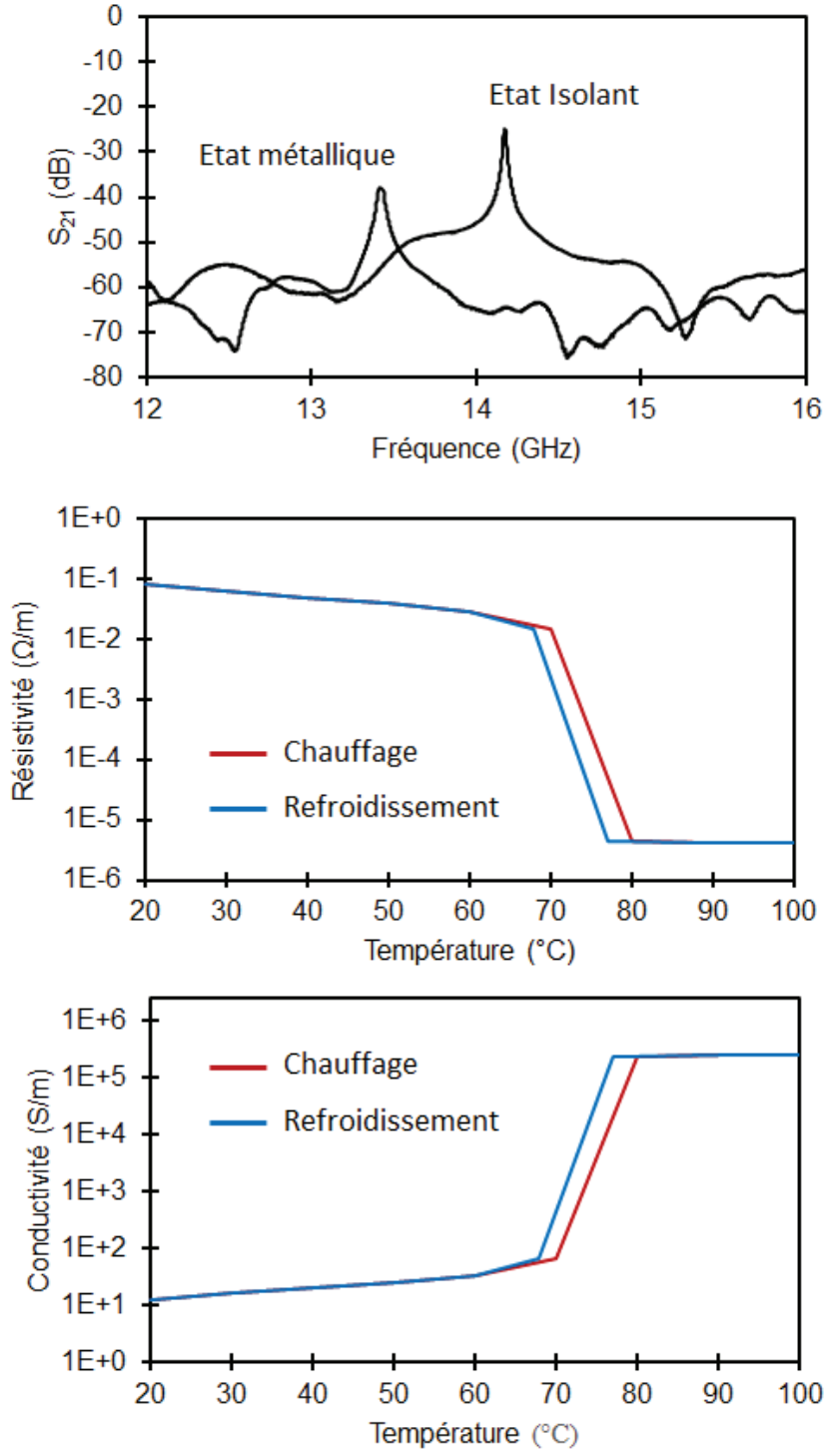


Figure III.27 : Mesure de la plage d'accord du résonateur et de la résistivité et conductivité du dioxyde de vanadium

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Nous pouvons constater que les mesures en fréquence ne concordent pas avec les simulations grâce à la comparaison entre les simulations et les mesures présentée sur la Figure III.28.

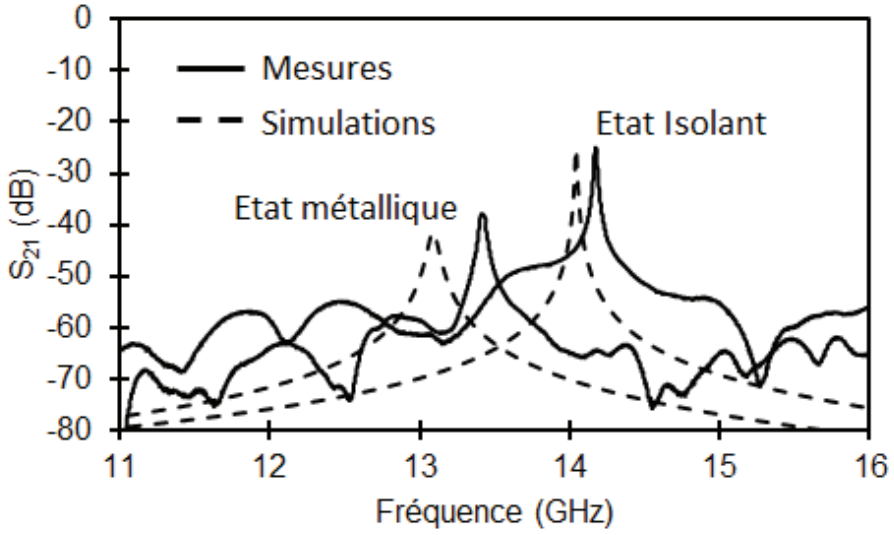


Figure III.28 : Comparaison entre les simulations et les mesures

Cette différence provient une nouvelle fois du fait que le gap RF du résonateur est différent du gap RF utilisé en simulation mais également de la différence de conductivité à l'état métallique entre les simulations et les mesures. Des rétro-simulations sont donc effectuées avec les conductivités mesurées afin de quantifier la différence de gap RF. Les résultats sont présentés Figure III.29. On constate une bonne correspondance entre rétro-simulations et mesures pour un gap RF de 20,1 µm au lieu de 18 µm.

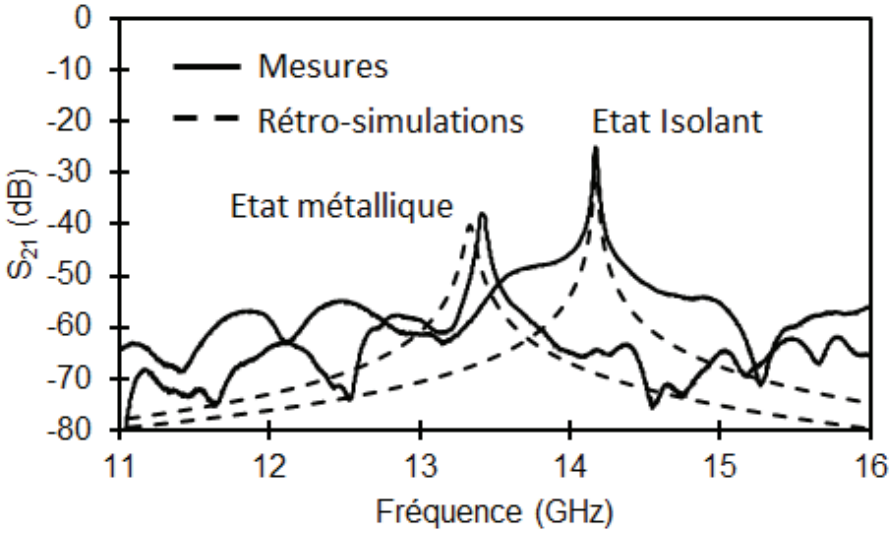


Figure III.29 : Comparaison entre les mesures et les retro-simulations

On constate une bonne concordance entre les mesures et le rétro-simulations à l'état isolant.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.4. Réalisation d'une filtre accordable fort Q à base de VO_2 en bande Ku

Un filtre 2 pôles accordable a été conçu. Il est présenté Figure III.30.

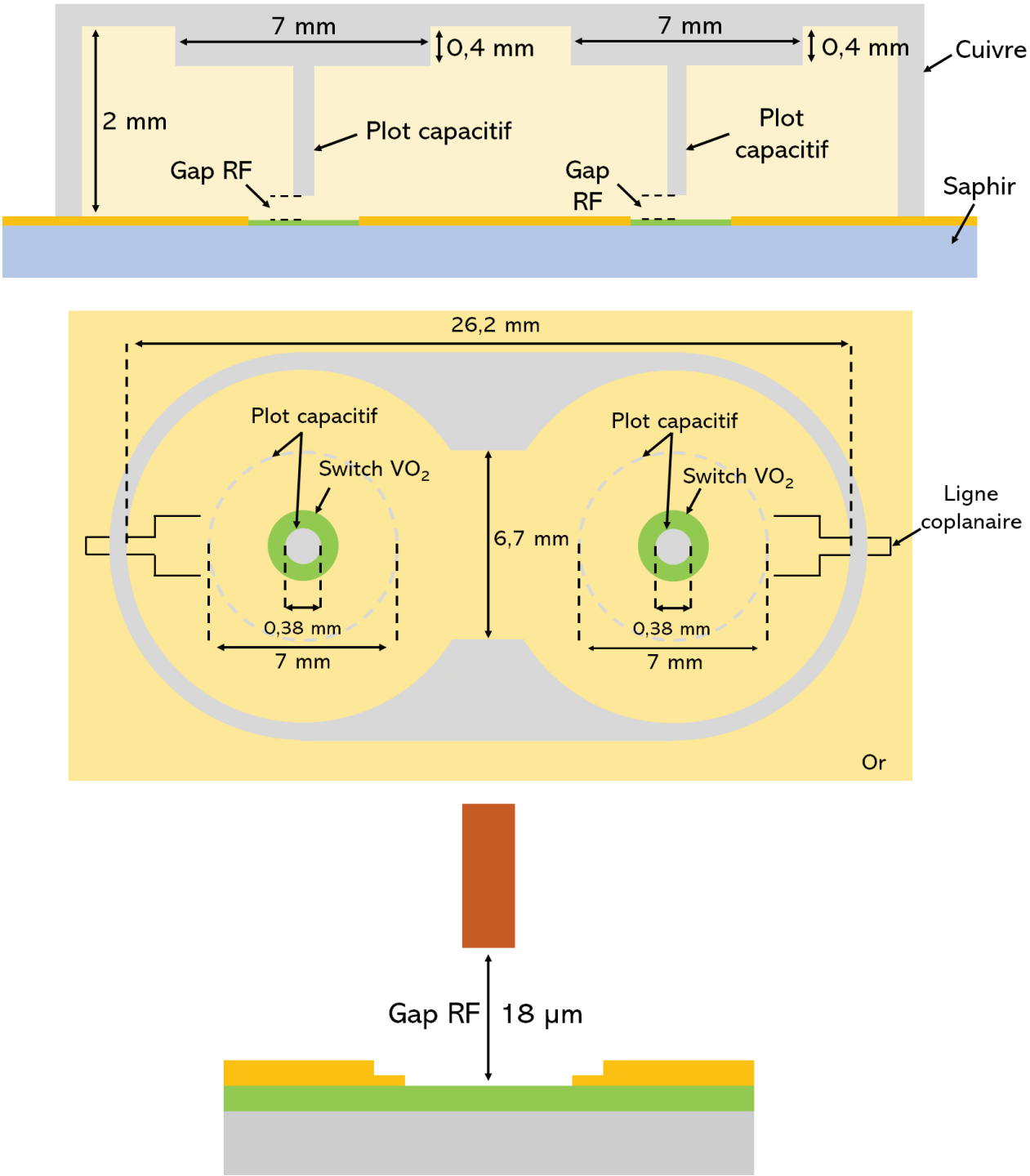


Figure III.30 : Schéma du filtre accordable simulé

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ce filtre est composé de 2 cavités couplées par un iris de couplage. Le filtre est monté à la surface d'un substrat de saphir. Le système d'accord est également identique à celui présenté pour le résonateur au centre de chaque cavité. Le couplage extérieur est assuré à l'aide de lignes coplanaires élargies et court-circuitées. Des simulations ont été menées à l'aide du logiciel HFSS afin d'obtenir les paramètres-S du filtre. Les résultats sont montrés Figure III.31.

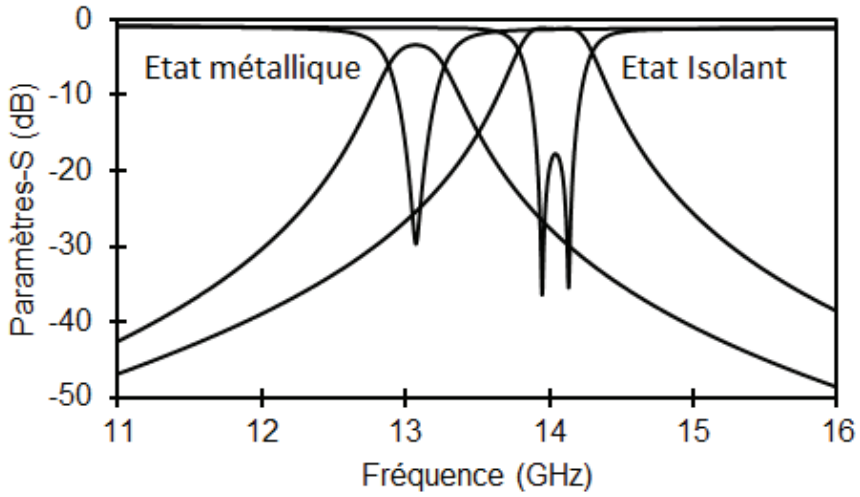


Figure III.31 : Résultats de simulation du filtre accordable 2 pôles

Le filtre simulé présente une plage d'accord allant de 14,05 GHz à 13,06 GHz pour un bande fractionnaire comprise entre 2,8% et 3,7%. Les pertes vont de 1,13 dB à 3,36 dB. L'adaptation est meilleure que 18 dB sur toute la bande. Le filtre est fabriqué puis mesuré avec un analyseur de réseau et une station sous pointes. La figure III.32 présente une photographie du filtre après montage de la cavité et durant la phase de mesure

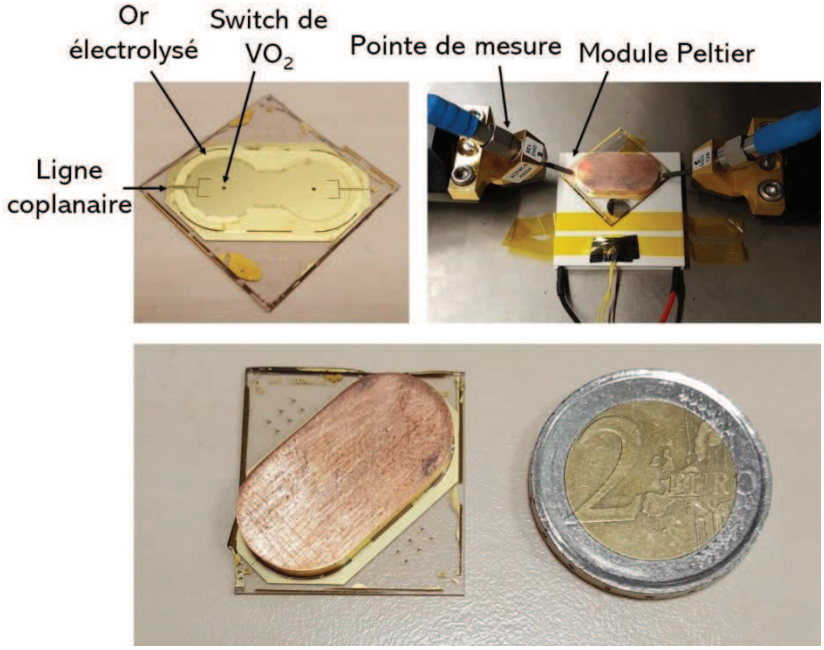


Figure III.32 : Photographies du substrat avant et après montage de la cavité et durant les mesures

Licence CC BY-NC-ND 3.0

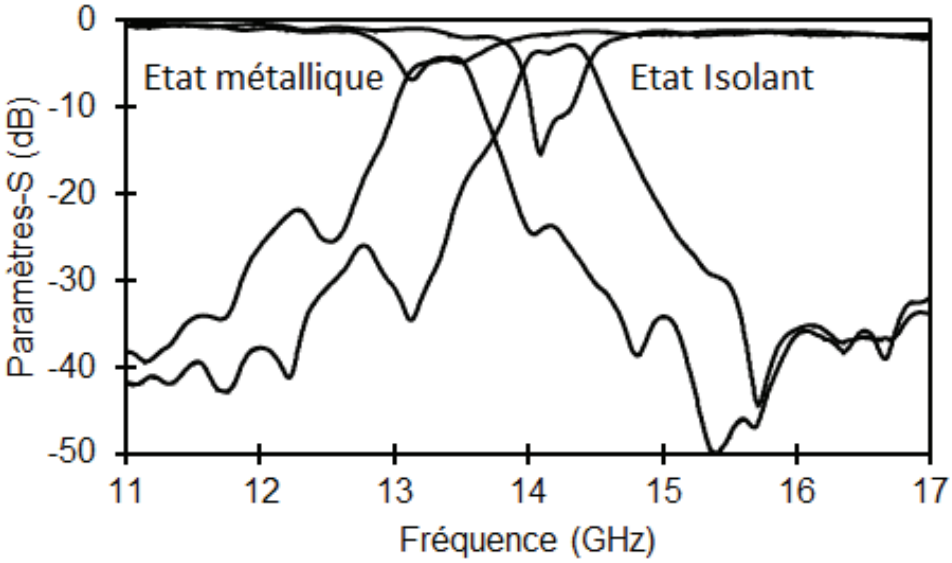


Figure III.33 : Résultats de mesures du filtre accordable 2 pôles

Les résultats de mesure sont présentés sur la Figure III.33.

Le filtre mesuré présente une plage d'accord de 890 MHz allant de 13,32 GHz à 14,21 GHz pour une bande passante comprise entre 3,6% et 4,3%. Les pertes vont de 2,8 dB à 4,5 dB. L'adaptation est meilleure que 11 dB à l'état isolant mais chute à 5 dB à l'état métallique. Là encore, Nous constatons que les mesures en fréquence ne concordent pas avec les simulations. La comparaison entre les simulations est les mesures est présentées Figure III.34.

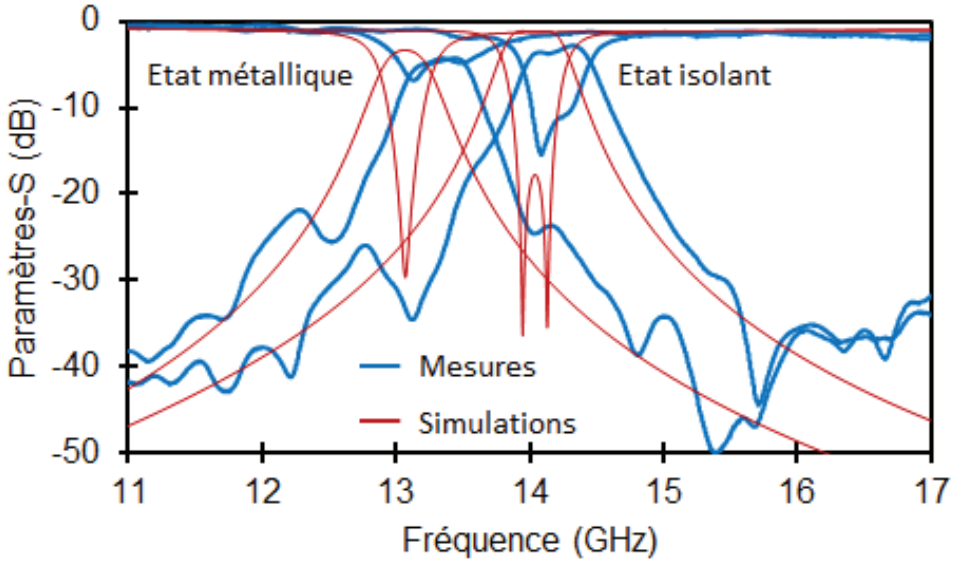


Figure III.34 : Comparaison entre les simulations et les mesures du filtre 2 pôles

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cette différence est dûe, à une différence entre le gap RF réel et le gap RF utilisé en simulation. Des rétro-simulations sont donc effectuées afin de quantifier cette différence. Les résultats sont présentés Figure III.35. On constate une bonne correspondance entre rétro-simulations et mesures pour un gap RF de 21 µm au lieu de 18 µm.

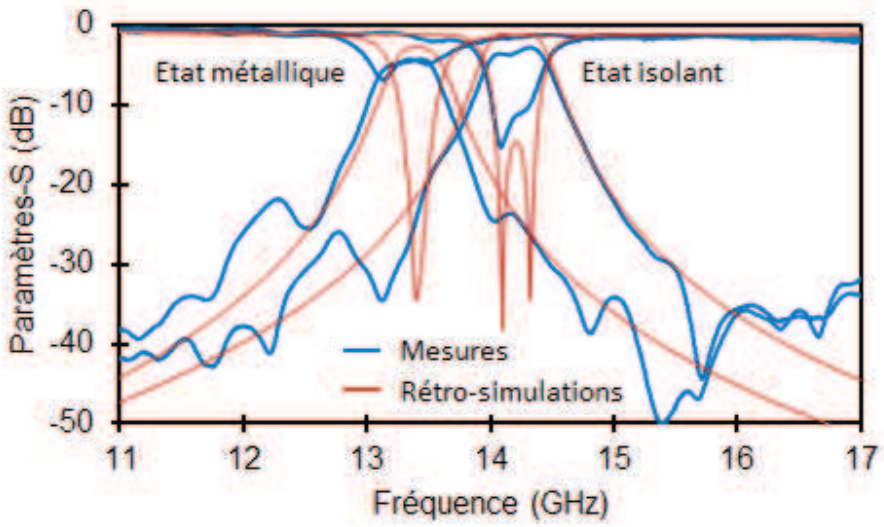


Figure III.35 : Comparaison entre les mesures et les rétro-simulations du filtre 2 pôles

Les rétro-simulations démontrent une plage d'accord allant de 14,21 GHz à 13,40 GHz contre une plage d'accord mesurée comprise entre 14,21 GHz et 13,32 GHz. La bande fractionnaire rétro-simulée va de 550 MHz à 440 MHz contre une bande fractionnaire de 600 MHz et 510 MHz à l'état isolant et métallique respectivement.

Le tableau III.3 récapitule les résultats de simulation et de mesure pour le résonateur et le filtre deux pôles.

	Plage d'accord (GHz)	**Q_0**	**Bande passante (%)**	**Pertes d'insertion (dB)**	**Gap RF (µm)**
Résonateur simulé	13,02 – 14,04	190 - 1198			18
Résonateur mesuré	13,39 – 14,18	203 - 1031			20,1
Filtre simulé	13,06 – 14,05		2,8 - 3,7	1,13 – 3,36	18
Filtre mesuré	13,32 – 14,21		3,6 – 4,3	2,8 – 4,5	21

Tableau II.3 : Récapitulatif des résultats de simulation et de mesure du résonateur et du filtre

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différents travaux ayant menés à la réalisation de commutateurs DC et RF mais également de filtres accordables basé sur la transition Isolant vers Métal du VO_2. Nous avons également mis en évidence, au travers de différentes études, les caractéristiques structurales et électriques du VO_2 dans chaque état, en fonction de la méthode de dépôt utilisée. En effet, le dioxyde de vanadium présente une différence de conductivité supérieur à 5 ordres de grandeur entre l'état isolant et métallique. Nous avons démontré la possibilité de tirer parti de cette transition afin de mettre au point un résonateur et un filtre volumique accordable basé sur la même topologie que le résonateur et le filtre présenté dans le chapitre II, permettant de maximiser le Q_0. A l'aide de simulations, nous avons caractérisé l'influence de l'épaisseur de la couche de matériaux sur les performances de nos dispositifs. Ainsi, un compromis est indispensable entre l'épaisseur et un Q_0 élevé dans chaque état. Notre choix s'est porté sur une couche de VO_2 présentant une épaisseur de 200 nm. Des simulations été menées. Le résonateur présente une plage d'accord de 1 GHz allant de 13 GHz à 14 GHz pour un Q_0 de 190 et 1198 respectivement à l'état métallique et isolant. Un résonateur a ensuite été fabriqué et mesuré. Il présente une plage d'accord plus étroite qu'attendue à cause d'un gap RF plus élevé que prévu. Cependant les Q_0 obtenus pour chaque état sont équivalent à ceux obtenus en simulation. Un filtre a également été simulé puis fabriqué et mesuré. Là encore les mesures présentent un décalage par rapport aux simulations, dûe également à une différence de gap RF entre simulations et mesures.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre IV : Perspectives

I. Introduction

Les travaux présentés au cours de ce manuscrit ont permis de démontrer la possibilité de fabriquer résonateurs et filtres volumiques accordables fort Q_0 grâce à l'association de cavités métalliques et de plot métallique chargé par un élément d'accord. Les éléments d'accord peuvent naturellement être de différentes natures. En effet nous avons tout d'abord développé des dispositifs accordables utilisant des composants MEMS-RF qui paraissent être, de par leurs très bonnes performances RF, l'élément d'accord par excellence pour la réalisation des futures fonctions de filtrages reconfigurable hautes performances, indispensable dans l'industrie spatiale ou militaire par exemple. Dans un second temps nous avons démontré la possibilité d'intégrer des matériaux agiles, tels les Matériaux à Transition de Phase (PTM) comme le dioxyde de vanadium, dans les dispositifs accordables. De très bonnes performances ont été obtenues puisque les dispositifs mesurés ont permis l'obtention de fort Q_0 sur de large plage d'accord.

Comme nous l'avons vu lors du chapitre II et III, les cavités sont usinées dans un bloc de métal ce qui peut s'avérer long, couteux, et par conséquent incompatible avec une production à grande échelle. Il serait par exemple très intéressant de réaliser des cavités dans des matériaux à faible coût et compatible avec une production en masse tels que ceux utilisés pour les circuits imprimés, comme des filtres SIW (Substrate Integrated Waveguide). De plus, il est important de remarquer que dans les travaux présentés dans les chapitres II et III, un seul élément d'accord, et donc un seul résonateur ou filtre est réalisé par substrat. Par conséquent, le temps nécessaire à l'exécution du procédé de fabrication, ainsi que l'ensemble des coûts inhérents à ce procédé de fabrication ne permettent l'obtention que d'un seul dispositif. Il serait judicieux de fabriquer un grand nombre d'éléments par substrat, et donc par procédé mené à terme, afin d'optimiser les coûts, le temps de fabrication ainsi que le rendement. Il serait ensuite possible de séparer chaque élément d'accord, de les stocker et finalement de les insérer à la demande dans des filtres reconfigurables.

L'usinage des cavités et notamment des plots capacitifs ne peut pas être contrôlé avec une précision de l'ordre du micromètre, du fait de l'usinage effectué à l'aide de machines-outils. Nous avons montré que ce manque de précision altérait fortement la réponse électrique des filtres. Réaliser les cavités en salle blanche par l'intermédiaire de techniques de fabrication microélectroniques telles que la gravure humide ou sèche sur substrat silicium pourrait pallier ces problèmes. De plus, les fréquences de travail augmentant, les dispositifs de filtrages tendent à être de plus en plus petits, rendant à terme leur usinage par des machines-outils impossible. La fabrication en salle blanche, ou par des procédés industriels pourrait permettre de suivre cette montée en fréquence.

Dans ce chapitre, nous allons aborder les travaux s'inscrivant dans la continuité de ceux présentés dans les chapitres précédents. Nous allons présenter les travaux en cours, visant à optimiser la fabrication des filtres présentés dans les chapitres II et III, par la fabrication d'un grand nombre d'éléments d'accord sur chaque substrat, l'utilisation de cavité PCB ou la réalisation de cavités en salle blanche.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II. Conception de filtres SIW accordables

II.1. Filtres SIW à fréquence de résonance fixe

Les filtre SIW se présentent sous la forme de cavités réalisées dans un substrat diélectrique de carte électronique et couplées à l'aide d'iris de couplage. Les murs électriques latéraux sont matérialisés par des vias métallisés. Les faces supérieure et inférieure sont formées par les métallisations inférieures et supérieures du substrat. Ce type de filtre est généralement à fréquence de résonance fixe comme ceux présentés dans [43] et [44]. Cette topologie permet la fabrication de filtres bas coût, de très petites dimensions donc très légers et facilement intégrables (Figure IV.1).

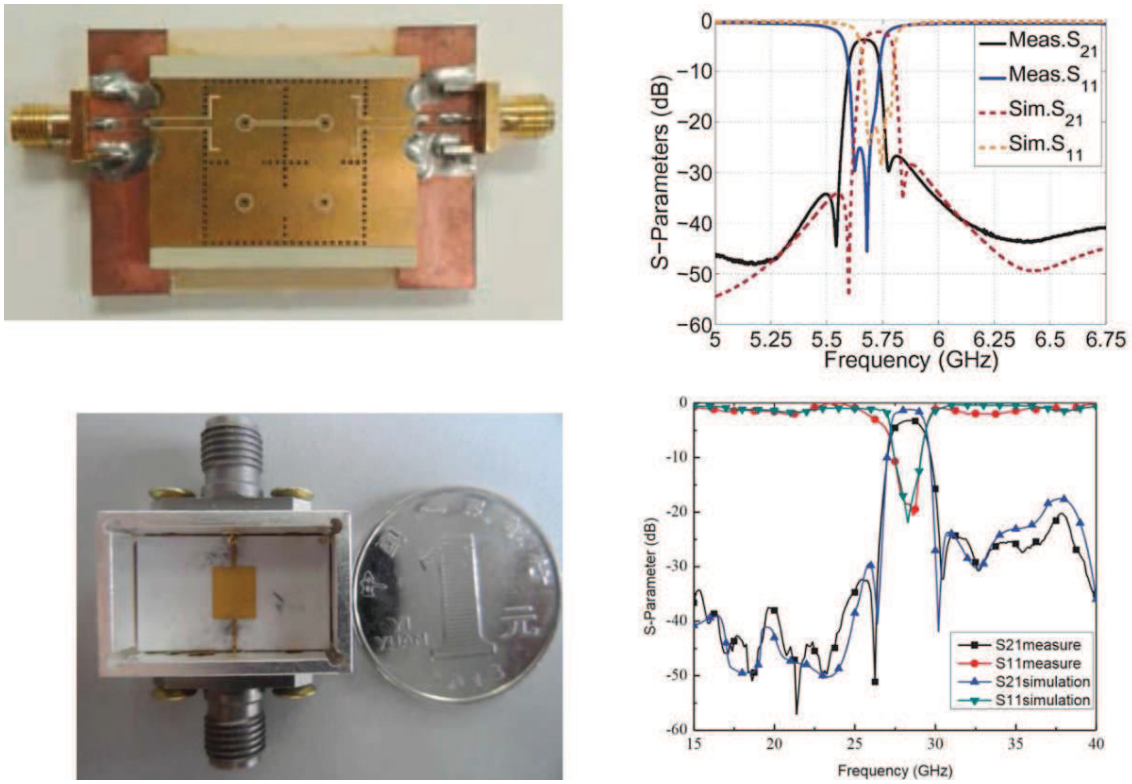


Figure IV.1 : Exemples de filtres SIW et leurs mesures [43] [44]

De plus, il est possible de coupler les résonateurs non adjacents à l'aide de lignes de transmission, garantissant ainsi la présence de zéros de transmission comme le montre la Figure IV.1. Cependant, leur nature planaire limite les coefficients de surtension qu'il est possible d'obtenir. En outre, la présence de diélectrique peut être une source de pertes conséquentes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.2. Filtres SIW accordables

II.2.a. Filtres SIW accordables à l'aide de varactors

Les filtres SIW peuvent être rendus accordables par l'intermédiaire de varactors. Comme nous l'expliquions dans le chapitre I, de tels filtres présentent généralement un plot capacitif au centre de chaque cavité, relié à la métallisation supérieure du guide. Afin d'être reconfigurable, une ouverture circulaire dans la métallisation est tout d'abord pratiquée autour du plot capacitif. Puis des varactors sont insérés à l'intérieur de cette ouverture. L'activation de ces varactors crée alors une variation de capacité et provoque un décalage de la fréquence de résonance (Figure IV.2). Le filtre SIW accordable ultra compact présenté dans [54] offre une excursion fréquentielle de 640 MHz autour de 900 MHz. Cependant le Q_0 est assez limité puisqu'il ne dépasse pas 206. Cela est notamment dû aux pertes diélectriques mais également aux pertes générées par les varactors qui présentent des Q_0 limités, de l'ordre de quelques dizaines. Il faudrait donc utiliser une technologie permettant de limiter la dégradation du Q_0 tout en garantissant un décalage conséquent de la fréquence de résonance.

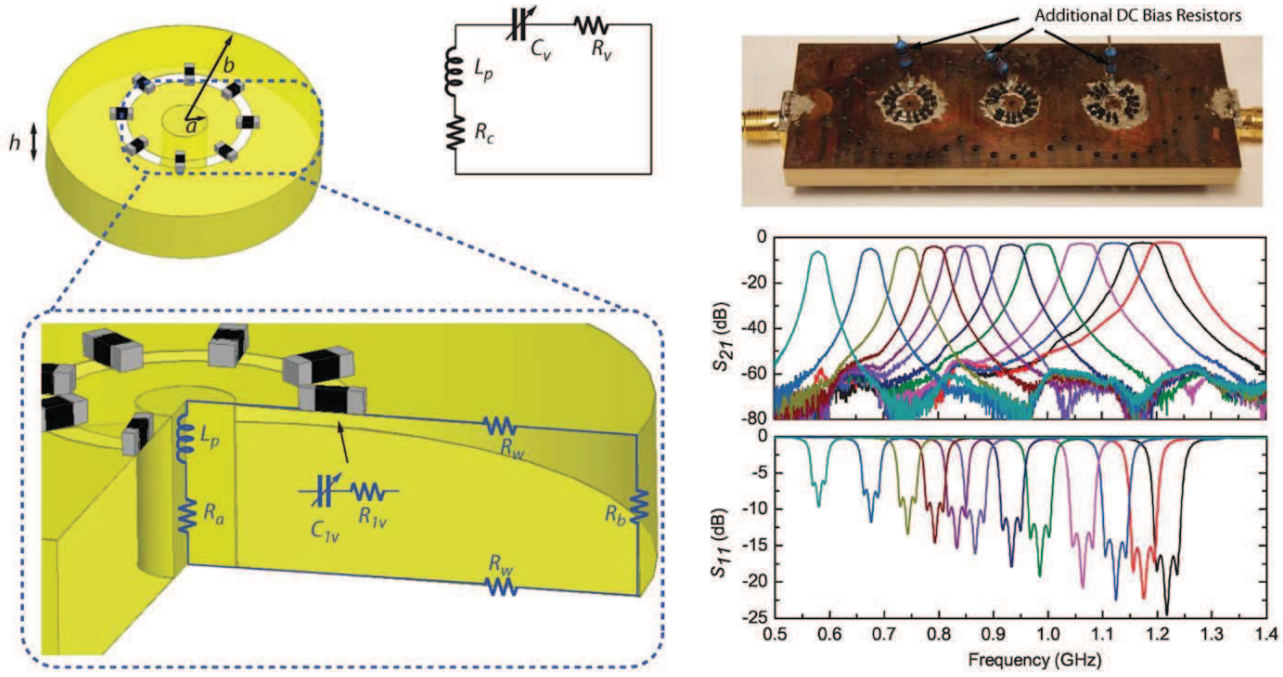


Figure IV.2 : Filtre SIW accordable à l'aide de varactors [54]

II.2.b. Filtres SIW accordables à l'aide d'actionneurs piézoélectriques

Dans [55], un filtre SIW à cavités présentant un plot capacitif est également présenté. Cependant la propagation du champ ne se fait plus exclusivement dans un matériau diélectrique puisqu'ici, les cavités sont creusées, ce qui permet de limiter les pertes diélectriques. Les cavités sont rendues accordables à l'aide d'actionneurs diélectriques métallisés. Le filtre et sa réponse électromagnétique sont présentés Figure IV.3.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

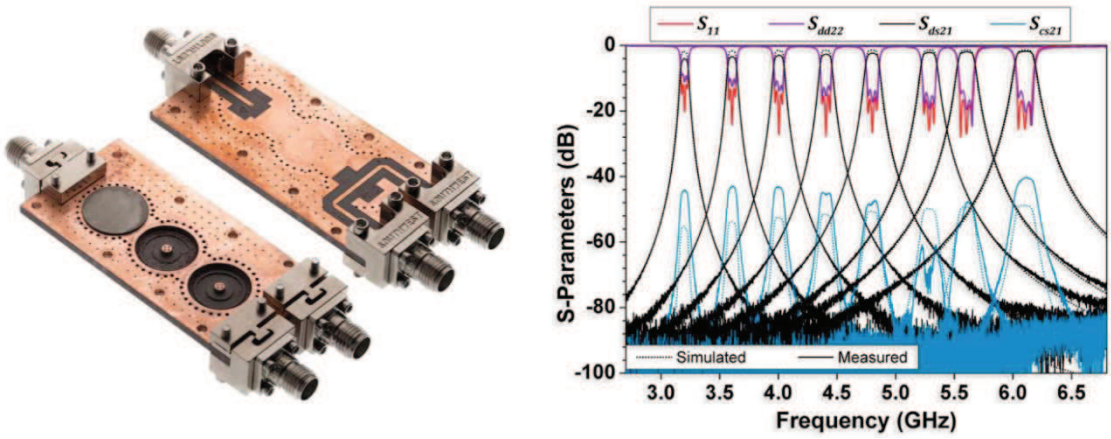


Figure IV.3 : Filtre SIW accordable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques [55]

II.3. Design d'un filtres SIW accordable à l'aide d'un DTC MEMS-RF en bande Ka

II.3.a. Présentation du filtre

Comme nous l'avons brièvement expliqué, malgré leurs bonnes performances RF, les travaux présentés dans les chapitres II et III sont incompatible avec une production bas coût et à grande échelle. En effet, l'usinage des cavités tel qu'il a été effectué est couteux et chronophage. De plus, chaque procédé de fabrication ne permet la réalisation que d'un seul composant. Afin de pallier ces problèmes, nous avons lancé le développement d'un filtre 2 pôles s'inspirant des travaux présentés dans [55] ainsi que dans le chapitre II. Le filtre se présente sous la forme de 2 cavités usinées dans un PCB et dont les murs latéraux sont matérialisés par des vias métallisés. Un plot capacitif est réalisé au centre de chaque cavité, en face duquel est placé un élément d'accord afin d'obtenir un accord en fréquence. La Figure IV.4 présente un schéma du filtre décrit. Les circuits sur substrats PCB étant relativement abordables, l'usinage des cavités dans ce type de matériaux permettrait de réduire les coûts de fabrication et cet usinage pourrait être effectué à grande échelle. Le filtre est alimenté à l'aide de lignes coplanaires réalisées sur la face supérieure du PCB.

Nous avons également montré qu'une optimisation de la fabrication des éléments d'accord était indispensable avec un procédé de fabrication industriel. Pour cela il est important de fabriquer un nombre conséquent d'éléments pour chaque procédé de fabrication mené à bien (Figure IV.5). Cela permettrait ainsi de séparer chaque élément d'accord puis de les assembler avec les PCB afin d'obtenir un filtre reproductible et parfaitement utilisable.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

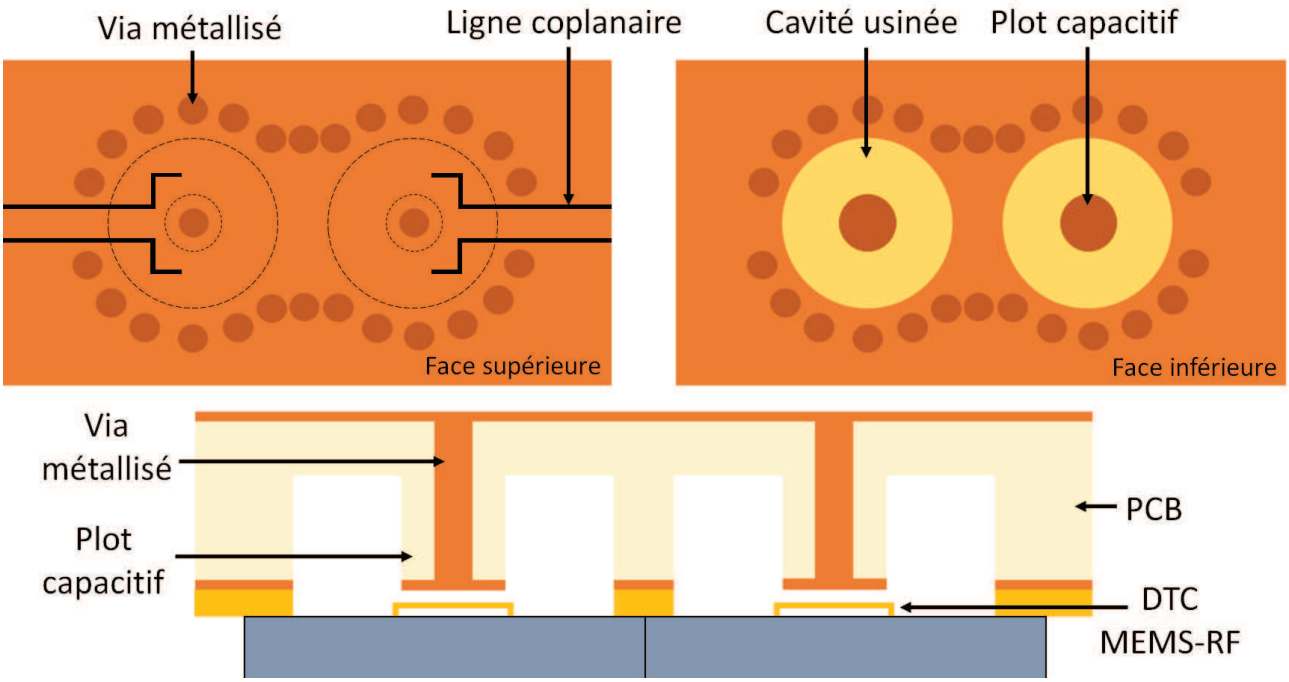


Figure IV.4 : Vue en coupe et des faces supérieure et inférieure du filtre SIW accordable

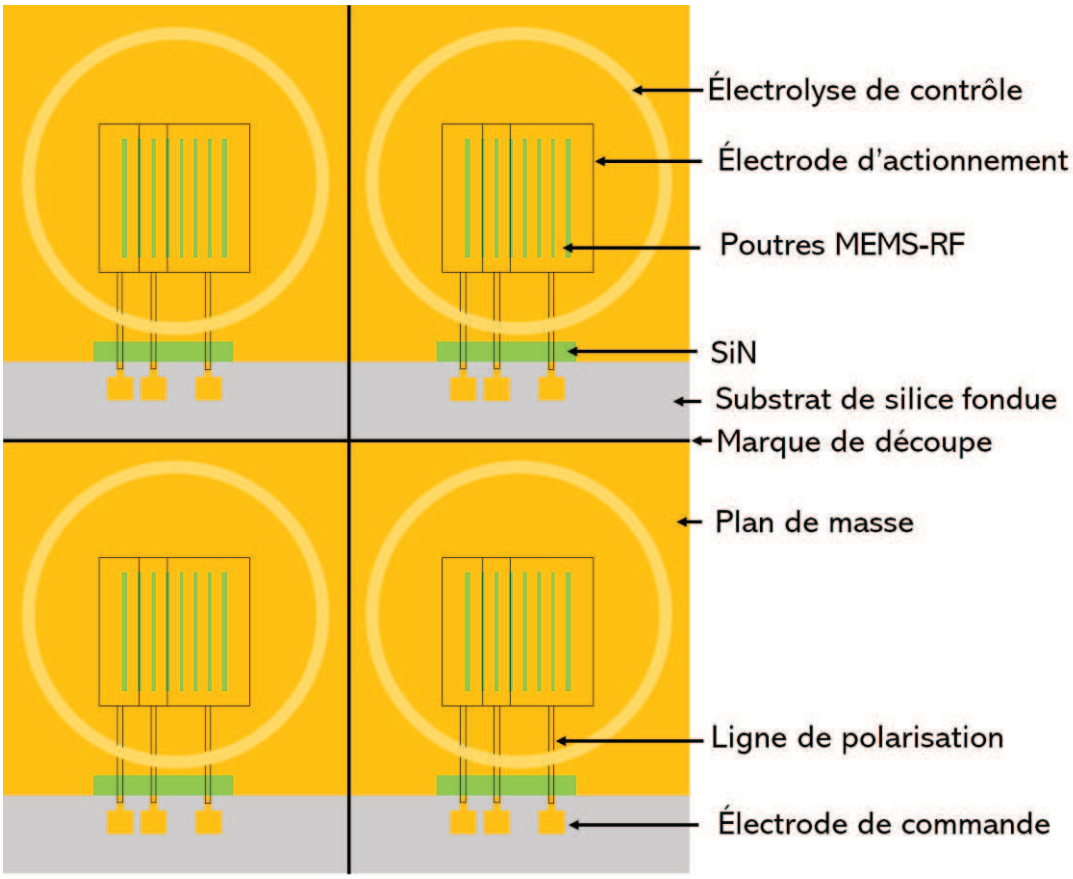


Figure IV.5 : Schéma d'une série d'éléments d'accord

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.3.b. Procédé de fabrication

Le procédé de fabrication est identique à celui présenté lors du chapitre II. La Figure IV.6 permet d'en effectuer un rappel.

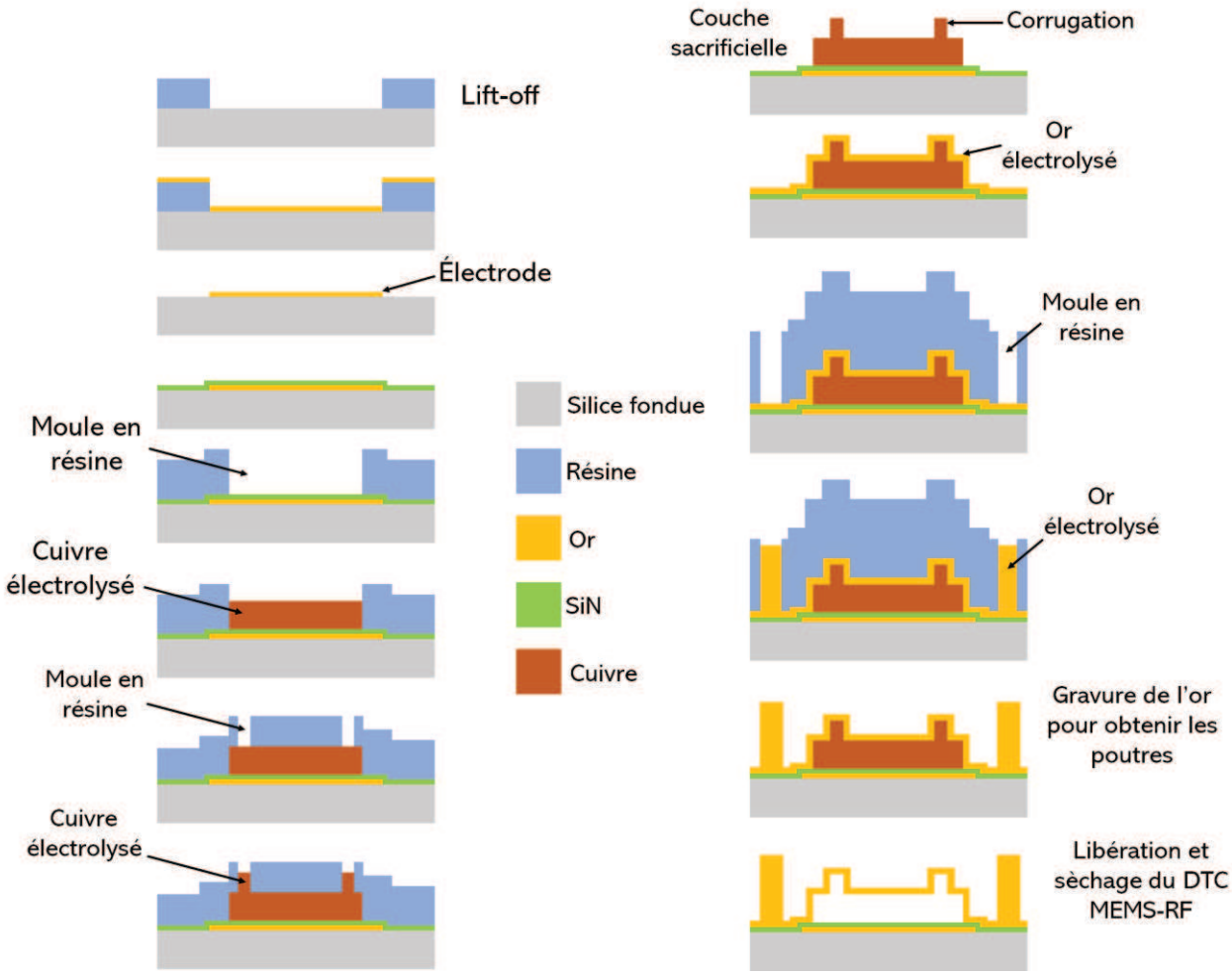


Figure IV.6: Procédé de fabrication des DTC MEMS-RF

II.3.c. Simulation du filtre

Le filtre a été conçu et simulé à l'aide du logiciel HFSS. Les dimensions du filtre simulé sont présentées Figure IV.7. Le gap RF est de 25 µm à l'état haut et 31 µm à l'état bas. Les plots capacitifs présentent un diamètre de 1 mm. Nous pouvons constater que les dimensions globales du filtre ne sont que de quelques millimètres, et les résultats de simulations démontrent une plage d'accord allant de 16,15 GHz à 17,34 GHz pour un bande fractionnaire comprise entre 5,2% à 5,4%. Les pertes vont de 0,99 dB à 1,04 dB. L'adaptation est meilleure que 13 dB sur toute la bande. Les résultats sont regroupés Figure IV.8.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

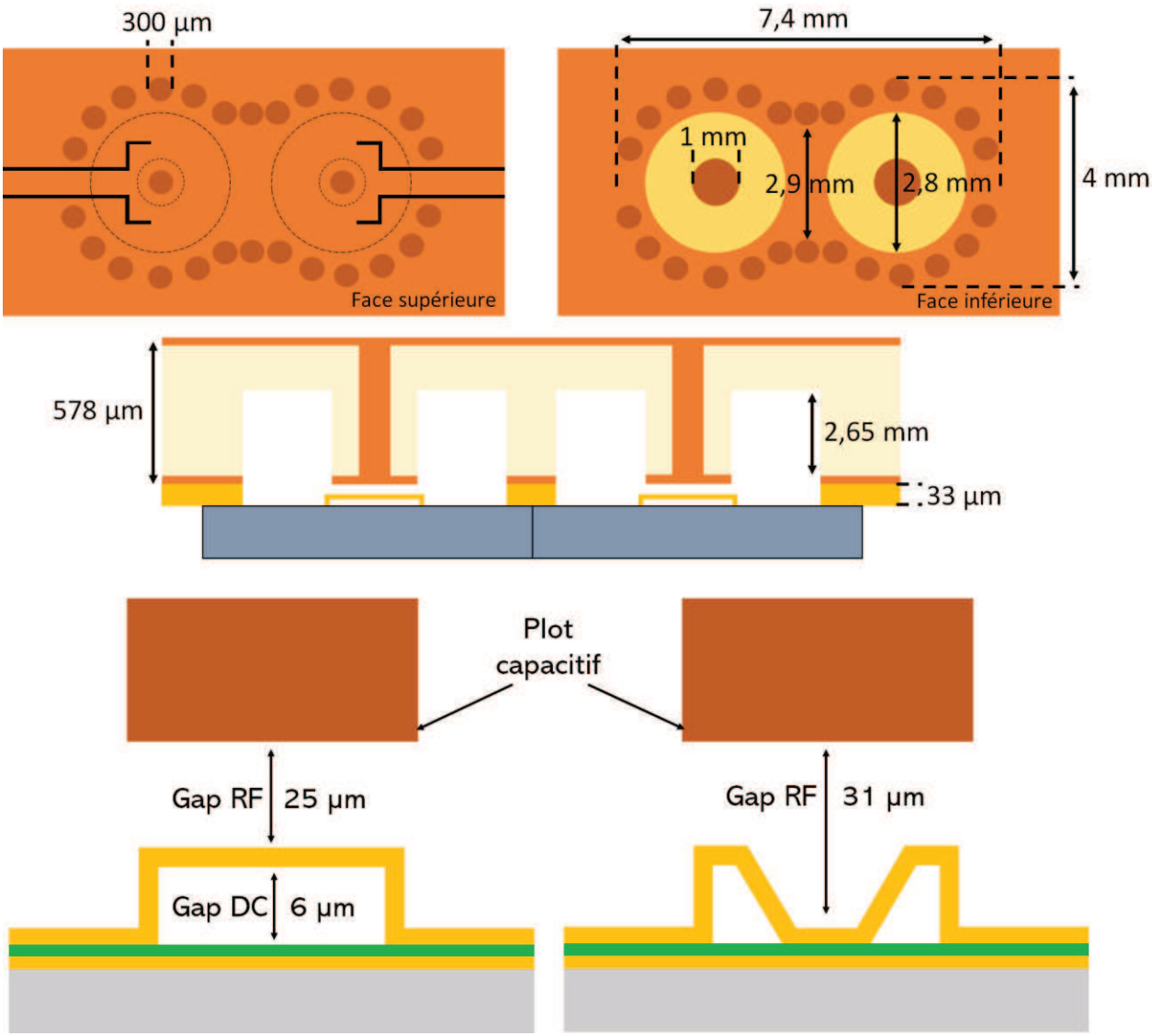


Figure IV.7 : Dimensions du filtre

Licence CC BY-NC-ND 3.0

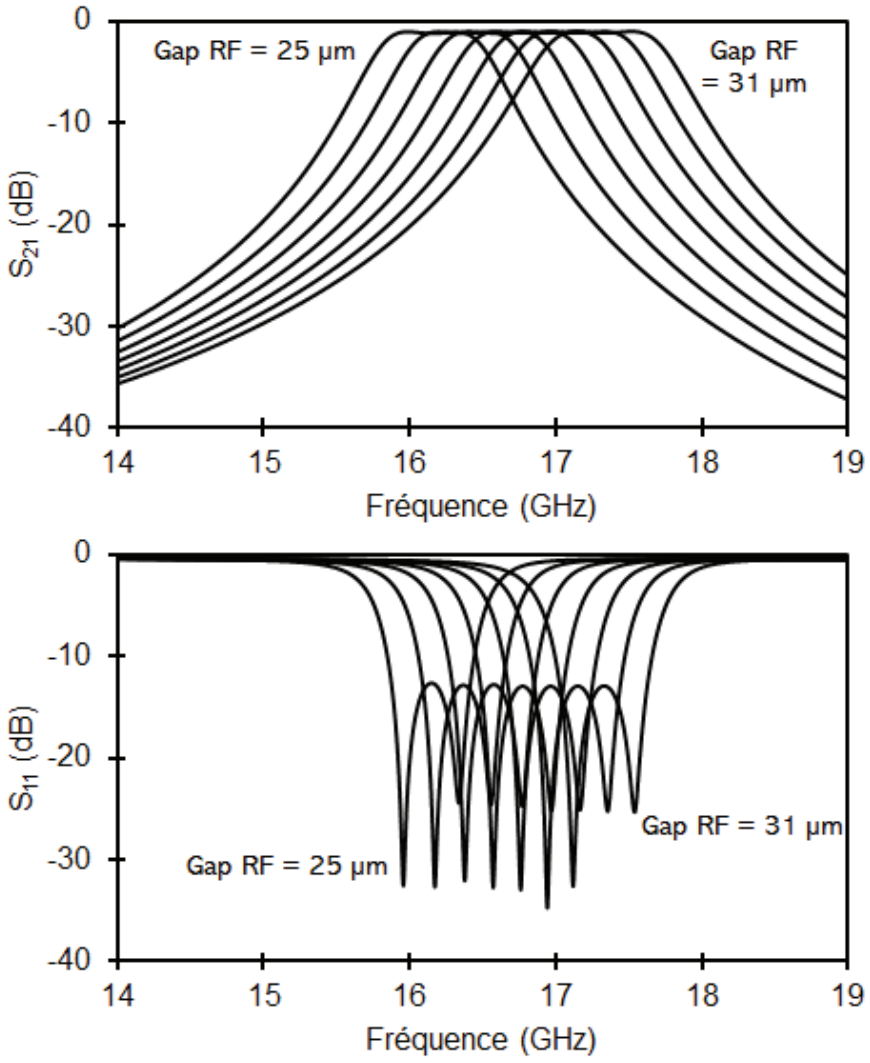


Figure IV.8 : Résultats de simulations électromagnétiques du filtre SIW accordable

Cette topologie garantie l'obtention d'un filtre présentant de faibles pertes ainsi qu'une excellente sélectivité, le tout sur une large bande d'accord. En outre, le coût de fabrication est relativement réduit de par la fabrication simultanée d'une dizaine d'éléments d'accord par substrat ainsi que l'utilisation de PCB.

II.4. Design d'un filtre SIW accordable à l'aide de switches de VO_2 en bande Ka

II.4.a. Présentation du filtre

Les filtres SIW accordables présentés dans le paragraphe précédents peuvent être utilisés avec d'autres éléments d'accord. Il est donc possible de développer un filtre basé sur la topologie présentée précédemment, mais en utilisant des disques de VO_2 en guise d'élément d'accord. Un schéma du filtre est présenté Figure IV.9.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

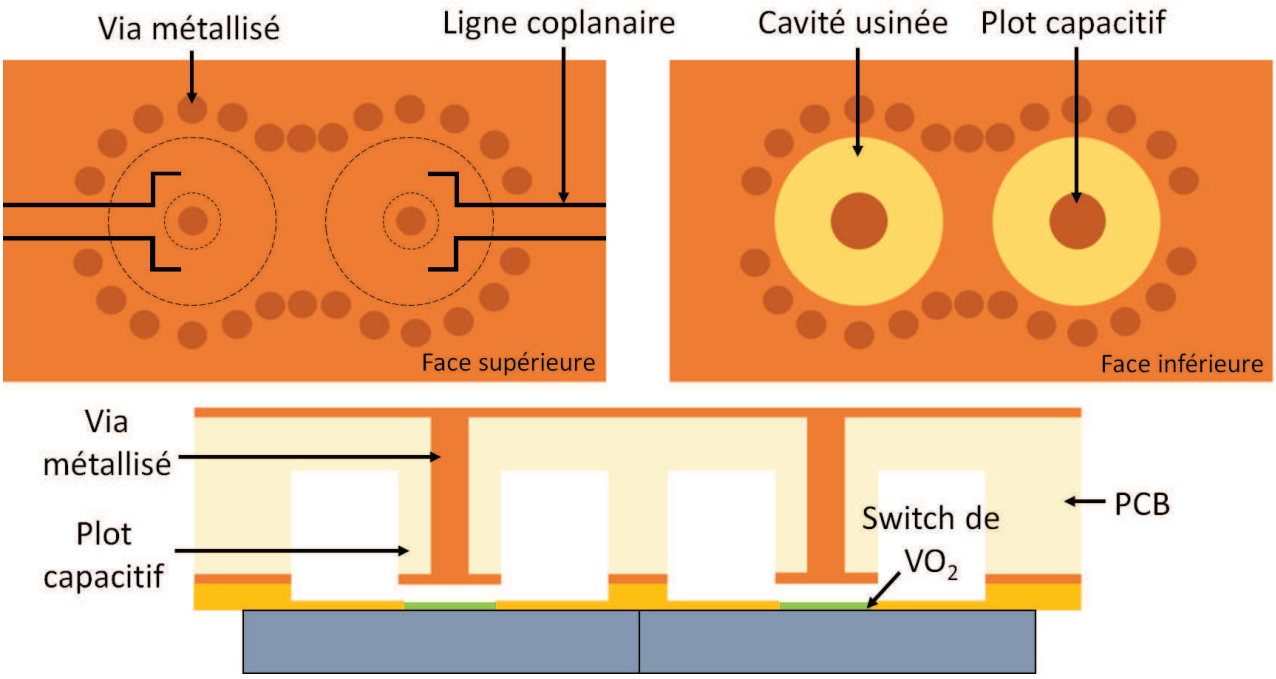


Figure IV.9 : Vue en coupe ainsi que des faces supérieure et inférieure du filtre SIW à base de switches de VO_2

Là encore il est possible de réaliser plusieurs disques de dioxyde de vanadium sur un même substrat, réduisant ainsi les coûts de fabrication (Figure IV.10).

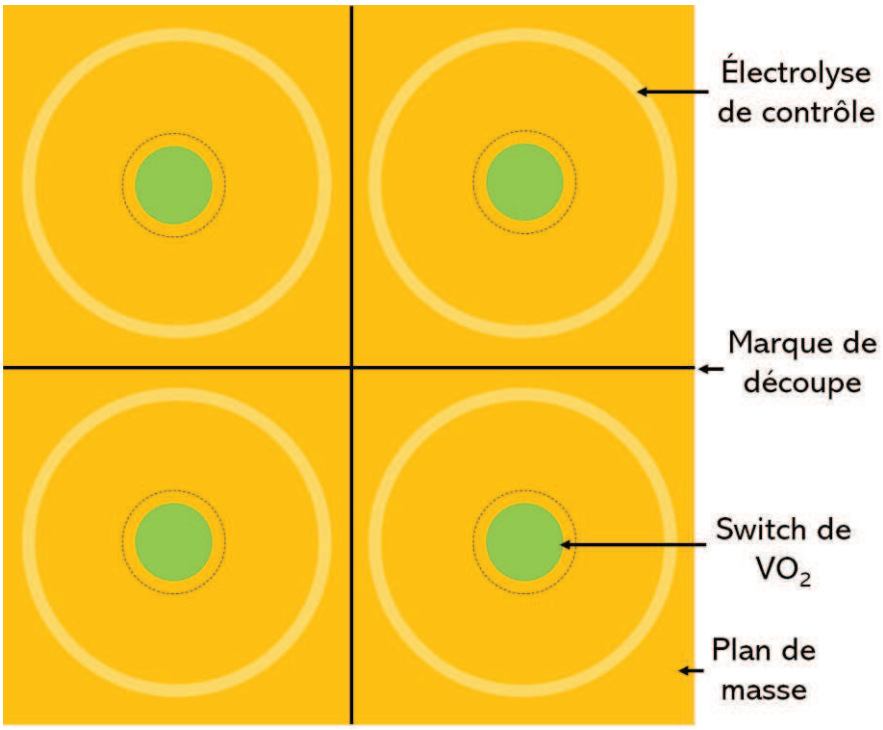


Figure IV.10 : Schéma d'une série de switches de dioxyde de vanadium

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Une fois encore, le procédé de fabrication est identique à celui évoqué dans le chapitre III. La Figure IV.11 permet de le rappeler.

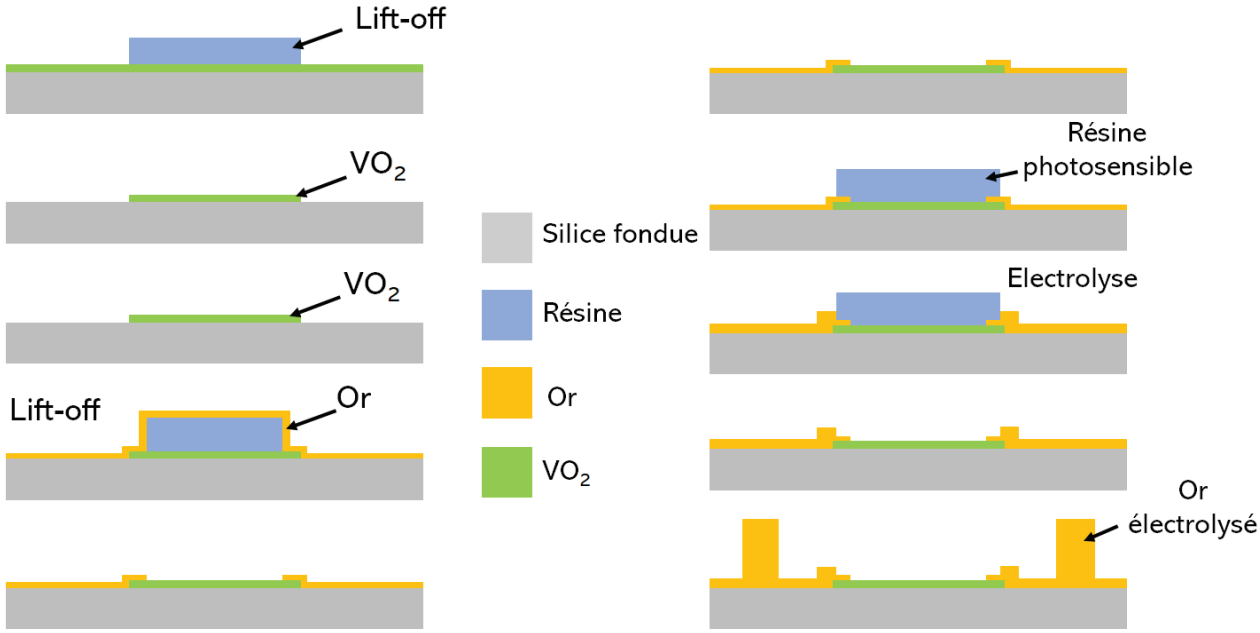


Figure IV.11 : Procédé de fabrication des switches de dioxyde de vanadium

II.4.b. Simulation du filtre

Le filtre a été conçu et simulé sous HFSS. Les dimensions du filtre simulé sont présentées sur la Figure IV.12. Le gap RF est de 32 µm. Les plots capacitifs présentent un diamètre de 1 mm. Les simulations démontrent une plage d'accord allant de 17,1 GHz à 18,15 GHz pour un bande fractionnaire comprise entre 5,4% à 5,5%. Les pertes vont de 2,5 dB à 1,05 dB respectivement à l'état métallique et isolant. L'adaptation est meilleure que 13 dB sur toute la bande. Les résultats de simulation sont présentés Figure IV.13

II.4.c. Fabrication et mesure du filtre

Les disque de dioxyde de vanadium ont été fabriqués suivant le procédé de fabrication précédemment décrit. Ils ont ensuite été reportés face aux plots capacitifs. Des photographies du filtre sont présentées Figure IV.14. Le filtre a ensuite été mesuré. Il présente une plage d'accord de 600 MHz allant de 22 GHz à 22,6 GHz pour une bande passante comprise entre 6,3% et 6,5%. Les pertes vont de 2,95 dB à 3,8 dB. L'adaptation est comprise entre 8 et 10 dB (Figure IV.15) . Là encore, Nous constatons que les mesures en fréquence ne concordent pas avec les simulations. Cette différence est due, une fois de plus, à une différence entre le gap RF réel et le gap RF utilisé en simulation. Des rétro-simulations sont donc effectuées afin de quantifier cette différence. Les résultats sont présentés Figure IV.16. On constate une bonne correspondance entre rétro-simulations et mesures pour un gap RF de 59 µm au lieu de 32 µm.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

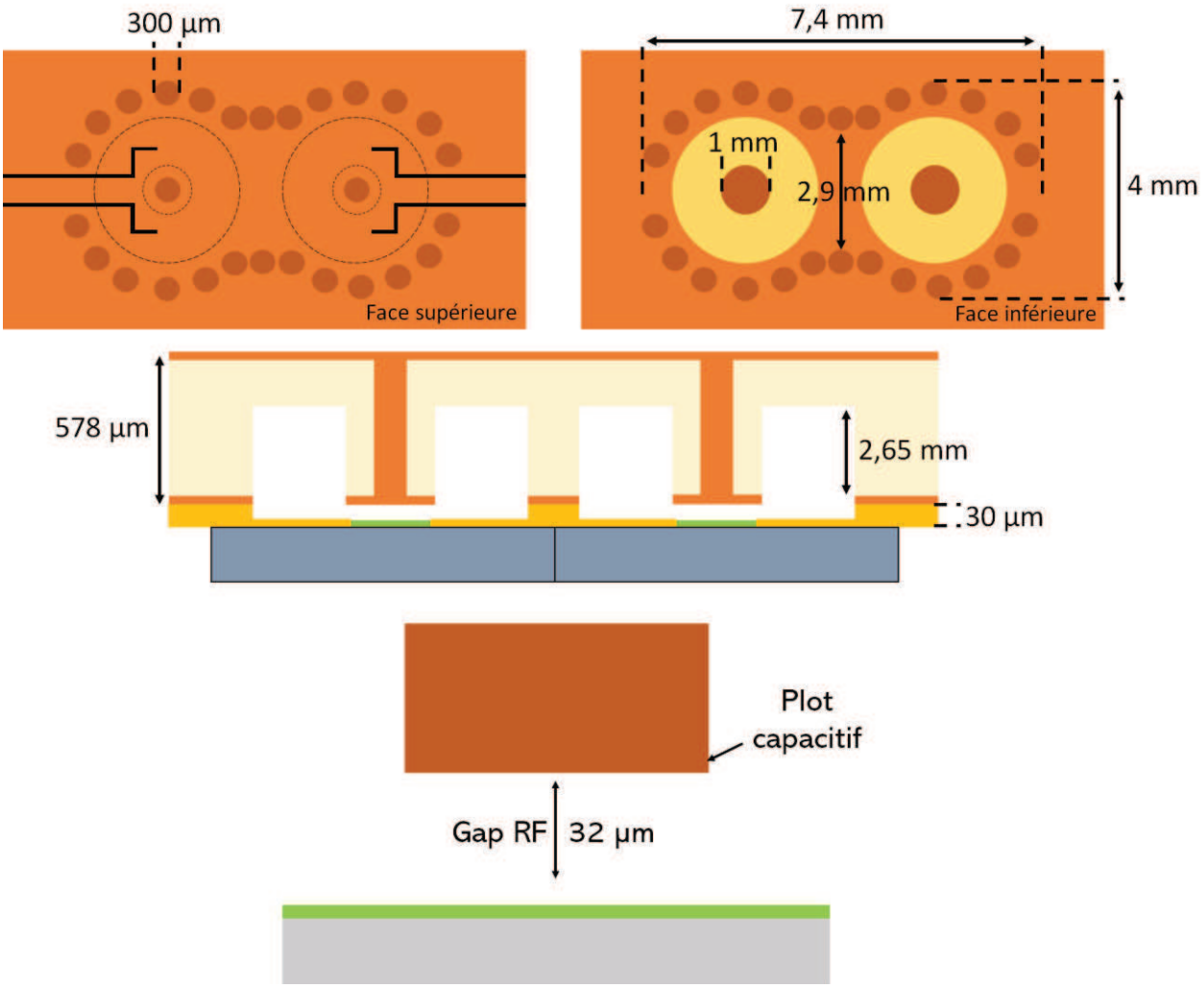


Figure IV.12 : Dimensions du filtre

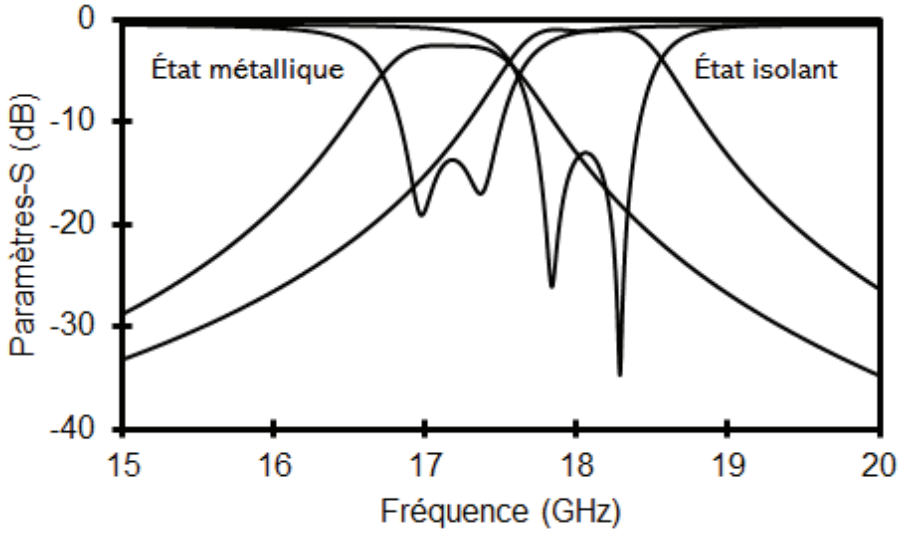


Figure IV.13 : Résultats de simulation du filtre SIW accordable à switches de dioxyde de vanadium

Licence CC BY-NC-ND 3.0

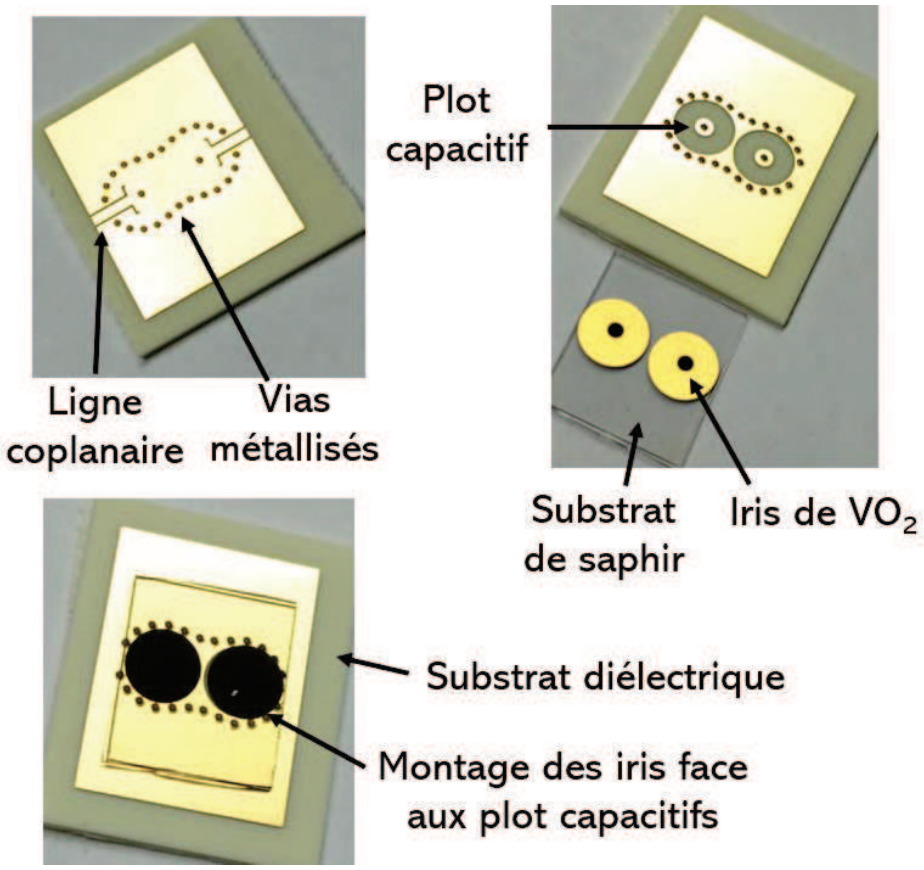


Figure IV.14 : Photographies du filtre SIW après montage des iris de VO_2

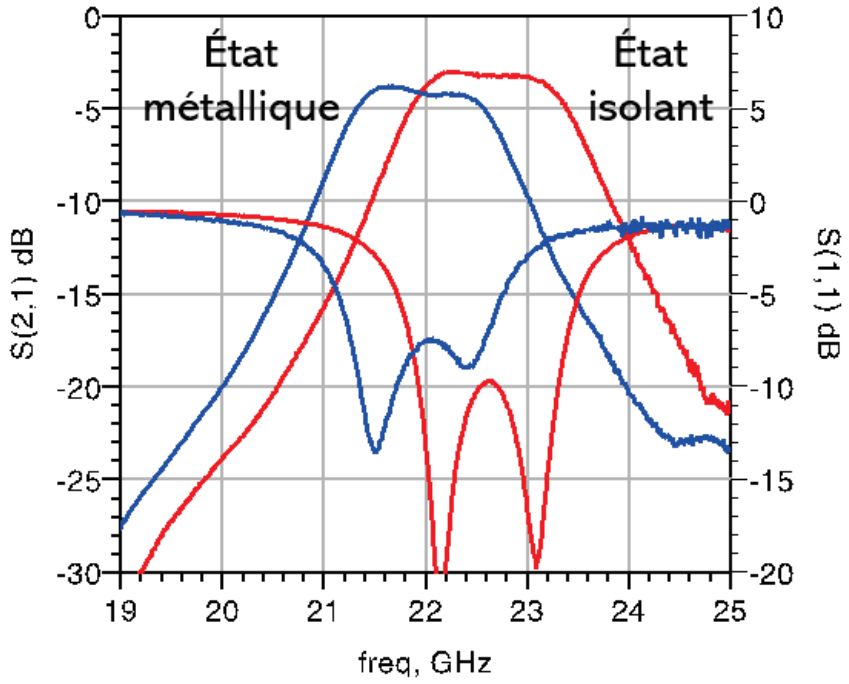


Figure IV.15 : Résultats de mesure du filtre SIW

Licence CC BY-NC-ND 3.0

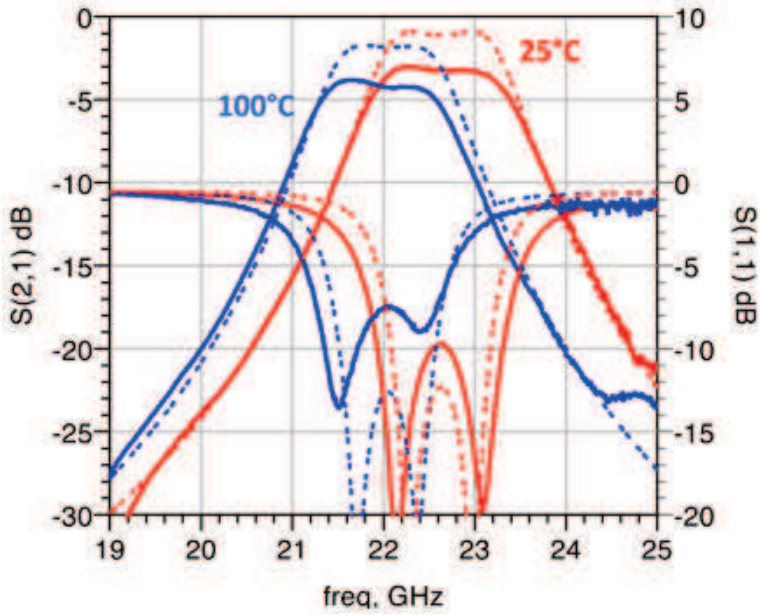


Figure IV.16 : Comparaison entre les mesures et les rétro simulations du filtre SIW

II.4.d. Mesure en température du filtre

Des mesures en température ont été effectuées. On constate qu'entre 20 et 30°C, le niveau de pertes reste identique. Cependant au-delà de 30°C, les pertes augmentent fortement bien que le matériau soit à l'état isolant et qu'il n'y ait par conséquent, aucun décalage de la fréquence de résonance (Figure IV.17). Cela provient du fait qu'entre 20°C et 68°C, bien qu'étant à l'état isolant, l'iris de VO_2 voit sa résistivité diminuer, augmentant ainsi les pertes du filtre (Figure IV.17). Le VO_2 doit donc être maintenu à une température de 20°C afin de présenter un niveau de pertes optimal. Il doit donc être couplé à un système de refroidissement.

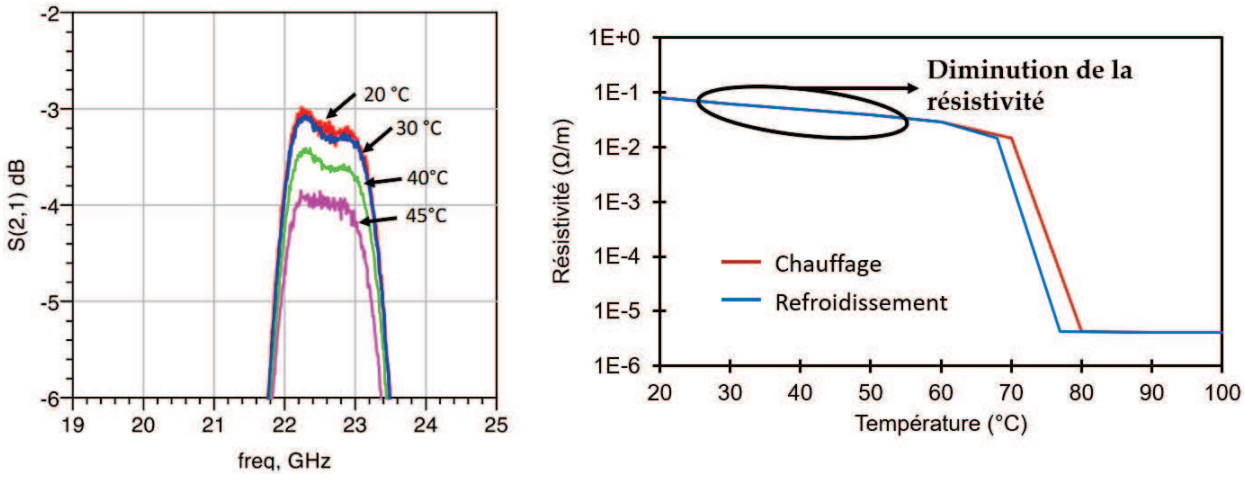


Figure IV.17 : Résultats des mesures en température du filtre SIW

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.4.e. Bilan des filtres SIW accordables

Les filtres SIW représentent une excellente alternative aux filtres à cavités métalliques. De plus ils peuvent aussi être rendus accordables à l'aide d'un plot capacitif chargé par un élément d'accord. Ils présentent également un encombrement, un poids et un coût réduit du fait de l'utilisation de techniques de fabrication de circuits imprimés. Les filtres présentés, ainsi que les résultats de simulations qui leurs sont associés, démontrent une plage d'accord supérieure à 1 GHz. Le filtre SIW à base d'iris de VO_2 a été fabriqué. Il présente une plage d'accord de 600 MHz pour une bande passante comprise entre 6,3% et 6,5%. Les pertes vont de 2,95 dB à 3,8 dB. L'adaptation est comprise entre 8 et 10 dB. Le tableau suivant récapitule les résultats de simulation et de mesure du filtre SIW à base d'iris de VO_2.

	Plage d'accord (GHz)	**Bande passante (%)**	**Pertes d'insertion (dB)**	**Gap RF (µm)**
Filtre simulé	17,1 – 18,15	5,4 – 5,5	1,05 – 2,5	32
Filtre mesuré	22 – 22,6	6,3 – 6,5	2,95 – 3,8	59

Tableau IV.1 : Récapitulatif des résultats de simulation et de mesure du filtre SIW

III. Conception de filtres accordables à cavités silicium

Nous avons montré dans le chapitre II que des approximations lors de l'usinage des cavités, et notamment au niveau des plots capacitifs, peuvent être extrêmement préjudiciables sur la réponse électromagnétique du filtre puisqu'elles peuvent tout simplement le rendre inutilisable. Il serait possible de pallier ce problème en usinant les cavités en salle blanche à l'aide d'une étape de gravure humide ou sèche. De plus, ce mode de fabrication pourrait permettre de réaliser des cavités de très petites dimensions pour les bandes V ou W par exemple, impossible à usiner avec des outils traditionnels. Par la suite, l'assemblage de la cavité avec l'élément d'accord assurerait l'obtention d'un filtre accordable. Il existe dans la littérature de nombreux exemples de filtres accordables basés sur l'utilisation de cavité silicium. Ces cavités sont métallisées avant l'assemblage afin de garantir de bonnes performances radiofréquences.

III.1. Filtres accordables à cavité silicium

Le filtre présenté dans [75] est un filtre 2 pôles se présentant sous la forme de 2 cavités en silicium micro-usinées couplées par une iris de couplage, puis dorées afin de garantir de bonnes performances. Chaque résonateur présente en son centre un plot capacitif en regard duquel est placé une membrane mobile en Or. La membrane est mise en mouvement par une électrode d'actionnement électrostatique (Figure IV.18). La variation de gap entre le sommet du plot capacitif et la membrane lors de l'actionnement, crée une variation de la capacité

Licence CC BY-NC-ND 3.0

globale de la cavité, générant ainsi un décalage en fréquence de résonance qui va de 23,4 GHz à 35,1 GHz pour une bande passante comprise entre 200 MHz et 1,4 GHz et des pertes d'insertion allant de 1,46 dB à 4,19 dB. Le Q_0 est compris entre 530 et 750. Bien qu'il présente d'excellentes performances, la membrane utilisée pour le décalage fréquentielle est extrêmement sensible aux vibrations, rendant le filtre inutilisable en condition réelle. Il serait donc intéressant de réalisé un filtre à base de cavité silicium immunisé contre les vibrations. Pour cela nous pourrions par exemple utiliser des switches de dioxyde de vanadium.

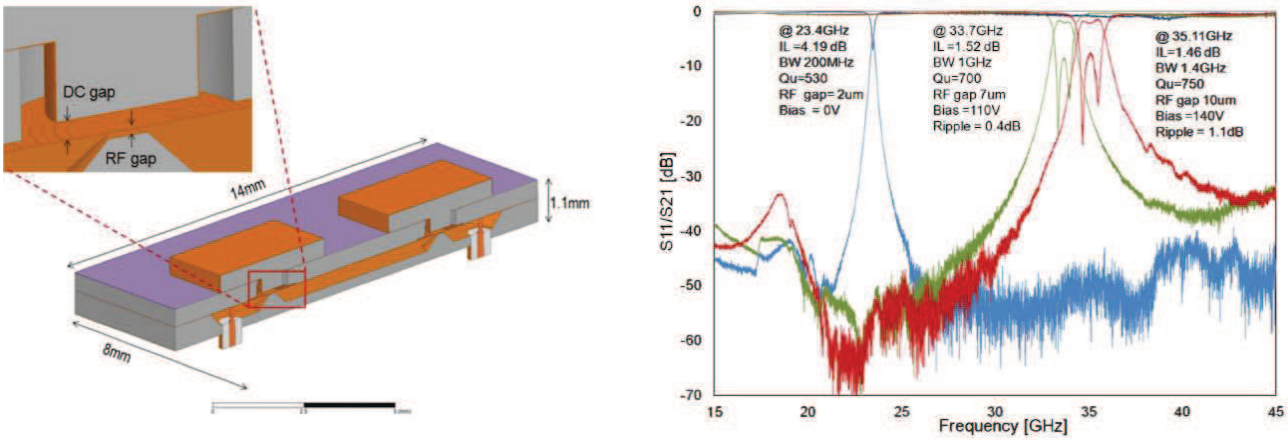


Figure IV.18 : Filtre accordable à base de cavités silicium [75]

III.2. Design d'un résonateur et d'un filtres SIW accordables à l'aide de switches de VO_2 en bande V

III.2.a. Les différentes méthodes de gravure

Comme nous l'avons expliqué, il serait intéressant d'être en mesure de produire des cavités dont les dimensions soient de quelques millimètres pour une précision de fabrication de l'ordre du micromètre. Les cavités seraient usinées dans des substrats de silicium soit par gravure humide à l'aide de solution d'hydroxyde de potassium (KOH) ou d'hydroxyde de tétraméthylammonium (TMAH), soit par gravure sèche à l'aide d'un plasma. La gravure humide offre une bonne précision ainsi qu'une vitesse de gravure relativement importante, de l'ordre de 1 µm/min. De plus, la gravure par voie humide présente un coût très faible par rapport à la gravure sèche. Cependant elle ne permet pas l'obtention d'angle ouvert (Figure IV.19) ce qui est incompatible avec la réalisation d'iris de couplage par exemple.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

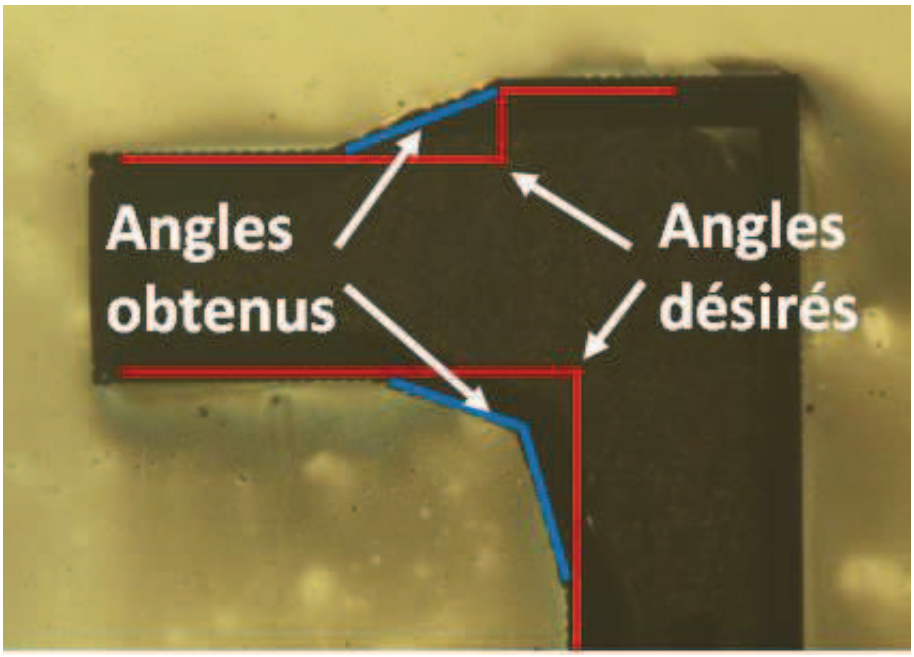


Figure IV.19 : Comparaison entre les angles désirés et obtenus après l'étape de gravure humide

Il est par conséquent indispensable de se tourner vers la gravure sèche. Cette méthode garantit une excellente précision de gravure. De plus, elle permet l'obtention de parois verticales contrairement à la gravure humide qui présente un angle de 54,7° (Figure IV.20).

La gravure sèche pourrait également permettre de maitriser le gap RF. En effet il serait possible d'effectuer la gravure en 2 étapes de photolithographie, à l'aide de 2 niveaux de masques, le premier servant à graver le silicium et donc à former la cavité ainsi que le plot capacitif, le second permettant ensuite de graver le sommet du plot afin de régler le gap RF (Figure IV.21)

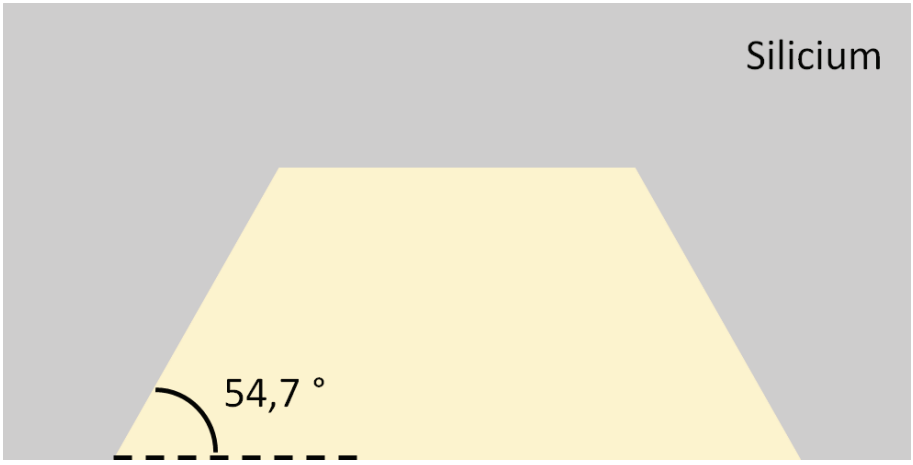


Figure IV.20 : Angle de gravure obtenu par gravure humide du silicium

Licence CC BY-NC-ND 3.0

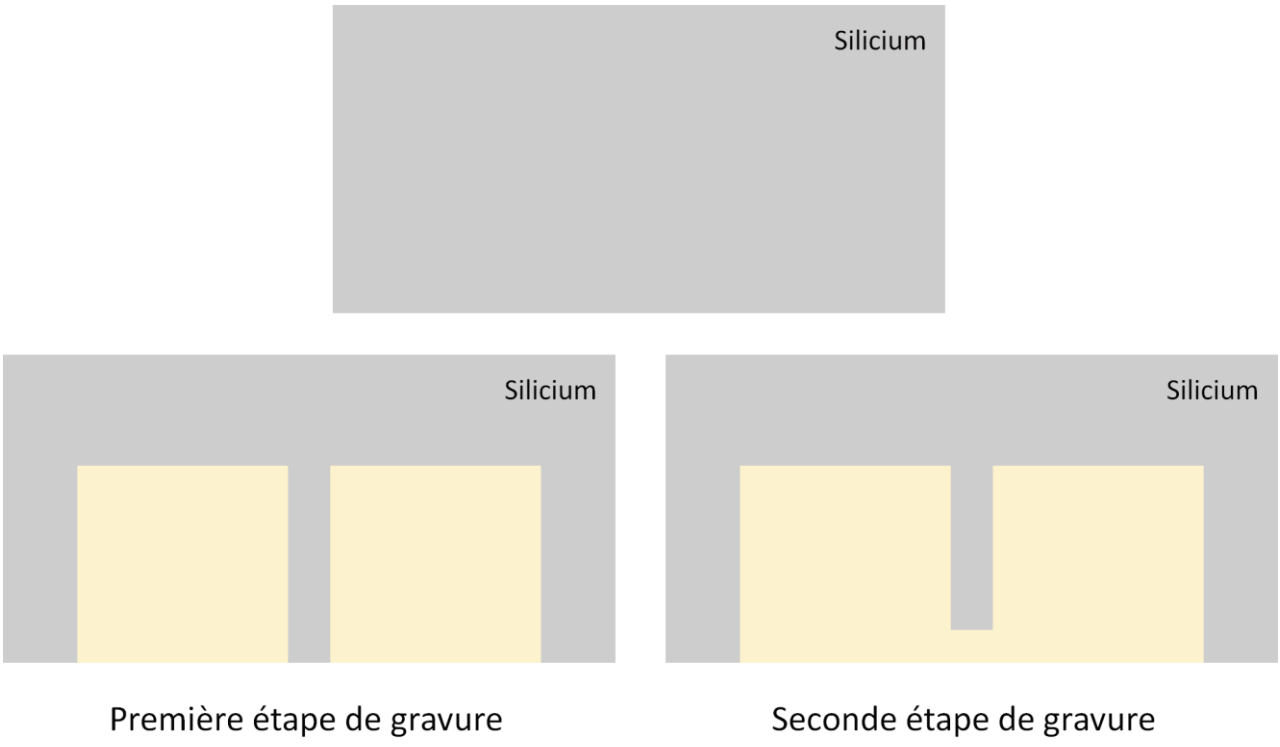


Figure IV.21 : Vue en coupe du processus de gravure sèche du silicium en 2 étapes

III.2.b. Présentation du résonateur

Le résonateur décrit ici, s'inspire des travaux présentés lors du chapitre II. Il s'agit d'une cavité circulaire en silicium au centre de laquelle est présent un plot capacitif. La cavité est ensuite métallisée par dépôt métallique par évaporation au canon à électrons. L'accord en fréquence est obtenu sur le même principe que le chapitre II, à savoir un changement de conductivité du dioxyde de vanadium et le résonateur est alimenté à l'aide de lignes coplanaires. Les dimensions du résonateur sont présentées sur la Figure IV.22.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

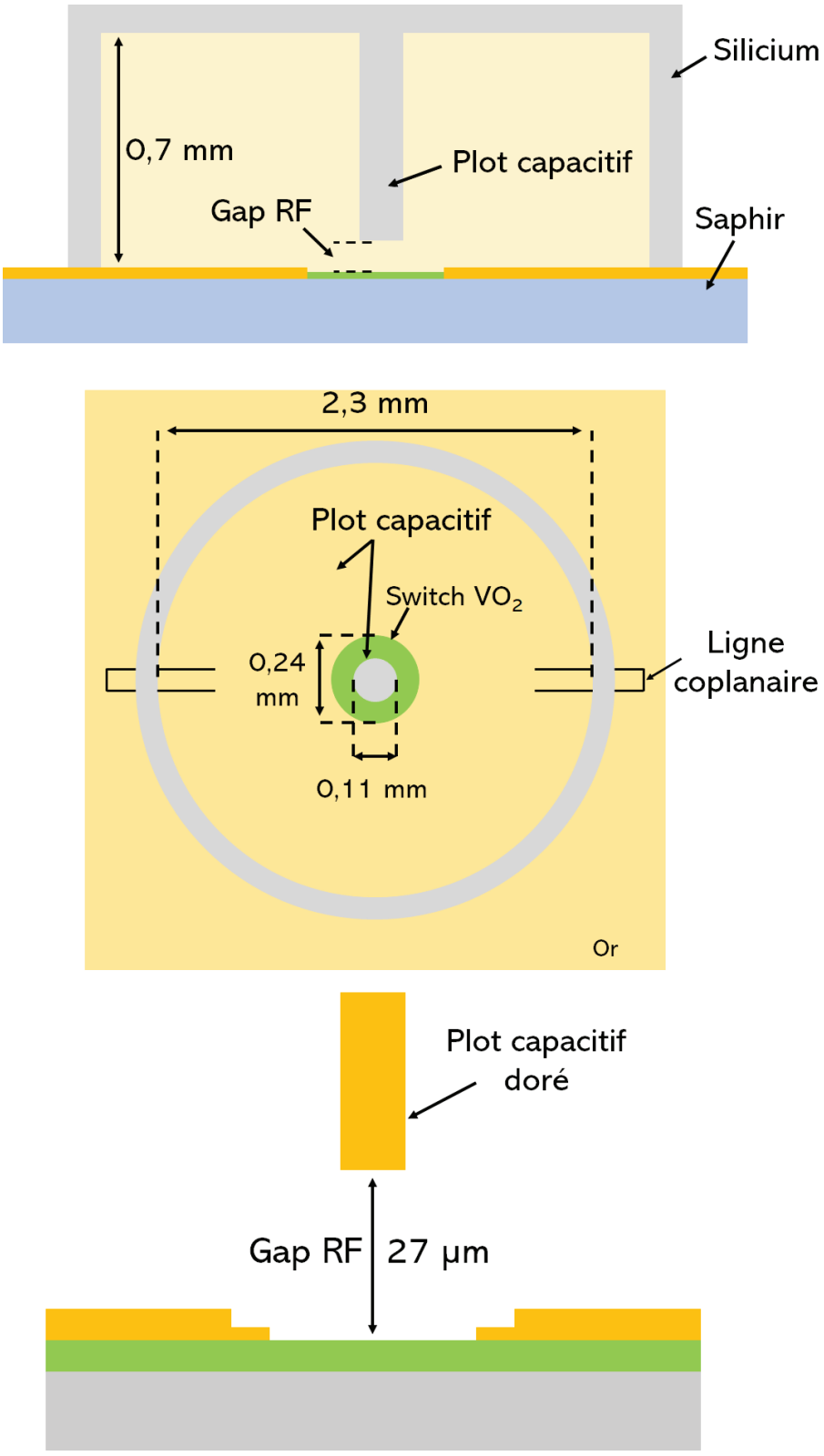


Figure IV.22 : Dimensions du résonateur en silicium

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.2.c. Résultats de simulation

Les résultats de simulation démontrent une plage d'accord allant de 59,51 GHz à 60,63 GHz pour un Q_0 compris entre 191 et 410 respectivement à l'état métallique et isolant. Les résultats de simulations sont présentés Figure IV.23.

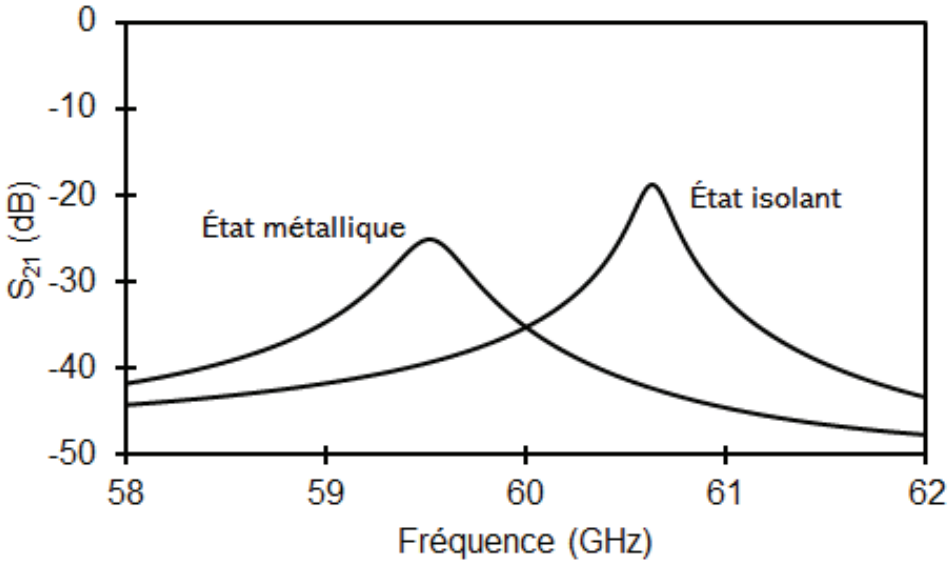


Figure IV.23 : Résultats de simulation du résonateur à cavités silicium

III.2.d. Présentation du filtre

Un filtre 2 pôles accordable a été conçu sur le modèle du résonateur venant d'être décrit et il est présenté Figure IV.24. Des simulations ont été menées à l'aide d'HFSS afin d'obtenir les paramètres-S du filtre. Les résultats sont exposés Figure IV.25. Le filtre simulé présente une plage d'accord allant de 59,16 GHz à 60,18 GHz pour un bande fractionnaire comprise entre 2,5% à 2,6%. Les pertes vont de 4,1 dB à 2,93 dB et l'adaptation est meilleure que 20 dB.

III.2.e. Bilan des filtres accordables en silicium

Les filtres à cavités silicium représentent une excellente alternative aux filtres à cavités métalliques. Ils ont l'avantage d'être très compactes et présentent un coût relativement faible. L'usinage de cavité silicium garantie la réalisation de filtre de très petites dimensions pour les bandes de fréquence élevées telles que les bande V et W, inaccessibles à des cavités usinées à l'aide de machines-outils conventionnelles. De plus, l'utilisation de 2 niveaux de masques pourrait permettre de contrôler très précisément le gap RF. Ce type de filtre accordable permet en outre d'atteindre des Q_0 élevés.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

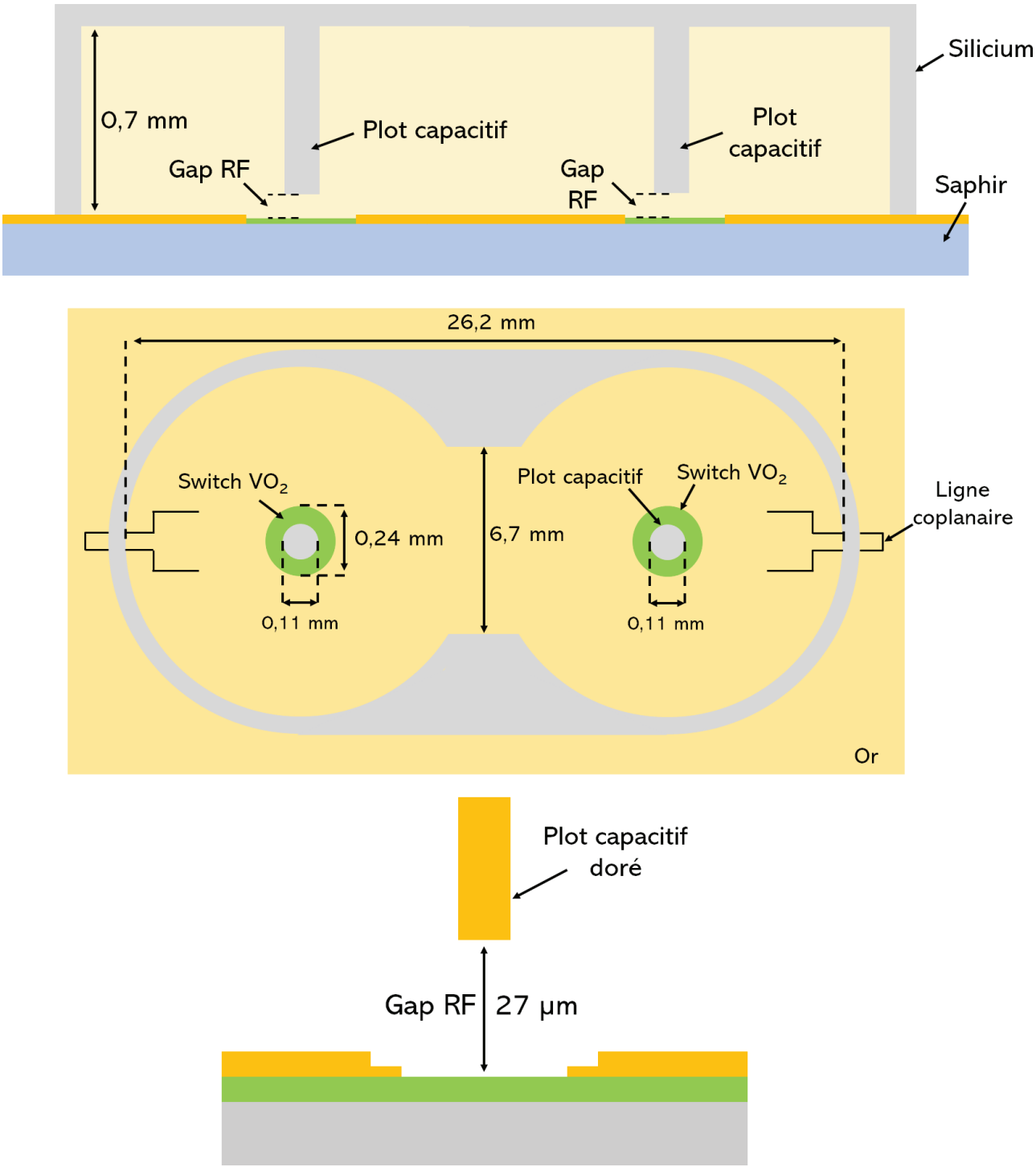


Figure IV.24 : Dimensions du filtre 2 pôles à cavité silicium

Licence CC BY-NC-ND 3.0

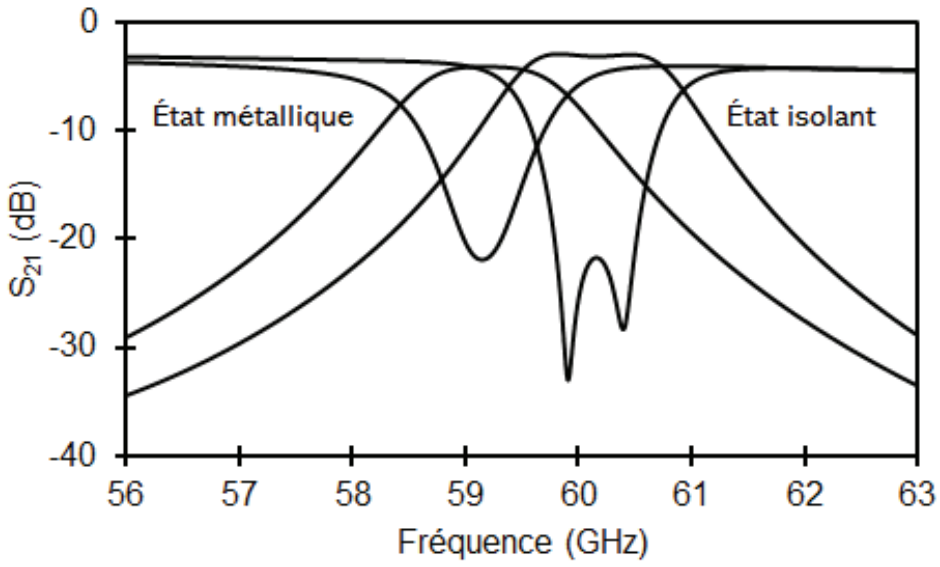


Figure IV.25 : Résultats de simulation du filtre 2 pôles à cavités silicium

IV. Conclusion

Tous les dispositifs présentés lors de ce chapitre n'ont été que simulés. Cependant ils sont autant de pistes qui pourraient être explorées lors de futurs travaux de recherches. Les résonateurs et filtres présentés durant les chapitres II et III ont pour principal défaut le report indispensable d'une cavité métallique usinées à l'aide de machines-outils. Cette méthode d'usinage ne permet pas d'atteindre une précision de fabrication optimale, notamment concernant le gap RF. De plus, le report des cavités sur les substrats ne permet pas la fabrication de multiples éléments d'accord, sur un wafer séparé puis assemblés séparément sur les filtres.

Dans la partie consacrée aux filtres SIW, nous avons proposé de fabriquer plusieurs éléments d'accord sur une même plaque. Ces éléments d'accord pourraient ensuite être découpés puis reportés dans des cavités SIW par exemple. Cela permettrait de résoudre le problème lié à l'optimisation de la fabrication des composants.

Nous avons ensuite présenté la possibilité d'usiner les cavités en salle blanche à l'aide d'une étape de gravure sèche de substrats de silicium. Cette méthode permet de maitriser avec une grande précision les dimensions de la cavité et notamment du gap RF. De plus, cela permettrait de développer des dispositifs pour des fréquences très élevées, supérieurs à 50 GHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Conclusion générale

Les exigences concernant l'encombrement des charges utiles ainsi que la demande en termes de débit de des communications permettent d'envisager l'introduction d'agilité en fréquence des circuits microondes. Dans de nombreux composants hyperfréquences, la possibilité d'introduire une agilité en fréquence permettrait une miniaturisation des systèmes, mais cette possibilité engendre de nombreux défis technologiques.

Par exemple, les filtres à faibles pertes d'insertion et à grande sélectivité voient leurs performances diminuer lorsque des éléments d'accord sont introduits. Le travail de cette thèse a été consacré à l'étude de systèmes d'accord électroniques, qui ne dégradent que très peu les performances de filtres à bande étroite. Ainsi les travaux présentés dans ce manuscrit pourraient être appliqués à la réalisation de filtres accordables fort Q_0 pour les applications de communications par satellites.

Le premier chapitre du manuscrit a été dédié à l'état de l'art des filtres planaires et volumiques à fréquence fixe ainsi que les filtres planaires et volumiques accordables en fréquence. Ces derniers pourraient permettre de remplacer les filtres à cavités métalliques à fréquence de résonance fixes très utilisés dans les charges utiles de satellite.

Nous avons ensuite mis en lumière les excellentes performances électriques des composants MEMS-RF. Ces nombreux atouts en font d'excellents candidats pour la réalisation de filtres accordables. En effet, il existe dans la littérature de nombreux exemples qui montrent l'utilité des technologies MEMS-RF pour les dispositifs reconfigurables. Nous avons procédé à la présentation de l'état de l'art des filtres accordables à MEMS-RF. Ces filtres pourraient permettre l'allégement et la miniaturisation des systèmes de télécommunications actuels.

Cependant cet état de l'art a démontré que malgré l'utilisation de MEMS-RF en tant qu'élément d'accord, il était important qu'ils intégrés dans des filtres volumiques afin d'obtenir des Q_0 supérieurs à 1000, qui sont couramment utilisés dans des filtres de systèmes de communications spatiales.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la conception et la fabrication d'un résonateur et d'un filtre accordable à capacité variable par pas (DTC) MEMS-RF en bande Ku. Ces composants se présentent sous la forme de cavités montées en surface de silice fondue.

Les cavités présentent un plot capacitif chargé au centre par un DTC MEMS-RF. L'actionnement du DTC provoque un changement de capacité et donc un décalage de la fréquence de résonance. Une étude a été menée afin d'optimiser la géométrie des poutres MEMS-RF, notamment pour les stabiliser en température, et permettre leur assemblage sur le circuit final. Nous avons montré qu'il était possible d'obtenir des dispositifs présentant un Q_0 supérieur à 1000 sur une bande supérieure à 1 GHz. Les dispositifs présentés permettent de satisfaire au cahier des charges défini pour ces travaux tant en termes de performances électromagnétiques qu'en encombrement. Cependant il ne faut pas oublier que les MEMS-RF restent sensibles aux vibrations et peuvent souffrir d'un procédé de fabrication assez complexe. De plus, la fabrication du filtre a mis en lumière qu'il était indispensable de contrôler le gap RF dans chaque cavité de façon très précise afin que le dispositif fonctionne correctement.

Le troisième chapitre a été consacré à la réalisation d'un résonateur et d'un filtre rendus accordables à l'aide de films minces de Dioxyde de Vanadium (VO_2) à transition de phase. En effet, ces matériaux présentent un transition entre un état isolant et métallique qu'il est possible de provoquer à l'aide d'un stimulus thermique.

Les filtres et résonateurs réalisés grâce à cette technique sont basés sur ceux du chapitre II. Il s'agit de cavités munies d'un plot capacitif placé en regard de switches de dioxyde

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de vanadium. Là encore, les dispositifs ont démontré l'obtention de fort Q_0 sur une plage d'accord supérieur à 1 GHz. La forme des cavités a été optimisée afin de limiter les problèmes d'usinage évoqués dans le chapitre II.

Ces dispositifs, basés sur un système d'accord non mécanique, sont parfaitement insensibles aux vibrations ce qui représente un atout indéniable comparé aux MEMS-RF. Cependant, la transition d'un état isolant à un état métallique, qu'elle soit thermique, électrique ou encore optique, doit être maintenue en continu puisque le VO_2 n'est pas bistable. Cela a pour conséquence d'augmenter considérablement la consommation d'énergie du dispositif final, ce qui représente un désavantage par rapport à l'utilisation de composant MEMS-RF.

Dans le chapitre IV, nous avons étudié des pistes permettant de pallier les problèmes liés au report de cavités dont l'usinage est imprécis, mais également aux coûts de fabrication des éléments d'accord. Dans un premier temps nous avons montré qu'il était possible de fabriquer des éléments d'accord en série et de les insérer dans des cavités usinées à l'intérieur de circuits imprimés ce qui permettrait l'obtention de filtres reproductibles bas coût. Dans un second temps, nous avons évoqué l'usinage de cavité silicium en salle blanche, permettant d'atteindre une excellente précision d'usinage. Tous ces dispositifs ont été simulés et garantissent l'obtention de fort Q_0 sur de large plage d'accord. Nous avons finalement émis l'hypothèse d'utiliser la micro-fabrication additive dans le but de fabriquer éléments d'accord et cavités, intégralement en salle blanche, permettant d'éviter tout report de cavité mais également d'atteindre une très bonne précision de fabrication. Cependant, la hauteur de cavité est limitée par le nombre de couches sacrificielles qu'il est possible d'empiler, limitant le Q_0 des dispositifs.

En résumé, durant ces travaux de thèse, nous avons réalisé des dispositifs à partir de différentes technologies d'accord. Dans un premier temps, les MEMS-RF ont permis l'obtention de filtres large bande à fort Q_0. Cependant ces filtres peuvent s'avérer sensibles aux vibrations du fait de l'utilisation de membranes mobiles. De plus la fabrication du MEMS-RF nécessite la mise en œuvre de nombreuses étapes de fabrication.

Dans un second temps, nous avons réalisé des filtres dans lesquels des patchs de dioxyde de vanadium sont situés en lieu et place des composants MEMS-RF. Cela garanti une immunité aux vibrations. Cependant la mise en œuvre de cette technique nécessite l'utilisation de systèmes de régulation de la température (chauffage et refroidissement) encombrants et consommateurs d'énergie.

Quelle que soit la technologie utilisée, les topologies de filtres que nous avons utilisées nécessitent le report d'une cavité métallique sur un substrat, et la fréquence de résonance finale dépend fortement du gap RF de la cavité par rapport au substrat. Le contrôle de ce gap rend les réalisations difficiles et il pourrait être intéressant de travailler sur des topologies intrinsèquement moins sensibles à ce gap.

Par exemple, nous avons amorcé des travaux sur la réalisation de filtres à cavité usinées dans une carte électronique de type PCB. Cela permettrait d'obtenir un dispositif présentant un très faible encombrement ainsi qu'une fabrication simplifiée tout en permettant un contrôle plus efficace du gap RF, le tout pour un coût plus faible.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Liste des publications

M.Agaty, P.Blondy, « Ku Band High-Q Tunable Surface-Mounted Cavity Resonator Using RF MEMS Fixed-Fixed Beams », *Workshop on Microwave Technology and Techniques (MTT)*, Noordwijk, The Netherlands, April 2017

M.Agaty, C.Dalmay, P.Blondy « Cavité résonante fort Q accordable à base de MEMS RF montée en surface en bande Ku », *Journée Nationale des Micro-ondes*, Saint-Malo, France, Mai 2017

M.Agaty, C.Dalmay, P.Blondy « High-Q Tunable Surface-Mounted Cavity Resonator Using RF MEMS Fixed-Fixed Beams », *IMWS-AMP 2017*, Pavia, Italy, Sept 2017

M.Agaty, A. Crunteanu, C.Dalmay, P.Blondy « Ku Band High-Q Switchable Cavity Filter using Vanadium Dioxide (VO2) Microwave Disk-Shaped Switch » *EuMC 2018*, Madrid, Spain, Sept 2018

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références Bibliographiques

[1] J. Verne, « De la terre à la lune ». Collection Hetzel.

[2] N. Brady, « The geostationary orbit and satellite communications : concepts older than commonly supposed », IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 38, no. 4, pp. 1408-1409, Oct 2002.

[3] H. Noordung, « The problem of space travel : The rocket motor ». DIANE Publishing, 1995.

[4] M. Votaw, « The early bird project », IEEE Transactions on Communication Technology, vol. 14, no. 4, pp. 507-511, August 1966.

[5]http://www.esa.int/Our_Activities/Telecommunications_Integrated_Applications/Alphasat/Aldo_Paraboni_Q_V_Band_Payload. [Accès le 13 07 2017].

[6] Rapport sur l'industrie satellitaire 2017, https://www.sia.org/wp-content/uploads/2017/10/SIA-SSIR-2017-full-2017-10-05-update.pdf

[7] R. VanderMeulen, « High Capacity Satellite Communications - Cost-Effective Bandwidth Technology » chez *Space Symposium*, 2015

[8] Article du Guardian paru le 02/07/2017 « Facebook drone that could bring global internet access completes test flight », https://www.theguardian.com/technology/2017/jul/02/facebook-drone-aquila-internet-test-flight-arizona

[9] https://x.company/intl/fr_fr/loon/technology/

[10] Article de l'Usine Nouvelle paru le 27/06/2017 « Avec la constellation Oneweb, les satellites seront produits à la chaîne », https://www.usinenouvelle.com/article/avec-la-constellation-oneweb-les-satellites-seront-produits-a-la-chaine.N558888

[11] Article de CENT paru le 21/03/2018 « How SpaceX plans to bring speedy broadband to the whole world », https://www.cnet.com/news/how-spacex-brings-starlink-broadband-satellite-internet-to-low-earth-orbit/

[12] I. Hunter, R. Ranson, A. Guyette and A. Abunjaileh, "Microwave filter design from a systems perspective," *IEEE Microwave Magazine,* vol. 8, no. 5, pp. 71-77, 2007.

[13] T. Paillot, P. Blondy, D. Cros, P. Guilon "A novel compact coplanar filter" *IEEE, MTT-S Digest, CD-Rom, pp.1793-1796, 2002*

[14] Chen, D. Cheng, C.H., « Coplanar waveguide bandpass filter using quarter-wavelength resonators », Electronics Letters,Volume 43, Issue 9, April 26 2007 Page(s):526 - 527

[15] J.K. Richardson Gap spacing for end-coupled and side-coupled strip-line filters (correspondence). IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol15, n°6, juin1967, pp380-382.

[16] K.S. Yeo, M.J Lancaster et J.S Hong, «*The Design of Microstrip Six pole quasi Elliptic Filter with Linear Phase Response using Extracted Pole Technique*», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.4, n°2, Février 2001

[17] S.B. Cohn Parallel coupled transmission-line-resonator filters. IRE Tansactions on Microwave Teory and Tchniques, avril 1958, pp223-231.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[18] K. Ma, K.S. Yeo, J. Ma, M.A. Do « An ultra-compact hairpin band-pass filter with additional zero points ». IEEE Microwave and wireless components letters, vol 7, pp 262-264, avril 2007.

[19] P. Jarry, J. Beneat, «*Design and Realizations of Miniaturized Fractal Microwave and RF Filters*», Wiley Edition, Novembre 2009.

[20] G.L. Matthaei Interdigital band-pass filters. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp 479-491, novembre 1962.

[21] R.J. Wenzel « Exact theory of interdigital related coupled band-pass structures ». IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol13, n°5, septembre 1965.

[22] T. M. Vu, G. Prigent, L. Mazenq, L. Bary, A. Rumeau, R. Plana, «Design of Bandpass Filter in W-Band on a Silicon Membrane» IEEE Asia Pacific Microwave Conference , Décembre 2008

[23] J.R. Lee, J.H. Cho, S.W. Yun, « New compact bandpass filter using microstrip λ/4 resonators with open stub inerter ». IEEE Microwave and guided wave letters, vol 10, n°12, décembre 2000.

[24] G.L. Matthaei Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures McGraw-Hill book company, 1964.

[25] M.S. Renedo, J.I. Alonso « High- selectivity tunable planar combline filter with source/load-multiresonator coupling ». IEEE Microwave and Wireless components letter, vol 7, pp 513-515, 2005

[26] A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, J.-F. Favennec, « Synthesis of dual behavior resonator (DBR) filters with integrated low-pass structures for spurious responses suppression ». IEEE Microwave and Wireless components letter, vol 16, n°1 pp 4-6, janvier 2006.

[27] M. Chatras, P. Blondy, D. Cros, O. Vendier, C. Devron et J. Cazaux, «Narrow Band Micro- Machined Band Pass Filter and a Surface-Mountable Topology,» *33rd European Microwave Conference,* October 2003.

[28] M. Chatras, «Filtres micro-usinés à bande étroite pour les applications spatiales,» *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges,* Décembre 2003.

[29] L. Rigaudeau, P. Ferrand, D. Baillargeat, S. Bila, S. Verdeyme, M. Lahti, T. Jaakola, « LTCC 3-D resonators applied to the design of very compact filters for Q-band applications ». IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol54, n°6, juin 2006, pp2620-2627.

[30] Y.-C. Lin, H.-H. Huang, T.-S Horng, « Synthesis of LTCC multi-band bandpass filter using reflection and transmission zeros ». IEEE MTT-S Intenational Microwave Symposium (IMS), juin 2014, pp 1-4

[31] C.-L. Tsai, Y.-S. Lin, « compact balanced combline band pass filters with two independently controllable transmission zero in LTCC ». Asia-Pacific Microwave Conference, 2010, pp 255-258

[32] O. Mortada, « Conception et réalisation de micro-résonateurs piézoélectique sur substrat Silicium sur isolant » *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges,* Octobre 2016.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[33] B. A. Belayev, K. V. Lemberg et A. M. Serzhantov, «An X-band magnetically tunable bandpass filter based on novel waveguide cavity resonator,» chez *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, New Delhi, Inde, 2016.

[34] N. Boutheiller, P. Jarry, E. Kerherve, J.-M. Pham et S. Vigneron. « A two zero fourth order microwave waveguide filter using a simple rectangular quadruple-mode cavity ». IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol3, 2002, pp1777-1780.

[35] S. Feng, S. Wong, L. Zhu et Q. Chu, «A Triple-mode Wideband Bandpass Filter Using Single Rectangular Waveguide Cavity,» *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,* vol. 27, n°12, pp. 117-119, 2017.

[36] P.R. Karmel, «*TE011 mode sectorial circular cylindrical cavities filters*», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.28, n°7, pp.695-699, Juillet 1980.

[37] W. Hauth, D. Schmitt et M. Guglielmi, «Accurate modelling of narrow-band filters for satellite communications,» chez *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.*, Boston, MA, USA, 2000.

[38] L. Pelliccia, F. Cacciamani, C. Tomassoni, R. Sorrentino, «*Ultra-compact Filters using TM Dual-Mode Dielectric-Loaded Cavities with Asymmetric Transmission Zeros*», International Microwave Symposium, Montréal, 2012.

[39] J. Li, Y. Zhan, W. Qin, Y. Wu et J. Chen, «Differential Dielectrique Resonator Filters,» *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology,* vol. 7, n° %14, pp. 637-645, 2017.

[40] R. Vahldieck et W.J.R. Hoefer « Finline and metal insert filters with improved passband separation and increased stopband attenuation ». IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol33, n°, décembre 1985, pp1333-1339.

[41] F. Alessandri, M. Comparini, F. Vitulli, «*Low loss in rectangular waveguide with rigorous control of spurious responses through a smart modal filter*», IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium, Cd-Rom, 2001.

[42] L. Ma, J. Zhuang, J. Zhou, « A cross-coupled substrate integrated waveguide filter for 28 GHz millimeter wave communication », IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2016 pp 814-817.

[43] S. Sirci, F. Gentili, J. D. Martinez, V. E. Boria, R. Sorrentino, « Quasi-elliptic filter based on SIW combline resonators using a coplanar line cross-coupling », IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2015 pp 1-4

[44] W.-Q. Jia, H.-X. Yu, « A 27.5-29 GHz SIW cross-coupling filter in LTCC ». IET International Radar Conference, 2015, pp 1-4.

[45] C. Ernst, P. Angeletti, F. De Paolis, « needs for bandwith reconfigaurable filter networks for space application », International Communication Satellite Systems Conference (ICSSC, 14-17 octobre, Florence, Italie

[46] D. Hoag, J. Brogle, T. Boles, D. Curcio, D. Russell, " Heterojunction PIN diode switch," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 255-258, June 2003.
[47] C. Lugo, J. Papapolymerou, « Six-state reconfiguable filter structure for antenna based systems », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, pp. 479-483, February 2006.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[48] F. Mohammed, M.F. Bain, F.H. Ruddell, D. Linton, H.S. Gamble, V.F. Fusco, « A novel silicon Schottky diode for NLTL applications », IEEE transaction on Electron Devices, vol. 52, pp. 1384-1391, July 2005.

[49] R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, G. M. Rebeiz, “Compact 2-Pole and 4-Pole 2.4-2.8 GHz Dual-Mode Tunable Filters”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT),
pp. 1480-1483, 2010.

[50] S. Courreges, Y. Li, Z. Zhao, K. Choi, A. Hunt, J. Papapolymerou, « A low loss X-band quas-elliptic ferroelectric tunable filter », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, pp. 203-205, Avril 2009

[51] M.A. Kunes, G.G. Connor, « A diqitally controlled tunable high power output filter for space aplication », 19th European Microwave Conference, pp. 681-686, septembre 1989.

[52] B. Yassini, M. Yu, B. Keats, « A Ka-band planar TE_{011} mode cavity tunable filter using a mode-splitter ring », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1-3, Juin 2012.

[53] N. Jolly, « Filtres accordables volumiques à fort facteurs de qualité pour des applications spatiales » *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges,* Novembre 2015.

[54] A. Anand, J. Small, D. Peroulis, L. Xiaoguang, « Theory and design of octave tunable filters with lumped tuning elements », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, n°12, pp 4353, 4364, Decembre 2013.

[55] M. D. Hickle, D. Peroulis, « a widely- tunable substrate integrated balun filter », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 274-277, Juin 2017.

[56] H. Nathanson, W. Newell, R. Wickstrom, and J. D. Jr., « A resonant-gate transistor », IEEE Transactions. Electron Devices, vol. 14, n°. 3, pp. 117-133, Mars 1967.

[57] K. Petersen, « Micromechanical membrane switches on silicon », JBM Journal of Research and Development, vol. 23, pp. 376-385, Juillet 1979.

[58] C. Goldsmith, T. Lin, B. Powers, R. Wen, B. Norvell, « Micromechanical membrane switches for microwave applications » IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 91-94, Mai 1995.

[59] G. M. Rebeiz, « RF MEMS Theory, Design, and Technology ». New Jersey, J.Wiley & Sons, 2003.

[60] N. E. McGruer, G. G. Adams, L. Chen, Z. J. Guo, et Y. Du, « Mechanical, Thermal, and Material Influences on Ohmic-Contact-Type MEMS Switch Operation », in *19th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2006. MEMS 2006 Istanbul*, 2006, p. 230-233.

[61] F. Roubeau, « Etude du packaging des MEMS-RF » *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges,* Mai 2016.

[62] www.menlomicro.com/uploads/7/8/8/9/78891034/menlo_mm3100_datasheet.pdf

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[63] A. H. Zahr, L.-Y. Zhang, C. Dorion, A. Deveautour, A. Beneteau, R. Stefanini, P. Blondy, F. Courtade, K. Kiryukhina, F. Pressecq, « long-term actuation demonstartion of RF-MEMS switches for space applications », Symposium on design, test, integration and packaging of MEMS and MOEMS (DTIP), pp. 1-4, Rome, Mai 2018.

[64] www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adgm1304.pdf

[65] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, M. Eberly, " RF power handling of capacitve RF MEMS devices", IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, pp 329-332, August 2002.

[66] C. L. Goldsmith, D. I. Forehand, Z. Peng, J. C. M.. Hwang, J. L. Ebel, « High-cycle life testing of RF-MEMS switches », IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest (MTT), pp 1805-1808, 2007.

[67] K. Nadaud, F. Roubeau, A. Pothier, P. Blondy, L.-Y. Zhang, R. Stefanin, « Compact thin-film packaged RF-MEMS switched capacitors », IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, pp 1-4, 2016.

[68] P. Blondy et D. Peroulis, « Handling RF Power: The Latest Advances in RF-MEMS Tunable Filters », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 14, no 1, p. 24-38, janv. 2013.

[69] « Cavendish Kinetics : Home ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.cavendish-kinetics.com/.

[70] M. El-Tanani, G. M. Rebeiz, "High performance 1.5-2.5 GHz RF MEMS tunable filter for wireless applications, " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 58, No.6, pp. 1629-1637, June 2010.

[71] G. Chaabane, A. Pothier, M. Chatras, C. Guines, V. Madrangeas, P. Blondy, « A 2-pole RF-MEMS tunable bandpass filter for high power applications » 44th European Microwave Conference, pp. 343-346, Octobre 2014, Italie.

[72] C. H. Ko, K. M. J. Ho, R. Gaddi, et G. M. Rebeiz, « A 1.5 -2.4 GHz tunable 4-pole filter using commercial high-reliability 5-bit RF MEMS capacitors », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS), p. 1-4. 2013.

[73] G.M. Rebeiz, K. Entesari, I. Reines, S. Park, M. El-Tanani, A. Grichener, A. Brown, " Tuning into RF MEMS", IEEE Microwave Magazine, Vol. 10, No. 6, pp.55-72, October 2009.

[74] L Pelliccia, F. Cacciamani, R. Sorrentino, P. Farinelli, P. Ligander, O. Persson, « High-Q MEMS-tunable waveguide filters in K-band », 42nd European Microwave Conference, pp. 273-276, 2012.

[75] Z. Yang, D. Peroulis, « A 23-35 GHz MEMS tunable all-silicon cavity filter with stability characterisation up 140 million cycles », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS), p. 1-4. 2014.

[76] I. C. Reines, « Stress-tolerant and temperature-stable RF MEMS capacitive switches and tunable filters » *Thèse de doctorat de l'Université de San Diego,* 2010.

[77] Z. A. Yang, D. Peroulis , « A 23-35 GHz MEMS Tunable All-Silicon Cavity Filter with Stability Characterization up to 140 Million Cycles » IEEE MTT-S Int, Microwave Symp. Digest, pp. 1-4, 1-6 June 2014.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[78] Z. A. Yang, D. Psychogiou, D. Peroulis, « Design and Optimization of Tunable Silicon-Integrated Evanescent-Mode Bandpass Filters », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.

[79] T. M. Rice D. B. McWhan, «Metal-insulator Transition in Transition Metal Oxides», IBM J. Res. Dev., vol. 14, no 3, p. 251-257, 1970.

[80] D. Adler, «Mechanisms for Metal-Nonmental Transitions in Transition-Metal Oxides and Sulfides», Rev. Mod. Phys., vol. 40, no 4, p. 714-736, 1968.

[81] Z. Yang, C. Ko, et S. Ramanathan, «Oxide Electronics Utilizing Ultrafast Metal-Insulator transitions», Annu. Rev. Mater. Res., vol. 41, no 1, p. 337-367, 2011

[82] F. J. Morin, «Oxides Which Show a Metal-to-Insulator Transition at the Neel Temperature», Phys. Rev. Lett., vol. 3, no 1, p. 34-36, 1959.

[83] A. Cavalleri, C. Tóth, C. W. Siders, J. A. Squier, F. Ráksi, P. Forget, J. C. Kieffer, «Femtosecond Structural Dynamics in VO2 during an Ultrafast Solid-Solid Phase Transition», Phys. Rev. Lett., vol. 87, no 23, p. 237401, 2001.

[84] Y. W. Lee, B.-J. Kim, S. Choi, H.-T. Kim, G. Kim, «Photo-assisted electrical gating in a two-terminal device based on vanadium dioxide thin film», Opt. Express, vol. 15, no 19, p. 12108, 2007.

[85] G. Stefanovich, A. Pergament, D. Stefanovich, «Electrical switching and Mott transition in VO2», J. Phys. Condens. Matter, vol. 12, no 41, p. 8837, 2000.

[86] C. Chen, R. Wang, L. Shang, C. Guo, «Gate-field-induced phase transitions in VO2 : Monoclinic metal phase separation and switchable infrared reflections», Appl. Phys. Lett., vol. 93, no 17, p. 171101, 2008.

[87] J. Sakai M. Kurisu, «Effect of pressure on the electric-field-induced resistance switching of VO2 planar-type junctions», Phys. Rev. B, vol. 78, no 3, p. 033106, 2008.

[88] S. Hormoz S. Ramanathan, «Limits on vanadium oxide Mott metal–insulator transition field-effect transistors», Solid-State Electron., vol. 54, no 6, p. 654-659, 2010.

[89] J. Leroy, A. Crunteanu, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Champeaux, J.-C. Orlianges, «High-speed metal-insulator transition in vanadium dioxide films induced by an electrical pulsed voltage over nano-gap electrodes», Appl. Phys. Lett., vol. 100, no 21, p. 213507, 2012.

[90] A. Zylbersztejn N. F. Mott, «Metal-insulator transition in vanadium dioxide», Phys. Rev. B, vol. 11, no 11, p. 4383-4395, 1975.

[91] A. Mennai, « Conception et réalisation de commutateurs RF à base de matériaux à transistion de phase (PTM) et à changement de phase (PCM) » *Thèse de doctorat de l'Université de Limoges,* Mars 2016.

[92] N. Sepúlveda, A. Rúa, R. Cabrera, F. Fernández, «Young's modulus of VO2 thin films as a function of temperature including insulator-to-metal transition regime», Appl. Phys. Lett., vol. 92, no 19, p.191913, 2008.

[93] N. F. Mott, «Metal-Insulator Transition», Rev. Mod. Phys., vol. 40, no 4, p. 677-683, 1968.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[94] R. E. Peierls, Quantum Theory of Solids, p 229. Oxford, UK Clarendon Press, 1956.

[95] B.-G. Chae, H.-T. Kim, D.-H. Youn, K.-Y. Kang, «Abrupt metal–insulator transition observed in VO2 thin films induced by a switching voltage pulse», Phys. B Condens. Matter, vol. 369, no 1-4, p. 76-80, 2005.

[96] G. Seo, B.-J. Kim, C. Ko, Y. Cui, Y. W. Lee, J.-H. Shin, S. Ramanathan, H.-T. Kim, «Voltage-Pulse-Induced Switching Dynamics in Thin-Film Devices on Silicon», Electron Device Lett. IEEE, vol. 32, no 11, p. 1582–1584, 2011.

[97] A. Crunteanu, F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Pothier, P. Blondy, «microwave switching functions using reversible metal-insulator transition (MIT) in VO_2 thin films», European Microwave Conference, pp. 12-15, 2007.

[98] D. Bouyge, A. Crunteanu, J.-C. Orlianges, D. Passerieux, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Velez, J. Bonache, F. Martin, P. Blondy, « Reconfigurable bandpass filter based on split ring resonators and vanadium dioxide (VO_2) microwave switches », Asia Pacific Microwave, p 2332-2335, 2009.

[99] J. Givernaud, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Pothier, P. Blondy, A. Crunteanu, « Tunable band stop filters based on metal-insulator transition in vanadium dioxide thin films », IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, pp. 1103-1106, 2008.

[100] L. L. Fan, Y. F. Wu, C. Si, G. Q. Pan, C. W. Zou, Z. Y. Wu, « Synchrotron radiation study of VO2 crystal film epitaxial growth on sapphire substrate with intrinsic multi-domains», Appl. Phys. Lett., vol. 102, no 1, p. 011604, 2013.

[101] V. Théry, A. Boulle, A. Crunteanu, J. C. Orlianges, A. Beaumont, R. Mayet, A. Mennai, F. Cosset, A. Bessaudou, M. Fabert, « Structural and electrical properties of large area epitaxial VO2 films grown by electron beam evaporation », *Journal of Applied Physics*, 121, 055303, 2017

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Résumé

Nouvelles Technologies pour les Filtres Hyperfréquences Accordables

Les travaux réalisés lors de cette thèse ont pour objectif la fabrication de filtres accordables fort Q_0. Pour cela nous nous sommes naturellement orienté vers des structures volumiques puisque elles permettent l'obtention de Q_0 important. Nous avons également utilisé des éléments d'accord permettant de maximiser ce Q_0, tels que des MEMS-RF ou bien encore des Matériaux à Transition de Phase (PTM) comme le dioxyde de vanadium. Nous avons démontré lors de notre étude que ces dispositifs garantissaient de Q_0 supérieur à 1000 sur une large plage d'accord.

Mots clés : MEMS-RF, filtre à cavité, dioxyde de vanadium

Novel Technologies for Microwave Tunable Filters

This work is based on the fabrication of High-Q tunable filters. We looked at cavity filters since they allow us to achieve a high Q_0. We also used RF-MEMS or vandium Dioxyde as tuning elements. Since they provide a high-Q tuning. We have demonstrated a Q_0 better than one thousand over a wide tunin range

Key words : RF-MEMS, cavity filter, vanadium dioxyde

Licence CC BY-NC-ND 3.0