



Etude de commutateurs hyperfréquences bistables à base des matériaux à changement de phase (PCM)

Ahmad Hariri

► To cite this version:

Ahmad Hariri. Etude de commutateurs hyperfréquences bistables à base des matériaux à changement de phase (PCM). Electronique. Université de Limoges, 2019. Français. NNT : 2019LIMO0013 . tel-02096185

HAL Id: tel-02096185

<https://theses.hal.science/tel-02096185>

Submitted on 11 Apr 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.



Université de Limoges

École Doctoral Sciences et ingénierie pour l'information, Mathématiques (ED 521)

XLIM-Axe RF-ELITE

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Electronique des Hautes Fréquences, Photoniques et systèmes

Présentée et soutenue par

Ahmad HARIRI

Le 11 mars 2019

Etude de commutateurs hyperfréquences bistables à base des matériaux à changement de phase (PCM)

Thèse dirigée par Pierre BLONDY et Aurelian CRUNTEANU

JURY :

Président du jury

M. Dominique CROS, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Cedric QUENDO, Professeur, Université de Bretagne Occidentale

M. Jorge PEREZ, Professeur, Université Polytechnique de Valence

Examineurs

M. Francis PRESSECQ, Ingénieur, CNES Toulouse

M. Olivier VENDIER, Ingénieur, Thales Alenia Space Toulouse

M. Aurelian CRUNTEANU, Xlim, Chargé de Recherche au CNRS

M. Pierre BLONDY, Professeur, Université de Limoges





*A mon père, à ma mère,
A mes sœurs, à mon frère*



Remerciements

Ces travaux sont nés d'une collaboration entre l'institut XLIM, le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) et Thales Alenia Space de Toulouse.

Ce travail de thèse a été effectué au sein de l'axe RF-ELITE (RF et Electronique Imprimée pour Télécom et Energie) de l'Institut de Recherche XLIM et a été dirigé par Monsieur **Pierre BLONDY**, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur **Aurelian CRUNTEANU**, Chargé de Recherche CNRS.

Je tiens dans un premier temps à remercier Monsieur **Dominique BAILLARGEAT**, directeur du laboratoire XLIM et Monsieur **Bernard JARRY**, directeur de l'école doctorale qui m'ont permis de mener mes travaux au sein du laboratoire ainsi que Monsieur le Professeur **Bernard RATIER**, responsable du l'axe RF-ELITE, pour m'avoir accueilli au sein du l'axe RF-ELITE.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur **Dominique CROS**, Professeur à l'Université de Limoges, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie également Monsieur **Cédric QUENDO** Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale, et Monsieur **Jorge Daniel MARTINEZ PEREZ**, Professeur à l'Université Polytechnique de Valence, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je remercie le CNES et Thales Alenia Space pour avoir cofinancé mes travaux de recherche. Merci à Monsieur **Francis PRESSECQ**, chargé de suivre l'avancement de cette thèse pour le CNES, et Olivier VENDIER pour avoir suivi mon avancement pour Thales Alenia Space.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur **Pierre BLONDY**, Professeur de l'Université de Limoges, et Monsieur **Aurelian CRUNTEANU**, Chargé de Recherche CNRS, qui ont dirigé cette thèse. Je suis reconnaissant pour leur aide, leur disponibilité, leur sympathie et surtout leur soutien dans les moments les plus difficiles.

Je souhaite également remercier **Madame Marie-Laure GUILLAT**, pour sa gentillesse sa disponibilité et son aide dans toutes les tâches administratives.

J'adresse mes plus vifs remerciements aux membres du laboratoire et tous les doctorants que j'ai eu la chance de rencontrer au cours de cette thèse, pour leurs conseils, leurs soutiens et leur bonne humeur.



Et bien sûr, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes amis de Limoges : **Ali EL HAJJ, Mohamad MAJED, Karim YAZBECK, Ali DIA, Youssef SBEITY, Ahmad CHAMI...**

Un grand merci à mes chers parents Mohamad et Fatima qui, malgré la distance qui nous sépare, m'ont toujours soutenu pour mener à bien cette thèse. Sans votre amour inconditionnel, je ne serais pas arrivé là où je suis aujourd'hui même si le chemin à parcourir est encore très long. J'adresse un sincère remerciement à mon frère Mostafa (futur docteur), également pour son soutien et ses encouragements. Je te souhaite bon courage pour ton intégration professionnelle. Merci à mes sœurs Khadija, Samah, Leila, Zeinab, et Sarah. Vous êtes les meilleures sœurs du monde.

Pour finir, un **GRAND GRAND** merci à toi **Hala** pour ton soutien pendant les bons et les mauvais moments. Merci pour ton attention de chaque instant. Je te souhaite toujours le meilleur.



Tables des matières



Tables des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I. Etat de l'art des commutateurs RF	5
I. Introduction.....	7
II. Les Commutateurs RF	7
II.1- Les caractéristiques d'un commutateur RF	7
II.2- Les Topologies des commutateurs RF.....	9
II.4.1- SPST (Single Pole Single Throw):	9
II.4.2- SPDT (Single Pole Double Throw):	10
II.4.3- DPDT (Double Pole Double Throw) :.....	10
III. Applications des commutateurs RF	12
III.1- Commutateurs RF dans la conception des systèmes satellitaires.....	12
III.1.1- Principe de base des satellites de télécommunications	12
III.2- Commutateurs RF dans les systèmes de télécommunications mobiles.....	12
IV. Les technologies des commutateurs RF.....	14
IV.1- Commutateurs électromécaniques.....	14
IV.1.1 - Les relais électromécaniques.....	14
IV.1.1.1 - Les composants CMS.....	15
IV.1.1.2 - Les Relais coaxiaux.....	16
IV.1.2 - Les dispositifs MEMS.....	18
IV.1.2.1 - MEMS RF à contact ohmique.....	19
IV.1.2.2 - MEMS RF à contact capacitif.....	22
IV.2- Commutateurs à base de semiconducteurs.....	24
IV.2.1 - Les diodes PIN	24
IV.2.2 - Les transistors à effet de champ (FET)	26
IV.3- Comparaisons des différentes technologies	31
V. Matériaux innovants fonctionnels	32
V.1- Matériaux ferromagnétiques.....	32
V.2- Matériaux ferroélectriques.....	32
V.3- Matériaux à résistivité variable.....	33
V.4- Matériaux à transition de phase (MIT).....	33
V.5- Matériaux à changement de phase (PCM).....	36
VI. Changement de phase observé dans les chalcogénures	37
VI.1- Le principe du changement de phase amorphe-cristallin.....	38
VI.2- Applications des PCM.....	39



VI.2.1- Les mémoires optiques réinscriptibles	40
VI.2.2- Les mémoires résistives à changement de phase non-volatile PCRAM (Phase Change Random Access Memory)	42
VI.2.3- Les commutateurs RF à base de PCM	45
VI.2.3.1- Commutateur RF intégrant un système de chauffage indirect	45
VI.2.3.2- Commutateur RF intégrant un système de chauffage direct...	47
VII. Conclusion	49
Références chapitre I	51
Chapitre II. Optimisation du commutateur à système de chauffage indirect.....	60
I. Introduction	62
II. Etudes thermiques à l'aide du logiciel COMSOL Multiphysics.....	62
II.1- Introduction	62
II.2- Présentation du logiciel	63
II.3- Constante de temps (τ)	64
II.4- Simulations Thermiques	65
II.4.1- Choix du modèle physique	65
II.4.2- Dimensions des différentes structures	66
II.4.3- Définition de la géométrie du dispositif et maillage.....	67
II.4.4- Propriétés physiques des matériaux	68
II.4.5- Propriétés physiques des domaines	68
II.4.6- Etudes	71
II.4.7- Résultats	72
III. Simulation électromagnétique (EM)	75
III.1- Introduction.....	75
III.2- Modèle du commutateur étudié	76
III.3- Calcul des dimensions des lignes coplanaires	77
III.4- Etude et Simulations des structures de commutateur	80
III.4.1- Etude des capacités parasites de la structure	80
III.4.2- Simulations des structures de commutateur	84
III.5- Structure du commutateur proposée	87
IV. Conclusion.....	89
Références chapitre II.....	91
Chapitre III. Dispositifs intégrant une couche mince de PCM	92
I. Introduction	94
II. Le procédé de fabrication des commutateurs RF à base de GeTe	94
II.1- Couche de passivation.....	94



II.2- Élément résistif (TFR)	95
II.3- Barrière diélectrique.....	96
II.4- Le matériau à changement de phase (PCM)	97
II.5- Ligne de transmission (métallisation).....	101
III. Commutateur SPST à base de GeTe	102
III.1- Le premier dispositif réalisé	102
III.2- Test de contact entre GeTe et électrodes RF	105
III.3- Le deuxième dispositif réalisé	107
III.4- Le troisième dispositif réalisé.....	111
III.5- Le quatrième dispositif réalisé.....	115
IV. Simulations d'un Commutateur SPDT	119
V. Commutateur série-parallèle	122
VI. Matrice de commutation (DPDT)	125
VI.1- Conception et simulation.....	126
VI.2- Réalisation et mesure.....	127
VII. Conclusions.....	131
Références chapitre III	132
Chapitre IV. Commutateur hyperfréquence intégrant une couche mince de VO ₂	134
I. Introduction.....	136
II. Principe de fonctionnement d'un commutateur à base de VO ₂	136
III. Conception et simulation d'un commutateur large bande	140
III.1- Commutateur SPST	140
III.1.1- Conception de la structure	140
III.1.2- Simulation EM.....	141
III.2- Commutateur série-parallèle.....	146
IV. Mesures du commutateur simple intégrant un film mince de VO ₂	148
IV.1- Réalisation du commutateur	149
IV.2- Mesures des paramètres S	150
VI.2.1- Activation thermique de la transition MIT	150
VI.2.2- Activation électrique de la transition MIT	155
V. Commutateur série-parallèle	158
V.1- Réalisation du commutateur	158
V.2- Mesures des paramètres S.....	158
VI. Conclusion.....	162
Références chapitre IV	163



Conclusion et perspectives	165
Annexes	171



Table des illustrations

<i>Figure I-1 : Schéma électrique équivalent d'un commutateur RF.</i>	8
<i>Figure I-2 : Commutateur RF SPST, une entrée vers une sortie.</i>	10
<i>Figure I-3 : Commutateur RF SPDT, une entrée vers deux sorties.</i>	10
<i>Figure I-4 : Commutateur RF DPDT, intégrant 4 commutateurs SPST.</i>	11
<i>Figure I-5 : Schéma de commutation DPDT ; dans l'état I les ports 1-2 et 3-4 sont connectés et dans l'état II les ports 1-4 et 2-3 sont connectés.</i>	11
<i>Figure I-6 : Schéma classique d'un système de télécommunications par satellite.</i>	12
<i>Figure I-7 : Schéma en blocs de terminaux radiofréquence (Front-End RF) d'un téléphone mobile moderne (LTE/4G) en utilisant des composants accordables.</i>	13
<i>Figure I-8 : Vue schématique d'un relais électromécanique (armature)[9].</i>	15
<i>Figure I-9 : Photographie d'un relais électromécanique pouvant être monté en surface développé par la société Teledyne [10].</i>	16
<i>Figure I-10 : Exemple de relais coaxiaux développés par la société Meder [11].</i>	16
<i>Figure I-11 : les performances RF du relais mécaniques développé par la société Panasonic, (a) à l'état passant, (b) à l'état bloqué[12].</i>	17
<i>Figure I-12 : la structure de la matrice de commutation développé par Franz-Xaver Pitschi à Comdev Space group[13].</i>	17
<i>Figure I-13 : Principe de fonctionnement d'un MEMS RF ohmique : (a) MEMS avec une poutre mono-encastree ; (b) schéma électrique équivalent du commutateur MEMS à l'état OFF ; (c) schéma électrique équivalent du commutateur MEMS à l'état ON.</i>	19
<i>Figure I-14 : Schéma de conception du MEMS ohmique développé par Pothier et al. Au laboratoire XLIM : (a) sans la poutre montrant l'électrode d'actionnement ; (b) avec la poutre (c) vue en coupe transversale.</i>	20
<i>Figure I-15 : Paramètres de transmission S_{21} du MEMS-RF ohmique présenté sur la Figure I-14, isolation à l'état OFF (courbe bleue) et pertes d'insertion à l'état ON (courbe rouge).</i>	20
<i>Figure I-16 : photographie de la structure de la matrice de commutation type-C.</i>	21
<i>Figure I-17 : les performances mesurées et simulées de la matrice de commutation DPDT à l'état ON et OFF.</i>	21
<i>Figure I-18 : Principe de fonctionnement d'un MEMS RF capacitif : (a) MEMS avec une poutre bi-encastree ; (b) MEMS à l'état haut (C_{off}) ; (c) MEMS à l'état bas (C_{on}).</i>	22
<i>Figure I-19 : MEMS-RF capacitif en configuration parallèle réalisé par Raytheon : (a) photographie du MEMS-RF capacitif réalisé ; (b) vue en coupe transversale correspondant au dispositif réalisé ; (c) schéma électrique équivalent du MEMS.</i>	23



Figure I-20 : Principe de fonctionnement et modèle électrique équivalent d'une diode PIN, (a) polarisation directe ; (b) polarisation inverse.	25
Figure I-21 : commutateur SPST à base de diode PIN développé par E. Alekssev et al. [30].	25
Figure I-22 : Les performances du commutateur SPST à base de diode PIN dans les deux états ON et OFF.	26
Figure I-23 : commutateur SP7T à base de diode PIN réalisé par H. R. Malone.	26
Figure I-24 : Modèle d'un transistor FET, (a) canal de conduction de type N ; (b) canal de conduction de type P.	27
Figure I-25 : Principe de fonctionnement d'un transistor JFET : (a) état passant ; (b) état bloqué.	28
Figure I-26 : principe de fonctionnement d'un transistor MOSFET : (a) état bloqué ; (b) état passant.	29
Figure I-27 : Structuration des substrats SOI/SOS : (a) silicium sur oxyde (SOI) ; (b) silicium sur saphir (SOS).	29
Figure I-28 : SPST réalisé à partir d'un CMOS FET en technologie SOI : (a) Profil d'un transistor CMOS ; (b) photo du circuit complet montrant l'implémentation du CMOS FET dans une ligne de transmission en configuration coplanaire (CPW) adaptée-50 Ω.	30
Figure I-29 : les performances RF mesurés à l'état ON (perte d'insertion) et à l'état OFF (isolation).	30
Figure I-30 : Différents modes d'activation de la transition du VO₂ : (a) thermique , (b) électrique (injection de porteurs sur un dispositif à deux électrodes, (c) optique (variations ultra-rapides de la réflectivité d'un film de VO₂ lors de l'injection de photons) [86] et (d) mécanique (variations de la conductivité optique d'une couche de VO₂ soumise à différents niveaux de pression) [87].	34
Figure I-31 : Commutateurs RF à base de VO₂ réalisé à XLIM : (a) en configuration série ; b) en configuration parallèle ; (c) paramètres de transmission S21 dans les deux états d'un commutateur en configuration série : état OFF (état isolant du VO₂ (300 K)) et état ON (état métallique du VO₂ (400 K)).	35
Figure I-32 : Photographie de commutateurs à base de VO₂ obtenus par le procédé de fabrication.	35
Figure I-33 : Principe de fonctionnement d'un commutateur RF à base de VO₂ : (a) Vue globale par microscopie optique du dispositif réalisé ; (b) Etat bloqué OFF (VO₂ à l'état isolant) ; (c) Etat passant ON (VO₂ à l'état métallique) [92].	36
Figure I-34 : Diagramme ternaire Ge-Sb-Te présentant les matériaux à changement de phase les plus populaires.	37



Figure I-35 : Les effets engendrés par le changement de phase amorphe-cristallin réversible, observé dans les chalcogénures.....	38
Figure I-36 : Principe du changement de phase amorphe-cristallin réversible par chauffage moyennant une impulsion électrique (chauffage par effet Joule) ou optique : (a) de l'état amorphe à l'état cristallin ; (b) de l'état cristallin à l'état amorphe.	39
Figure I-37 : Les progrès des mémoires optiques réinscriptibles à base des matériaux à changement de phase.....	41
Figure I-38 : Schéma de principe d'un DVD (Digital Versatile Disc) réinscriptible utilisant une seule couche mince de PCM.	41
Figure I-39 : Schéma représentant l'architecture d'une cellule PCRAM.....	43
Figure I-40 : Caractéristique I-V montrant le phénomène de commutation électronique entre l'état amorphe à haute résistivité à l'état cristallin à faible résistivité. L'opération RESET ramène le matériau de l'état cristallin (état ON) à l'état amorphe (état OFF).....	44
Figure I-41 : Commutateur RF planaire à base de GeTe : (a) photographie par microscopie optique avec un zoom montrant la zone active (b) coupe transversale montrant l'empilement des différentes couches constituant le commutateur RF.	46
Figure I-42 : Schéma montrant la coupe transversale du commutateur RF GeTe à quatre bornes utilisant la méthode de chauffage indirect.	46
Figure I-43 : Topologie d'un commutateur RF à quatre terminaux intégrant un système de chauffage indirect : (a) vue globale de la topologie réalisée sur ADS MOMENTUM ; (b) coupe transversale montrant l'empilement des différentes couches constituant le futur dispositif.	46
Figure I-44 : Commutateur RF planaire à base de GeTe intégrant un système de chauffage direct : (a) vue de dessus par microscopie électronique à balayage avec un zoom sur la partie active du dispositif (24 μm^2) ; (b) coupe transversale du dispositif.....	48
Figure I-45 : Les paramètres-S mesurés et simulés du commutateur à chauffage direct, (a) état ON (GeTe à l'état cristallin) et (b) état OFF (GeTe à l'état amorphe).	48
Figure II-1 : Exemples d'éléments de maillage éléments finis.....	63
Figure II-2 : Profil d'impulsion thermique.	65
Figure II-3 : Fenêtre du Navigateur des modèles : choix du modèle.	66
Figure II-4 : (a) dessin de la géométrie, (b) vue en coupe de la structure simulée illustrant l'empilement des couches.....	67
Figure II-5 : Maillage de la structure simulée.....	68
Figure II-6 : Les propriétés du frontière « Electric Current », (a) Normal Current Density, (b) Ground, (c) structure simulé.	69
Figure II-7 : Les propriétés du frontière « Heat Flux ».	70

Figure II-8 : Les propriétés de la frontière « Multiphysics ».	70
Figure II-9 : Les deux étapes de l'étude temporelles utilisés pour la simulation, (a) durée de l'impulsion électrique, (b) temps de refroidissement.	71
Figure II-10 : Profils des impulsions électriques utilisés pour les deux approches.	72
Figure II-11 : (a) Evolution de la température lors du chauffage à 200°C, (b) evolution de la température lors du chauffage à 700°C.	74
Figure II-12 : Variation de la température du TFR pour différentes structures lors du cycle du chauffage : (a) une durée d'impulsion de 5 μs, (b) une durée d'impulsion de 0.9 μs.	74
Figure II-13 : Variation de la température du TFR pour différentes structures lors du cycle de refroidissement : (a) une durée d'impulsion de 5 μs, (b) une durée d'impulsion de 0.9 μs.	75
Figure II-14 : Coupe transversale de la structure du commutateur à base de PCM.	76
Figure II-15 : Structures d'une ligne coplanaire.	77
Figure II-16 : Vue en coupe, (a) des lignes coplanaires avec les différents dimensions, (b) le commutateur RF à base des matériaux à changement de phase (PCM).	78
Figure II-17: Fenêtre du logiciel LineCalc.	79
Figure II-18 : Les largeurs des différents parties de la structure du commutateur.	80
Figure II-19 : Coupe transversale de la structure du commutateur montrant les capacités parasites.	81
Figure II-20 : Dénominations des paramètres de la structure simulée.	81
Figure II-21 : (a) coupe transversale de la structure montrant la capacité C_f, (b) modèle électrique équivalent de la structure simulée.	82
Figure II-22 : (a) Coupe transversale de la structure montrant la capacité C_{off}, (b) modèle électrique équivalent de la structure du commutateur simulée.	83
Figure II-23: (a) Commutateur RF planaire intégrant un motif de GeTe réalisé à l'aide du logiciel ADS-MOMENTUM, (b) vue en coupe de la structure simulée illustrant l'empilement des couches.	85
Figure II-24 : Les paramètres S simulées pour les différentes structures à l'état ON du commutateur.	86
Figure II-25 : Les paramètres S simulées pour les différentes structures à l'état OFF du commutateur.	86
Figure II-26 : la structure d'un commutateur RF à quatre terminaux intégrant un système de chauffage indirect : (a) vue globale de la topologie réalisée sur ADS MOMENTUM ; (b) coupe transversale montrant l'empilement des différentes couches.	87
Figure II-27 : les paramètres-S simulés à l'état ON du commutateur (GeTe à l'état cristallin).	88



<i>Figure II-28 : les paramètres-S simulés à l'état OFF du commutateur (GeTe à l'état amorphe).</i>	88
<i>Figure III-1 : La coupe transversale de la structure après le dépôt de la couche de passivation de Si₃N₄.</i>	95
<i>Figure III-2 : (a) schéma de pulvérisation cathodique [3], (b) coupe transversale de la structure après la gravure de molybdène.</i>	96
<i>Figure III-3 : (a) schéma de principe de PECVD, (b) coupe transversale de la structure après la gravure de nitrure de silicium (Si₃N₄).</i>	97
<i>Figure III-4 : Schéma du dispositif PLD utilisé pour le dépôt des couches minces de PCM.</i>	99
<i>Figure III-5 : (a) coupe transversale de la structure après la gravure de GeTe, (b) différence de couleur entre les deux états du GeTe.</i>	100
<i>Figure III-6 : Variation de la résistance en fonction de la température pour une couche de GeTe d'épaisseur 1 µm.</i>	101
<i>Figure III-7 : (a) schéma du dispositif d'évaporation de matériaux par canon à électrons (electron beam) (b) coupe transversale de la structure après la réalisation des lignes de transmissions.</i>	102
<i>Figure III-8 : (a) Une photographie prise par microscopie optique du commutateur, (b) la coupe transversale de la structure du commutateur.</i>	103
<i>Figure III-9 : Le dispositif expérimental utilisé pour mesure les performances du commutateur.</i>	104
<i>Figure III-10 : Les paramètres-S mesurés à l'état ON du commutateur.</i>	105
<i>Figure III-11 : Les différentes étapes du procédé de fabrication de circuit de test réalisé.</i>	106
<i>Figure III-12 : (a) Photographie prise par microscopie optique de la structure réalisée, (b) la coupe transversale de cette structure, (c) les résultats des simulations et mesures des paramètres-S du circuit.</i>	107
<i>Figure III-13 : (a) Photographie prise par microscopie optique de la structure réalisée, (b) la coupe transversale de cette structure montrant l'empilement des couches.</i>	108
<i>Figure III-14 : les paramètres-S mesurés à l'état ON (GeTe à l'état cristallin) du commutateur.</i>	109
<i>Figure III-15 : Photographie montrant les quatre pointes utilisées pour réaliser les mesures du commutateur.</i>	109
<i>Figure III-16 : Les paramètres-S mesurés à l'état ON (GeTe à l'état cristallin) du commutateur lorsque les pointes de polarisation sont connectées au circuit.</i>	110
<i>Figure III-17 : Photographie qui montre la discontinuité des lignes de masse dans cette configuration du commutateur.</i>	111

<i>Figure III-18 : (a) photographie prise par microscopie optique du commutateur réalisé : on voit que les plans de masse sont reliés entre eux (b) coupe transversale de cette structure montrant l'empilement des couches.....</i>	<i>112</i>
<i>Figure III-19 : Les paramètres-S mesurés et simulés du commutateur, (a) état ON (GeTe à l'état cristallin), (b) état OFF (GeTe à l'état amorphe).</i>	<i>113</i>
<i>Figure III-20 : Modèle électrique équivalent du commutateur à base de GeTe.....</i>	<i>114</i>
<i>Figure III-21 : Photographies prises par microscopies optiques du commutateur montrant le contraste du couleur entre les deux états (amorphe-cristallin).</i>	<i>114</i>
<i>Figure III-22 : (a) photographie prise par microscopie optique du commutateur réalisé, (b) coupe transversale de cette structure montrant l'empilement des couches.....</i>	<i>115</i>
<i>Figure III-23 : Les photographies du banc de mesure utilisé pour caractériser le commutateur réalisé.</i>	<i>116</i>
<i>Figure III-24 : Profil des impulsions thermiques appliqué au niveau du GeTe.....</i>	<i>117</i>
<i>Figure III-25 : Photographies par microscopie optique d'un commutateur RF intégrant un motif de GeTe avec une zone active de $2 \times 10 \mu\text{m}^2$, montrant le contraste de couleur du motif de GeTe à l'état cristallin (images 1 et 3) et à l'état amorphe (image 2).....</i>	<i>117</i>
<i>Figure III-26 : Variation de la résistance de commutateur RF intégrant un motif de GeTe suite à l'application des impulsions électriques ON/OFF.</i>	<i>118</i>
<i>Figure III-27 : (a) Vue en de dessus de la structure du commutateur SPDT, (b) coupe transversale de la structure montrant l'empilement des couches.....</i>	<i>120</i>
<i>Figure III-28 : Les paramètres-S de transmission et réflexion simulés lorsque la première sortie est bloquée d'un SPDT</i>	<i>120</i>
<i>Figure III-29 : Les paramètres-S de transmission et réflexion simulés lorsque le signal est transmis vers la deuxième sortie de commutateur SPDT.....</i>	<i>121</i>
<i>Figure III-III-30 : Les paramètres S_{33} et S_{32} simulés.</i>	<i>121</i>
<i>Figure III-31 : Le principe de fonctionnement du commutateur série-parallèle.</i>	<i>122</i>
<i>Figure III-32 : Vue en 3D de la structure du commutateur réalisé avec le logiciel ADS-Momentum montrant, (a) l'état ON, (b) l'état OFF ; (c) coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches.....</i>	<i>123</i>
<i>Figure III-33 : Les paramètres-S de transmission et réflexion simulés à l'état ON du commutateur série-parallèle.....</i>	<i>124</i>
<i>Figure III-34 : Les paramètres-S de transmission et réflexion simulés à l'état OFF du commutateur série-parallèle.....</i>	<i>124</i>
<i>Figure III-III-35 : Modèle électrique équivalent d'un commutateur série-parallèle.....</i>	<i>125</i>



Figure III-36 : Vue en 3D de la structure de la matrice de commutation DPDT réalisé avec le logiciel ADS-Momentum montrant, (a) l'état I, (b) l'état II ; (c) coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches.....	126
Figure III-37 : Les paramètres de transmission et réflexion simulés pour l'état I de la matrice de commutation.	127
Figure III-38 : (a) photographie prise par microscopie optique de la matrice de commutation réalisée, (b) coupe transversale de la structure d'un commutateur constituant la matrice.	128
Figure III-39 : les paramètres de transmissions et réflexion mesurés et simulés pour les commutateurs 1 et 4, (a) à l'état ON (GeTe à l'état cristallin), (b) à l'état OFF (GeTe à l'état amorphe).	129
Figure III-40 : Photographies prises par microscopies optiques des commutateur 2 et 4 montrant le contraste du couleur entre les deux états (amorphe-cristallin).	130
Figure IV-1 : Principe de fonctionnement d'un commutateur à base de VO₂ [2]	137
Figure IV-2 : Variation de la résistance DC mesurée du VO₂ en fonction de la température [2]	138
Figure IV-3 : Caractéristiques I-V du commutateur intégrant un motif de VO₂ de dimensions 10*16 μm² [2].	139
Figure IV-4 : L'évolution avec la température de l'amplitude de la transmission THz d'un film de VO₂ de 100 nm d'épaisseur.	140
Figure IV-5 : (a) Vue en 3D de la structure du commutateur conçu avec le logiciel ADS-Momentum, (b) coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches.....	141
Figure IV-6 : Les paramètres-S simulés à l'état ON du commutateur.	142
Figure IV-7 : Les paramètres-S simulés à l'état OFF du commutateur.....	143
Figure IV-8 : Modèle utilisé pour déterminer les performances électriques du R_{on} et C_{off} du commutateur.	144
Figure IV-9 : Les résultats des simulations pour les structures 10 et 40μm à l'état OFF du commutateur (VO₂ à l'état isolant), (a) S₁₁, (b) S₂₁.....	145
Figure IV-10 : Les résultats des simulations pour les structures 10 et 40μm à l'état ON du commutateur (VO₂ à l'état métallique), (a) S₁₁, (b) S₂₁.....	145
Figure IV-11 : (a) Vue en 3D de la structure du commutateur série-parallèle conçu avec le logiciel ADS-Momentum, (b) coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches.	147
Figure IV-12 : Les paramètres-S simulés à l'état OFF du commutateur série-parallèle.	148
Figure IV-13 : Les paramètres-S simulés à l'état ON du commutateur série-parallèle....	148

<i>Figure IV-14 : (a) Photographie prise par microscopie optique du commutateur réalisé, (b) coupe transversale de la structure montrant l'empilement des couches.</i>	<i>149</i>
<i>Figure IV-15 : Schéma de banc de mesure hyperfréquence utilisé.....</i>	<i>151</i>
<i>Figure IV-16 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état OFF du commutateur sur la bande de fréquence 100MHz - 70GHz.</i>	<i>152</i>
<i>Figure IV-17 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés (Peltier) et simulés à l'état ON du commutateur sur la bande de fréquence 100MHz - 70GHz.</i>	<i>153</i>
<i>Figure IV-18 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés sur la bande de fréquence 100 MHz – 70 GHz après le cycle de refroidissement du VO₂.....</i>	<i>153</i>
<i>Figure IV-19 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état OFF du commutateur sur la bande de fréquence 110 - 170GHz.</i>	<i>154</i>
<i>Figure IV-20 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état ON du commutateur sur la bande de fréquence 110 - 170GHz.</i>	<i>155</i>
<i>Figure IV-21 : le modèle utilisé pour appliquer la tension électrique à travers les lignes de transmissions.....</i>	<i>156</i>
<i>Figure IV-22: Les paramètres de transmission et réflexion mesurés (source de tension) et simulés à l'état ON du commutateur sur la bande de fréquence 100MHz - 70GHz.....</i>	<i>157</i>
<i>Figure IV-23: Les paramètres de transmission et réflexion mesurés sur la bande de fréquence 100 MHz – 70 GHz après l'application du tension (refroidissement).....</i>	<i>157</i>
<i>Figure IV-24 : (a) Photographie prise par microscopie optique du commutateur série-parallèle réalisé, (b) coupe transversale de la structure montrant l'empilement des couches.</i>	<i>158</i>
<i>Figure IV-25 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés à l'état où les trois commutateurs sont à l'état OFF (VO₂ à l'état isolant) sur la bande de fréquence 100 MHz – 70 GHz.....</i>	<i>159</i>
<i>Figure IV-26 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état ON du commutateur série-parallèle sur la bande de fréquence 100 MHz – 70 GHz.....</i>	<i>159</i>
<i>Figure IV-27 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état OFF du commutateur série-parallèle sur la bande de fréquence 100 MHz - 70GHz.....</i>	<i>160</i>
<i>Figure IV-28 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état ON du commutateur série-parallèle sur la bande de fréquence 110 – 170 GHz.</i>	<i>161</i>
<i>Figure IV-29 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état OFF du commutateur série-parallèle sur la bande de fréquence 110 – 170 GHz.</i>	<i>161</i>

Table des tableaux

Tableau I-1 : Comparaisons entre des diodes PIN réalisées sur différents substrats.	25
Tableau I-2 : Comparaisons entre les différentes technologies de commutateur RF.	31
Tableau I-3: Performances des différents commutateurs réalisés en intégrant le système de chauffage indirect.	47
Tableau II-1 : Saisie des paramètres de la simulation.	66
Tableau II-2 : Propriétés des matériaux.	68
Tableau II-3 : Les amplitudes des impulsions pour le chauffage à 200 °C.....	73
Tableau II-4 : Les amplitudes des impulsions pour le chauffage à 700 °C.....	73
Tableau II-5 : les valeurs de la constante de temps calculées.	75
Tableau II-6 : Liste des données sur LineCalc.	78
Tableau II-7 : Dimensions de la structure simulée.	81
Tableau II-8: Les valeurs de R_{on} et C_{off} simulée pour $L_g = 3 \mu m$	84
Tableau II-9: Les valeurs de R_{on} et C_{off} simulée pour $L_g = 5 \mu m$	84
Tableau II-10 : Les largeurs de la zone active des différentes structures simulées.	85
Tableau II-11 : Les performances électriques des différentes structures simulées.....	86
Tableau III-1 : Paramètres des dépôts du molybdène en pulvérisation cathodique.	96
Tableau III-2 : Paramètres des dépôts de nitrure de silicium (Si_3N_4) par PECVD.	97
Tableau III-3 : les Principaux paramètres de dépôt optimisés pour réaliser des couches minces de GeTe.	99
Tableau III-4 : les performances électriques du commutateur SPST dans les deux états.....	114
Tableau III-5 : les dimensions du commutateur SPDT.	119
Tableau III-6 : les performances électriques du commutateur série-parallèle dans les deux états.....	125
Tableau III-7 : les dimensions de la matrice de commutation DPDT.....	127
Tableau IV-1 : Les dimensions de la structure du commutateur.....	141
Tableau IV-2 : Les dimensions utilisées pour la conception des structures de commutateur.....	144
Tableau IV-3 : Les performances électriques pour les deux structures simulées dans les deux états ON et OFF	146





Introduction générale



Introduction générale

L'accroissement et la diversité des applications satellitaires nécessitent la conception et la réalisation des architectures de charges utiles de satellites RF flexibles et miniaturisées. Ces architectures sont basées sur l'intégration des sous-systèmes (filtres, antennes, déphaseur, etc.) reconfigurables (agiles) en fréquences. L'agilité de ces composants est obtenue par l'utilisation de commutateurs RF qui permettent de faire fonctionner le dispositif à plusieurs fréquences. De plus, les caractéristiques de ces commutateurs ont une forte influence sur les performances de ces composants accordables. Pour cela il faut que les commutateurs RF répondent à plusieurs exigences comme les niveaux d'isolations entre les ports des switch, mais encore des pertes d'insertions, la tenue en puissance, la linéarité, etc.

Actuellement ces commutateurs sont réalisés à l'aide des relais électromécaniques, car les performances (perte d'insertion, isolation entre voie) de ces composants sont meilleures par rapport aux autres technologies. La bi-stabilité mécanique de ces composants permet de configurer la charge utile avant le lancement du satellite dans l'espace. Pour les équipementiers de l'industrie spatiale, la bi-stabilité est importante parce qu'elle limite les risques de défaillance de l'équipement. Cependant l'encombrement des circuits de commande, et la partie électromécanique de ces commutateurs rend ces systèmes encombrants. Plusieurs solutions alternatives ont été étudiées, comme les réseaux des diodes semi-conductrices qui permettent de diminuer l'encombrement au prix d'une consommation électrique importante.

Alternativement, les microsystèmes mécaniques (MEMS-RF) ont été développés pour leurs faibles pertes et consommations. Mais ces composants nécessitent l'application d'une tension de polarisation continue pour garder leur état, ce qui est un désavantage certain par rapport aux relais électromécaniques.

Ainsi, des commutateurs RF bistables, de dimensions inférieures au millimètre et avec une très bonne isolation, pourraient être une des solutions les plus prometteuses.

Depuis quelques années, des travaux de recherches sont orientés vers le développement de nouveaux matériaux innovants fonctionnels pour réaliser des composants électroniques miniatures, accordables et rapides (temps de réponse faible). En effet, ces matériaux présentent un changement de propriétés (résistivité électrique, transmittance, réflectance, etc.) sous l'effet de stimuli externes (température, champ électrique, rayonnement incident, etc.). Parmi ces matériaux, on trouve les composés chalcogénures GeTe ou GST qui appartient à la famille des matériaux à changement de phase (PCM en anglais Phase Change Materials). Grâce au changement de propriétés électriques et optiques engendrés par le changement de phase de la structure



atomique d'un état amorphe à un état cristallin, les PCM sont exploités dans les applications mémoires et ont montré que le nombre de cycle d'écriture-lecture peut être supérieur à 100 millions cycles. Les dispositifs intégrant du GeTe ou GST peuvent avoir des résistances très faibles à l'état cristallin passant, qui est compatible avec la réalisation de commutateurs RF dans les systèmes 50 Ω .

Le développement du PCM pour les applications hyperfréquences a débuté dans des laboratoires américains comme Northrop Grumman et Hughes Research Labs et il existe encore peu de développements dans le domaine en Europe. L'avantage de ces composants est la bi-stabilité, qui leur permet de garder leur état sans apport énergétique, ce qui permet l'utilisation des PCM dans les domaines hyperfréquences et reproduire le fonctionnement des relais électromécaniques à une échelle nettement réduite. À partir de ces propriétés, les commutateurs à base de matériaux PCM peuvent être utilisés pour réaliser des matrices de commutations à très faible encombrement pour les satellites, ou des composants reconfigurables RF qui gardent leur état en mémoire.

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans ce contexte. L'objectif est de réaliser une nouvelle structure de commutateur RF et de matrices de commutation DPDT (Double Port Double Throw) basés sur l'intégration des matériaux à changement de phase (GeTe) pour répondre à cette problématique d'encombrement des dispositifs de commutation utilisés dans les charges utiles des systèmes de télécommunication spatiales.

Ce rapport est composé des quatre chapitres, dont le contenu est structuré de la manière suivante :

Le **chapitre 1** de ce manuscrit présentera l'état de l'art des commutateurs RF existants aujourd'hui. Ensuite, nous allons présenter l'intérêt des matériaux innovants pour la réalisation des fonctions électroniques accordables. En particulier nous situerons les propriétés de la transition isolant-métal (MIT) du VO_2 et du changement de phase amorphe-cristallin des PCM (GeTe). Enfin, nous allons présenter l'intérêt de ces matériaux pour réaliser les commutateurs RF.

Dans le second chapitre, nous consacrons la première partie à la réalisation de simulations thermiques avec le logiciel COMSOL Multiphysics pour étudier les températures atteintes par la structure en fonction de courants de commande. Nous étudierons également l'influence de la taille du composant pour générer des impulsions électriques rapides. La deuxième partie portera sur la conception d'une nouvelle structure du commutateur SPST à base de lignes coplanaires et grâce aux simulations réalisées sur le logiciel de simulation électromagnétique planaire ADS-Momentum.



Un procédé de fabrication d'un commutateur à base de PCM sera présenté et détaillé dans le **chapitre 3**. Ensuite nous allons présenter la conception d'autres fonctions de commutation comme SPDT (une entrée vers deux sorties), et le commutateur séries-shunt. Enfin, nous allons présenter une structure de matrice de commutation DPDT (deux entrées et deux sorties), qui est basée sur l'intégration des quatre commutateurs SPST connectés par des lignes coplanaires adaptées à une impédance caractéristique de $50\ \Omega$.

Le **quatrième chapitre** concernera les travaux qui ont été réalisés sur l'intégration du dioxyde de vanadium (VO_2) dans une structure coplaire à deux terminaux pour réaliser un commutateur RF travaillant sur une bande de fréquence allant de DC jusqu'à 220 GHz. Afin d'améliorer les performances de commutateur à l'état OFF, nous allons présenter une nouvelle structure du commutateur séries-shunt à deux terminaux. Ensuite nous allons réaliser ces deux structures dans la salle blanche en utilisant un procédure de fabrication qui sera présentée dans ce chapitre. Enfin la caractérisation du commutateur sera effectué en utilisant un banc de mesure hypfréquences permet les mesures des paramètres S sur la bande DC – 220 GHz.

Finalement, nous présentons une conclusion générale et les perspectives de recherche pour la poursuite de ce travail.



Chapitre I. Etat de l'art des commutateurs RF





I. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons aborder les caractéristiques et les différentes topologies de commutateurs Radiofréquences. Ces commutateurs sont couramment intégrés dans les systèmes de télécommunications mobile ou encore dans les charges utiles des satellites. Les différentes technologies utilisées pour la réalisation de ces commutateurs seront présentées. L'encombrement des commutateurs électromécaniques ou encore la non-linéarité et la consommation énergétique des semi-conducteurs peuvent limiter leur utilisation dans les charges utiles des satellites. Pour pallier ces contraintes, une solution à base des matériaux innovants tels que les Chalcogénures GeTe ou GST et le dioxyde de vanadium (VO_2), seront présentées à la fin du chapitre.

II. Les Commutateurs RF

De manière générale, les systèmes de télécommunications ont généralement besoin de contrôler les signaux RF qui entrent ou sortent du système grâce à des circuits de routage et de contrôle des signaux. Les éléments de base qui permettent de réaliser ces opérations sont les commutateurs RF, qui laissent passer ou bloquent les signaux RF dans le système. Ces switch permettent de réaliser des éléments plus complexes comme des déphaseurs de signaux dans des antennes actives, ou encore des matrices de commutations dans les charges utiles des satellites.

II.1- Les caractéristiques d'un commutateur RF

De façon simplifiée, un commutateur RF est un circuit ouvert à l'état bloqué (OFF) et un court-circuit à l'état passant (ON) (**Figure I-1**). Un commutateur en circuit ouvert, empêche le signal d'être transmis entre l'entrée et la sortie et il présente une forte impédance en série (faible capacité C_{off} de l'ordre de quelques dizaines de fF). A l'inverse, un commutateur en court-circuit transmet le signal et possède une impédance quasi-nulle (faible résistance R_{on} de l'ordre de quelques ohms).



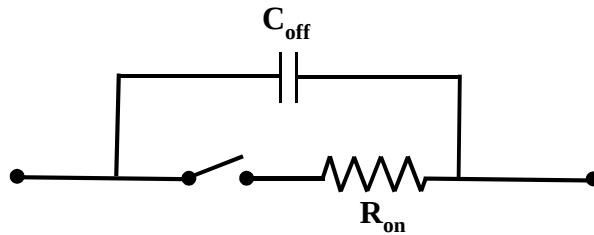


Figure I-1 : Schéma électrique équivalent d'un commutateur RF.

Les commutateur RF ont plusieurs caractéristiques :

- **Les pertes d'insertion**, qui représentent l'atténuation du signal RF entre l'entrée et la sortie du commutateur mesurée à l'état passant (ON). Ces pertes sont directement proportionnelles à la résistance R_{on} , et il faut que R_{on} soit le plus petit possible pour avoir des pertes d'insertions les plus petits possibles. Dans un système RF d'impédance caractéristique 50 Ohms, R_{on} doit être inférieur à 13 Ohms pour avoir des pertes inférieures à 1 dB, et inférieur à 1 Ohm pour avoir des pertes inférieures à 0.1 dB.
- **L'isolation** représente l'affaiblissement du signal RF entre l'entrée et la sortie du commutateur mesurée à l'état bloqué (OFF) par le paramètre S_{21-OFF} . Cette isolation est caractérisée par une capacité (C_{off}). La valeur de C_{off} doit être faible, pour avoir une isolation importante entre l'entrée et la sortie, de l'ordre de quelques dizaines de femto Farad aux fréquences RF.
- **Le temps de commutation** est le délai nécessaire à un commutateur pour passer de l'état de ON à l'état OFF et vice versa. Ce délai peut varier entre plusieurs microsecondes dans les commutateurs de forte puissance et quelques nanosecondes dans les commutateurs à faible puissance.
- **La tenue en puissance** est la valeur de puissance maximale que peut supporter le commutateur sans dégradation des performances électriques. L'apparition de phénomènes de distorsion des signaux limite généralement les performances des commutateurs RF à semi-conducteurs.

Tous les paramètres décrits précédemment permettent de définir les caractéristiques électriques principales d'un commutateur. Cependant, afin de comparer les performances des commutateurs, un critère est souvent calculé à partir des impédances des deux états, le facteur de mérite, Figure Of Merit (FOM). Ce facteur est proportionnel au contraste entre les deux états, et il est défini par l'équation ci-dessous (Éq. I-1) :



$$FOM = R_{on} \times C_{off} \text{ (exprimée en fs)} \quad \text{Éq. I-1}$$

D'autres expressions du facteur de mérite, comme f_c , la fréquence de coupure peuvent être rencontrées dans la littérature, mais elles sont équivalentes. f_c est définie par l'équation ci-dessous (Éq. I-2) :

$$f_c = 1 / (2\pi R_{on} \times C_{off}) \text{ (exprimée en THz)} \quad \text{Éq. I-2}$$

Plus cette fréquence de coupure est élevée, plus le commutateur se rapproche d'un commutateur idéal. Inversement, plus la constante de temps $R_{on} \times C_{off}$ est faible, plus le commutateur se rapproche d'un commutateur idéal.

Nous allons présenter, dans la partie suivante, les configurations de commutateurs les plus courantes.

II.2- Les Topologies des commutateurs RF

Les commutateurs RF sont généralement regroupés en familles suivant leur nombre d'entrées et de sorties. Avant de présenter ces topologies, nous allons tout d'abord rappeler quelques notions couramment utilisées pour leur description.

1. **Pole** : nombre d'entrées,
2. **Throw** : nombre de sorties,
3. **Position fermée** : les contacts électriques sont établis,
4. **Position ouverte** : les contacts électriques ne sont pas établis.

Parmi ces configurations les plus connues et les plus utilisées sont présentées ci-dessous :

II.4.1- SPST (Single Pole Single Throw):

Les commutateurs dits « SPST » sont les plus simples, avec une entrée et une sortie[1], qui peuvent être connectées ou isolées entre elles. La **Figure I-2** montre une représentation simplifiée d'un commutateur SPST.



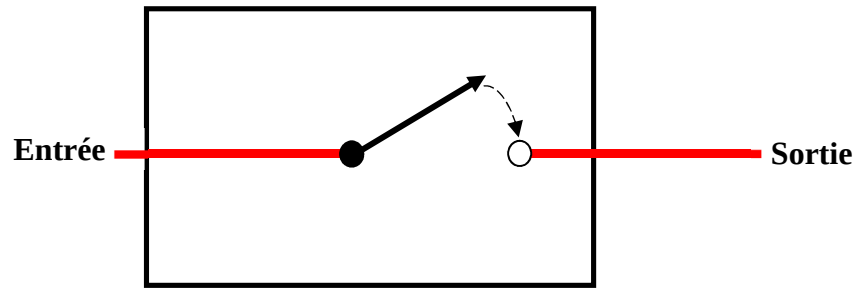


Figure I-2 : Commutateur RF SPST, une entrée vers une sortie.

Ce type de commutateur est généralement conçu pour avoir une forte isolation à l'état bloqué et de faibles pertes d'insertions [2] [3] [4].

II.4.2- SPDT (Single Pole Double Throw):

Un commutateur dit « SPDT » sert à la commutation d'un signal d'une entrée vers deux sorties. La **Figure I-3** présente une structure de base d'un commutateur SPDT [5] [6].

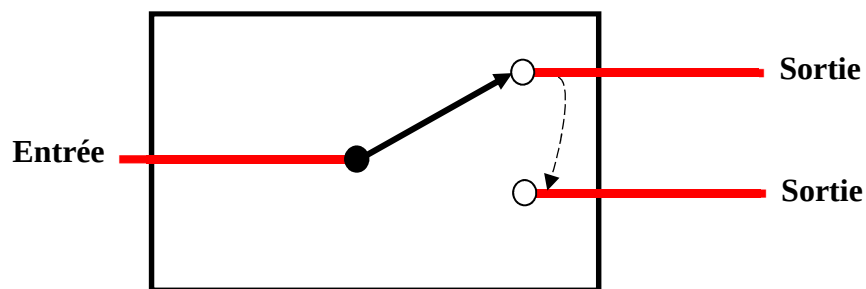


Figure I-3 : Commutateur RF SPDT, une entrée vers deux sorties.

II.4.3- DPDT (Double Pole Double Throw) :

Les commutateurs dits « DPDT » sont basés sur quatre switch SPST. Cette configuration est couramment utilisée dans les matrices de commutation des chaînes émission-réception. Par exemple, les charges utiles de communication des satellites utilisent ce type de circuit, mais on les trouve également dans les antennes adaptives [7]. La **Figure I-4** présente la structure de base d'un commutateur DPDT.



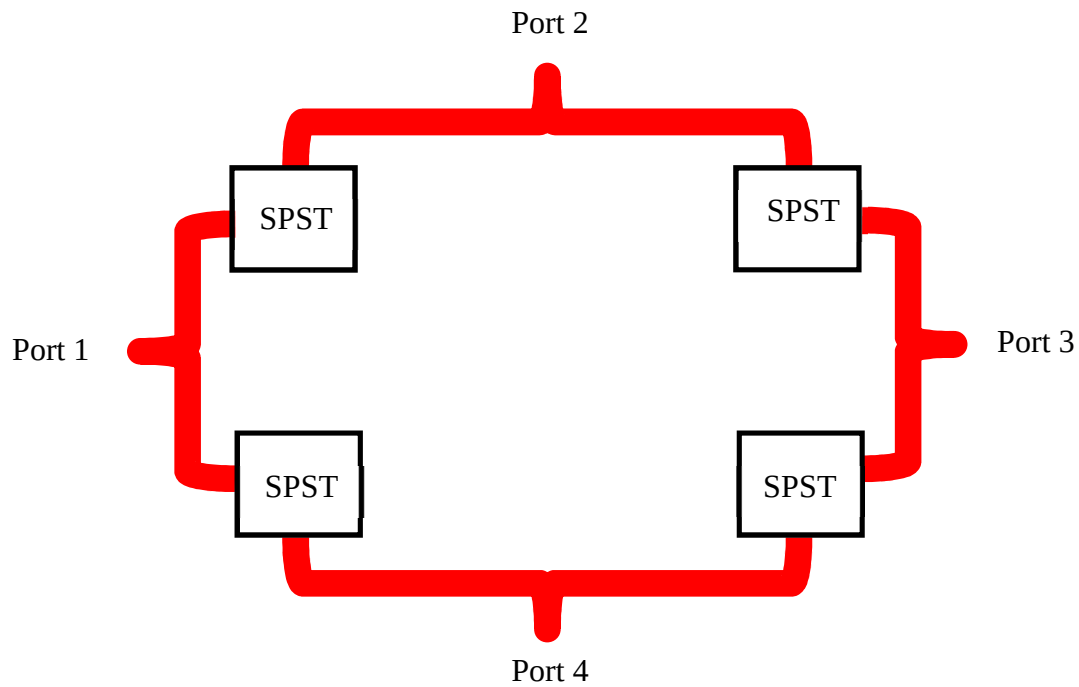


Figure I-4 : Commutateur RF DPDT, intégrant 4 commutateurs SPST.

Les commutateurs DPDT sont utilisés dans deux états, qui sont montrés sur la **Figure I-5**. Dans l'état I, les connexions sont établies entre les ports 1-2 et 3-4. En cas de défaillance, la configuration du commutateur est modifiée vers l'état II avec des connexions entre les ports 2-3 et 1-4. Ces commutateurs sont largement utilisés dans les systèmes de redondance des charges utiles des satellites pour déconnecter un circuit défaillant et connecter un circuit de secours à sa place.

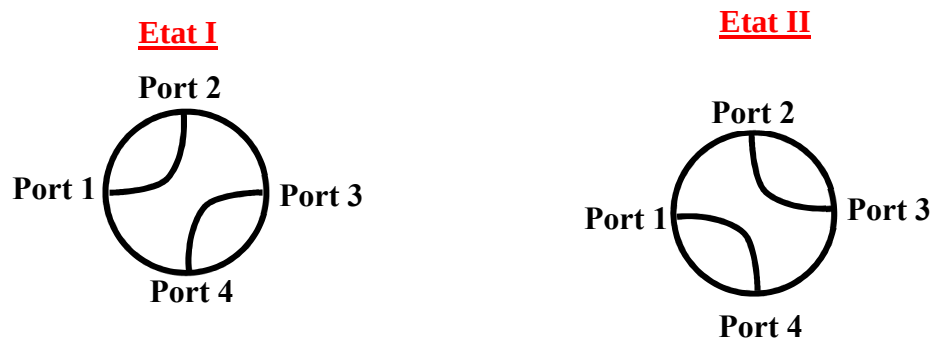


Figure I-5 : Schéma de commutation DPDT ; dans l'état I les ports 1-2 et 3-4 sont connectés et dans l'état II les ports 1-4 et 2-3 sont connectés.



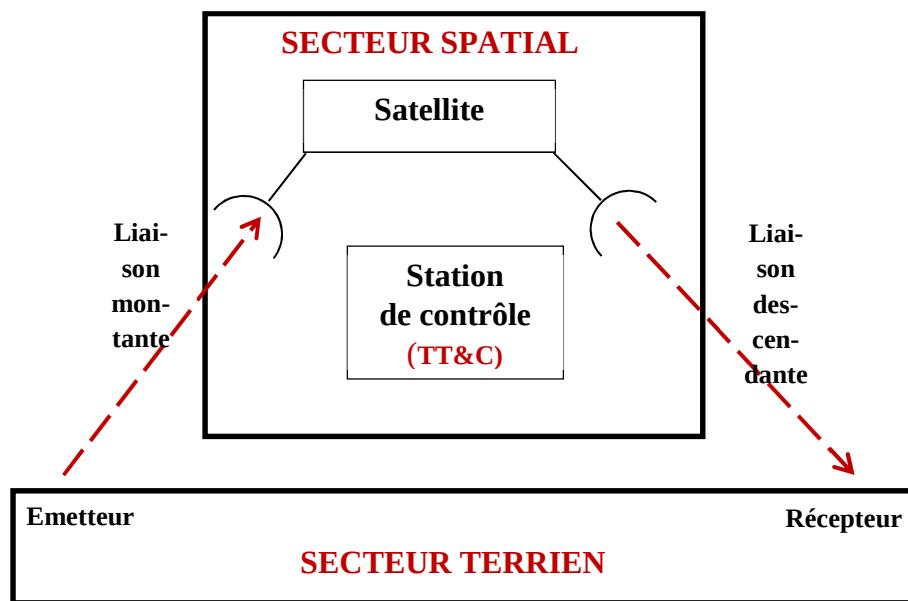
III. Applications des commutateurs RF

III.1- Commutateurs RF dans la conception des systèmes satellitaires

III.1.1- *Principe de base des satellites de télécommunications*

Un système de télécommunications par satellite est composé d'un secteur spatial et d'un secteur terrien comme l'illustre la **Figure I-6**. Le secteur spatial comprend le satellite dans l'espace, tandis que le secteur terrien est constitué par les stations terriennes.

Une quantité énorme d'informations se transmet d'un point à l'autre de la Terre à travers les satellites de télécommunications. Il transmet notamment les données de téléphonie mobile, la télévision par satellite et les connexions Internet en relayant informations par ondes radio entre l'émetteur et le récepteur. Son rôle est d'amplifier un signal avant de le transmettre vers la station terrienne réceptrice.



TT&C= équipements de poursuite, de télémessure et de télécommande.

Figure I-6 : Schéma classique d'un système de télécommunications par satellite.

III.2- Commutateurs RF dans les systèmes de télécommunications mobiles

Le marché de la téléphonie mobile a véritablement pris son essor en passant par la deuxième génération (GSM) utilisé pour transmettre la voix et des textes à la troisième génération (UMTS) permettant de transfert rapide des images, sons et vidéo. La quatrième génération



(LTE) a un débit élevé 50 fois supérieur à celui de la 3G et la cinquième génération est prévue pour 2020 avec des performances toujours plus élevées. Cette nouvelle génération nécessitera une montée en fréquence des systèmes RF pour atteindre des débits de données toujours plus importants. Ces développements introduisent à la conception des structures RF plus simples, plus performantes, moins coûteuses et plus petites.

De plus les systèmes de communication sans fil ne se limitent pas aux réseaux cellulaires pour les téléphones mobiles, mais ils utilisent une multitude de standards comme le Bluetooth, GPS, la Wifi, etc. Ces équipements mobiles multi-applications nécessitent d'intégrer des terminaux radiofréquence (Front-End RF) multi-bandes qui permettent de répondre à plusieurs standards de télécommunication. Mais ces architectures plus complexes entraînent une augmentation de l'encombrement ainsi de la consommation électrique du Front-End RF[8].

Pour réduire l'encombrement de ces systèmes, les commutateurs RF à une entrée et N sorties (SPNT) ou des commutateurs à simple trajet (SPST) sont couramment utilisés pour contrôler les signaux radio vers un canal ou un autre de la chaîne émission/réception. L'architecture présentée sur la **Figure I-7** permet de réduire la complexité des systèmes de télécommunications modernes en utilisant des commutateurs RF de puissance à hautes performances et des antennes accordables.

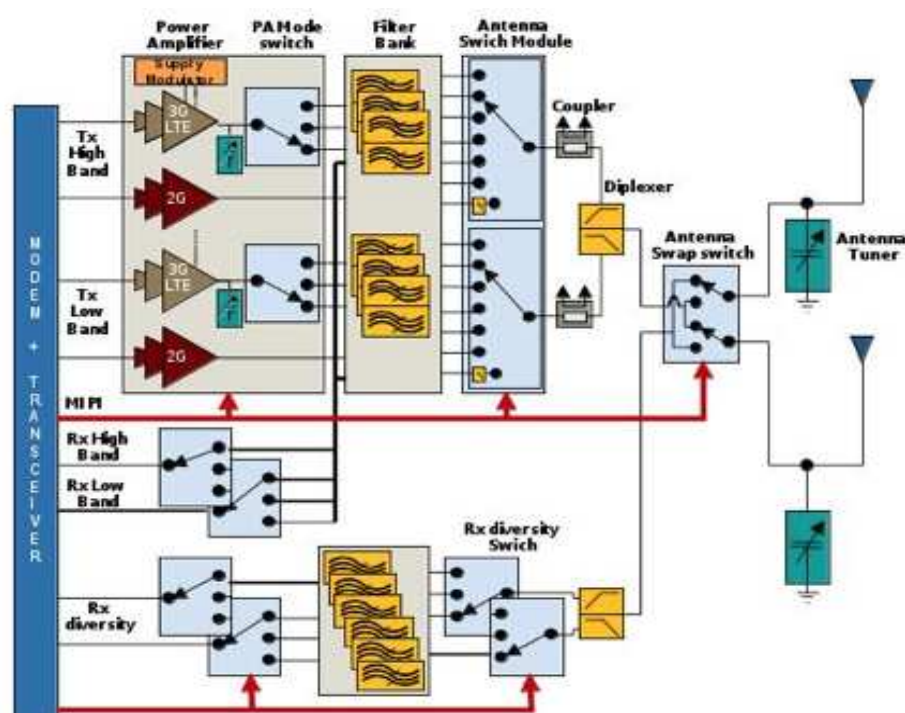


Figure I-7 : Schéma en blocs de terminaux radiofréquence (Front-End RF) d'un téléphone mobile moderne (LTE/4G) en utilisant des composants accordables.



IV. Les technologies des commutateurs RF

Les commutateurs RF et micro-ondes peuvent être classés suivant deux grandes technologies :

- Les commutateurs électromécaniques,
- Les commutateurs à base de semi-conducteurs.

IV.1- Commutateurs électromécaniques

Les commutateurs mécaniques reposent sur l'utilisation d'éléments métalliques mobiles, qui peuvent connecter deux électrodes entrée-sortie suivant leur position. Les relais électromécaniques sont les plus anciens, et sont très largement répandus dans les systèmes électriques. Plus récemment, les relais MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) sont apparus, en version miniature des relais macroscopiques.

IV.1.1 - Les relais électromécaniques

Les relais électromécaniques sont constitués d'une bobine de fil avec une tige traversant le milieu (formant un électro-aimant) et d'un mécanisme d'induit associé à différents jeux de contacts. Lorsque la bobine est traversée par un courant continu, l'électroaimant attire une extrémité du mécanisme d'induit qui, à son tour, déplace le contact. La **Figure I-8** montre un relais électromécanique typique avec les éléments de fonctionnement principaux et un schéma de l'actionnement induit. Lorsque le courant ou la tension appliquée dépasse une valeur seuil, la bobine active l'induit, qui fonctionne soit pour fermer les contacts ouverts (commutateur à l'état passant), soit pour ouvrir les contacts fermés (commutateur à l'état bloqué).

La bobine doit générer un champ fort pour actionner complètement le relais. Plusieurs paramètres contribuent à la détermination de la force nécessaire pour actionner le relais, parmi eux :

- L'espacement des contacts,
- La constante de raideur du matériau sur lequel les contacts sont montés,
- La masse du mécanisme d'armature.



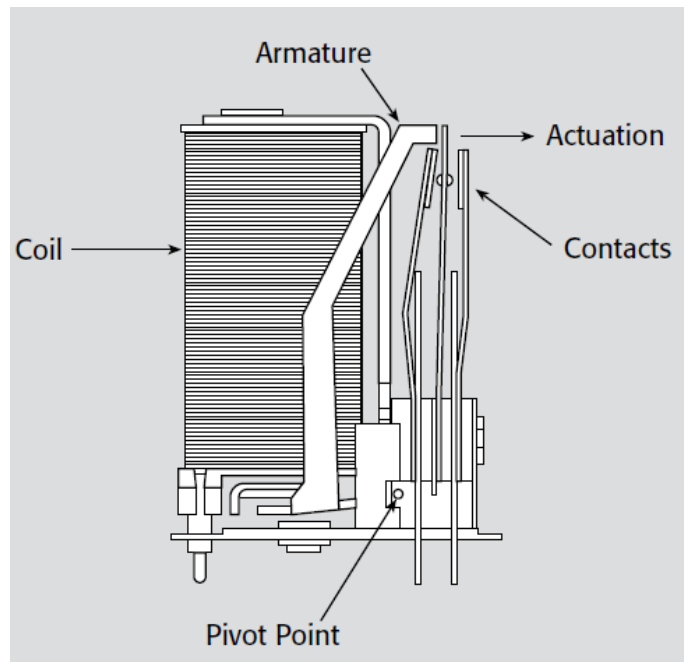


Figure I-8 : Vue schématique d'un relais électromécanique (armature)[9].

Cette technologie de commutateur se présente sous différentes formes :

- Composants CMS (composants montés en surface),
- Relais coaxiaux.

IV.1.1.1 - Les composants CMS

Les composants CMS sont développés pour la fabrication de cartes électroniques. Cette technique consiste à braser les composants d'une carte à sa surface, plutôt que d'en faire passer les broches au travers. Un exemple d'un relais mécaniques pouvant être monté en surface développé par la société Teledyne [10] est montré sur la **Figure I-9**.



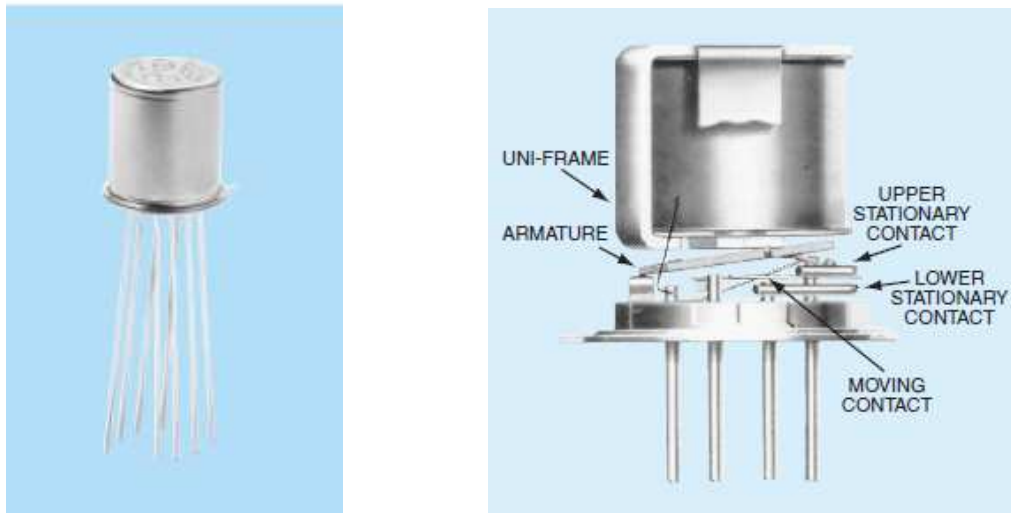


Figure I-9 : Photographie d'un relais électromécanique pouvant être monté en surface développé par la société Teledyne [10].

IV.1.1.2 - Les Relais coaxiaux

Un relais électromécanique peut être intégré à une ligne coaxiale et utilisé aux fréquences microondes. La **Figure I-10** présente un exemple d'un relais coaxial développé par la société Meder [11].

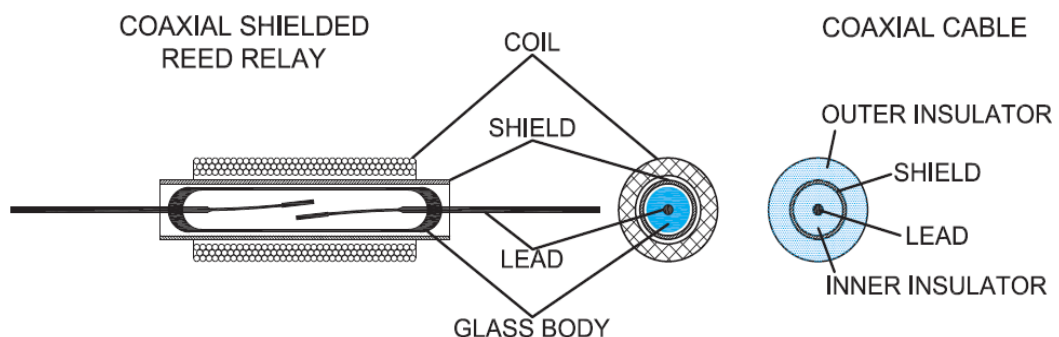


Figure I-10 : Exemple de relais coaxiaux développés par la société Meder [11].

Un autre commutateur développé par la société Panasonic [12], fonctionne sur la bande de fréquence entre le continu et 8 GHz. À l'état passant, il présente une perte d'insertion très faible de l'ordre de 0.5 dB à 5 GHz (**Figure I-11.a**). Ainsi une excellente isolation de l'ordre de 30 dB à 8 GHz à l'état bloqué (**Figure I-11.b**).



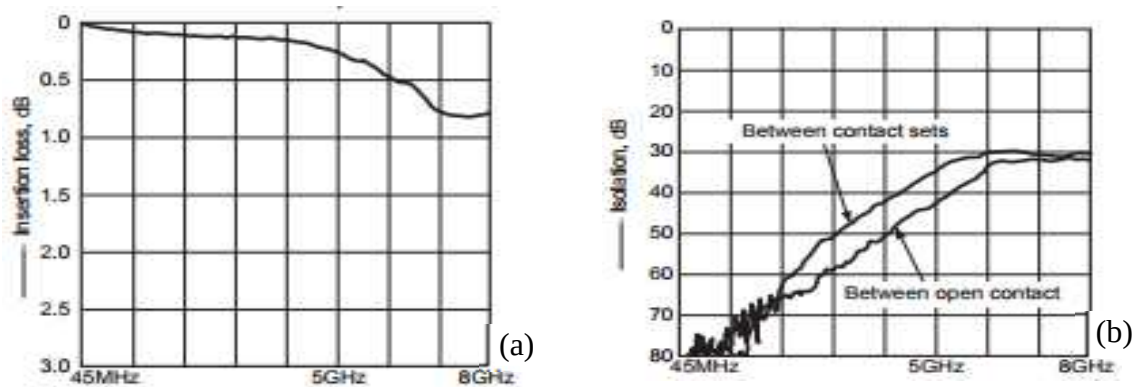


Figure I-11 :les performances RF du relais mécaniques développé par la société Panasonic, (a)à l'état passant, (b) à l'état bloqué[12].

Un autre exemple sur l'utilisation des relais mécaniques pour la réalisation des commutateurs RF est développé par Franz-Xaver Pitschi à Spinner GmbH [13]. La matrice de commutation réalisée utilise des relais coaxiaux et des switch DPDT dans une structure plus complète. La structure de la matrice réalisée est illustrée dans la **Figure I-12**. Cette matrice a des pertes d'insertion de l'ordre de 0.3 dB à 6 GHz à l'état ON et une isolation de 60 dB jusqu'à 6 GHz à l'état OFF [14].

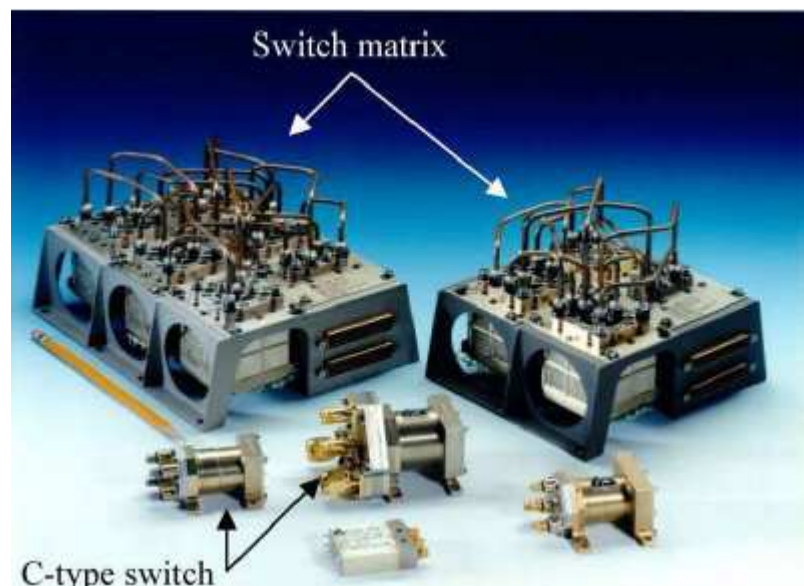


Figure I-12 : la structure de la matrice de commutation développé par Franz-Xaver Pitschi à Comdev Space group[13].

Les relais électromécaniques présentent des avantages indéniables par rapport aux autres types de commutateurs.

- Le premier avantage est de procurer une forte isolation que souhaitée entre les circuits de commande (bobines) et les circuits de commuté (contacts),
- Le second atout est les faibles pertes d'insertion (R_{on} vaut quelques dizaines de $m\Omega$),



- Un autre avantage des relais est sa consommation en puissance proche de zéro lorsqu'ils ne sont pas actionnés.

Malgré les avantages présentés, les relais ont également des inconvénients :

- Un cout de fabrication élevé,
- Une durée de vie réduite, qui se dégrade rapidement les contacts lorsque le niveau de puissance du signal de commuté est important,
- La nécessité d'utiliser un composant de protection, une diode par exemple branchée en parallèle de la bobine dans le circuit de commande pour protéger contre les sur-tensions,
- Un temps de commutation important (de l'ordre de plusieurs dizaines de millisecondes),
- Présence du phénomène de rebond lors de la commutation, le passage de l'état passant à l'état bloqué,
- Un encombrement mécanique important et une forte consommation de puissance lors de l'ouverture et de la fermeture du contact.

IV.1.2 - Les dispositifs MEMS

La technologie des MEMS (Micro Electro-Mechanical Systems) a connu une croissance très importante autour des années 2000, avec l'arrivée des smartphones, ou encore des consoles de jeu. La caractéristique principale de cette technologie est sa capacité à miniaturiser et à intégrer sur un même support des fonctions électroniques et éléments mécaniques. Cette intégration permet de fabriquer des composants électromécaniques et microélectroniques sur une même puce.

Les micro-commutateurs MEMS RF sont des relais, fabriqués à l'aide des technologies MEMS. Ils sont proches des relais REED mentionnés précédemment par les matériaux de contacts, les forces mises en jeu, ou encore les techniques de packaging hermétiques nécessaires à leur mise en œuvre. Il faut souligner que les MEMS RF peuvent aussi utiliser des contacts capacitifs, et fonctionner seulement aux hautes fréquences.



IV.1.2.1 - MEMS RF à contact ohmique

Le principe de fonctionnement d'un MEMS-RF à contact métallique est illustrée sur la **Figure I-13.a**. Un contact métallique direct métal- métal est établi pour réaliser un contact ohmique entre la poutre (cantilever) et l'électrode. A l'état ouvert, la poutre est suspendue et le signal n'est pas transmis à cause d'une capacité C_{off} créée par le gap d'air entre la poutre mobile et la zone de contact (**Figure I-13.b**). Lorsque les électrodes d'actionnement sont soumises à une différence de potentiel, une force électrostatique apparaît, de manière à faire abaisser la poutre et vient en contact avec la zone de contact (**Figure I-13.c**). Le contact métal-métal est caractérisé par une faible résistance R_{on} permettant la transmission du signal.

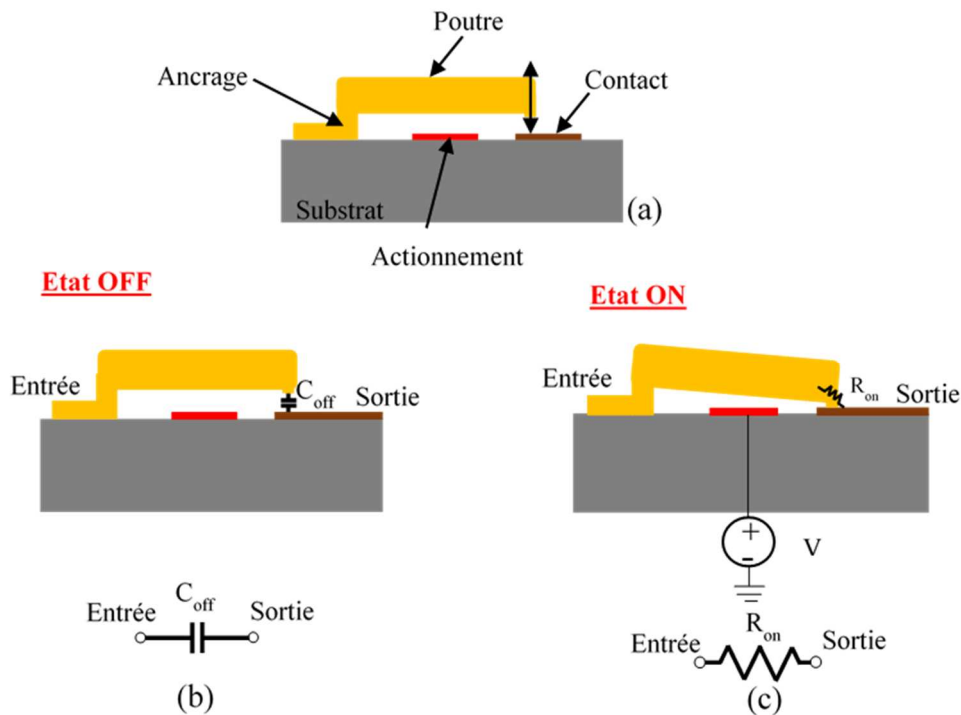


Figure I-13 : Principe de fonctionnement d'un MEMS RF ohmique : (a) MEMS avec une poutre mono-encastrée ; (b) schéma électrique équivalent du commutateur MEMS à l'état OFF ; (c) schéma électrique équivalent du commutateur MEMS à l'état ON.

Un exemple de MEMS-RF à contact ohmique développé au sein du laboratoire XLIM par Arnaud Pothier et al. [15], est présenté sur la **Figure I-14**. Il s'agit d'une poutre mono-encastrée avec deux plots d'arrêt. Ce commutateur présente une capacité d'isolation C_{off} de l'ordre 5 fF correspondant à une isolation de 40 dB à 2 GHz (cf courbe bleue sur la **Figure I-15**) et une résistance R_{on} (à l'état bas) de 1Ω ce qui correspond à des pertes d'insertion autour de 0.1 dB entre 100 MHz - 5 GHz (cf la courbe rouge sur la **Figure I-15**), ce qui se traduit par un facteur de mérite ($R_{on} \times C_{off}$) de l'ordre de 5 fs [15].



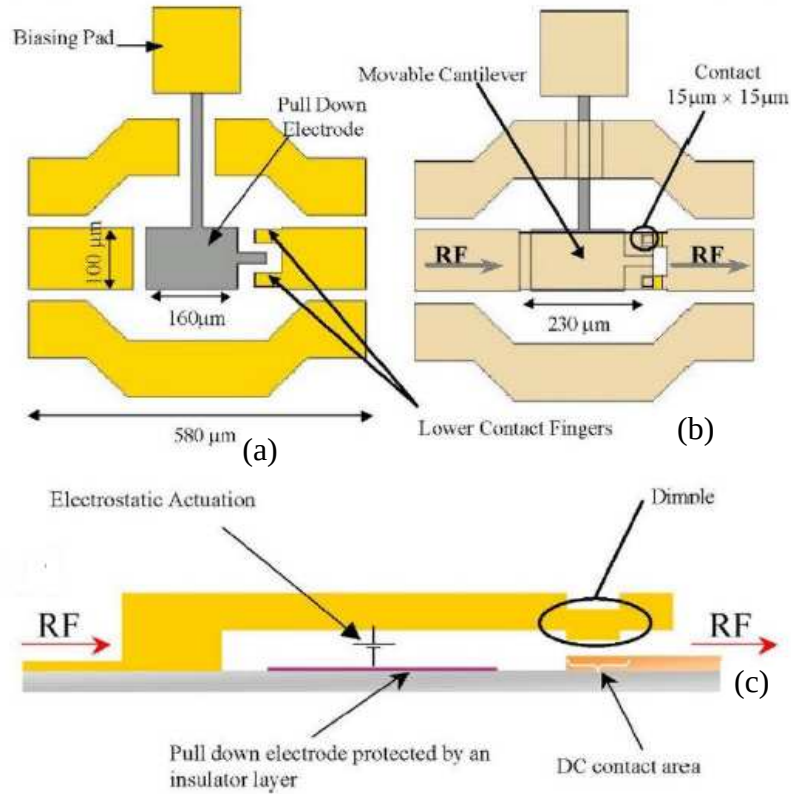


Figure I-14 : Schéma de conception du MEMS ohmique développé par Pothier et al. Au laboratoire XLIM : (a) sans la poutre montrant l'électrode d'actionnement ; (b) avec la poutre (c) vue en coupe transversale.

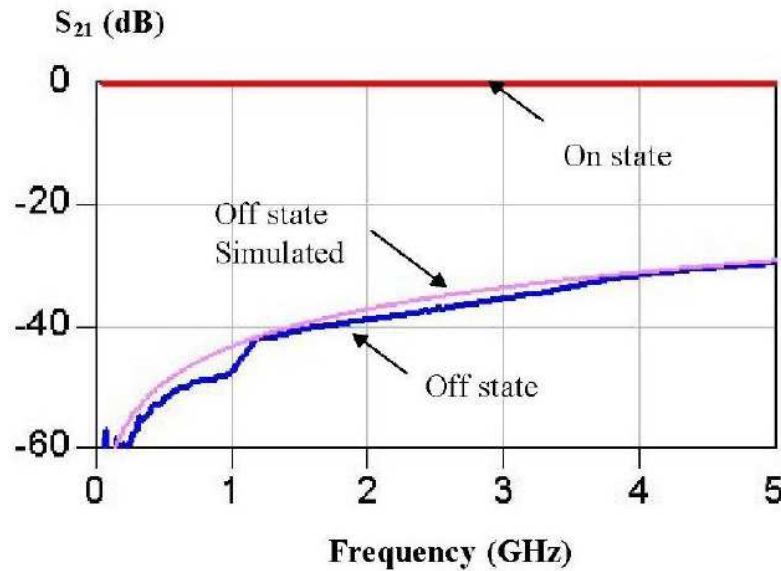


Figure I-15 : Paramètres de transmission S_{21} du MEMS-RF ohmique présenté sur la Figure I-14, isolation à l'état OFF (courbe bleue) et pertes d'insertion à l'état ON (courbe rouge).

Un autre exemple d'utilisation des MEMS ohmiques a été développé par Mohamad El Khatib au laboratoire Xlim [16]. Le commutateur MEMS développé par Arnaud Pothier a été réutilisé sans diélectrique, pour réaliser une nouvelle structure de la matrice de commutation de



type-C (DPDT). La **Figure I-16** présente la structure de la matrice réalisée, qui est constituée des quatre commutateur SPST à 4 stubs pour améliorer l'isolation lors du passage du signal des deux côtés du SPST.

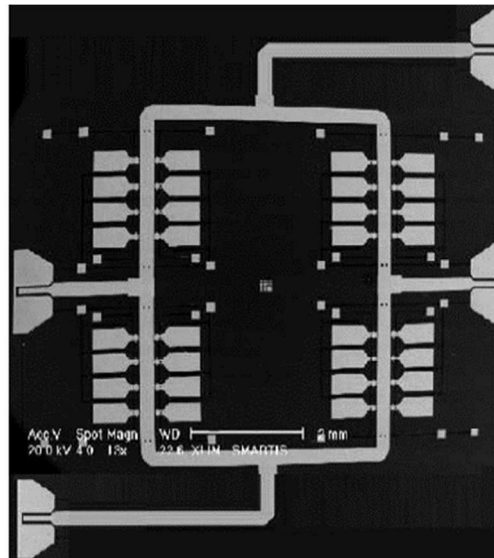


Figure I-16 : photographie de la structure de la matrice du commutation type-C.

Cette matrice de commutation a été mesurée et simulée dans la bande de fréquence de 100 MHz jusqu'à 40 GHz. Elle présente une perte globale meilleure que 0,8 dB sur toute la bande de fréquence (**Figure I-17**) ainsi une isolation mesurée plus que 49 dB sur une bande qui s'étend de 28 GHz jusqu'à 38 GHz (**Figure I-17**) [16].

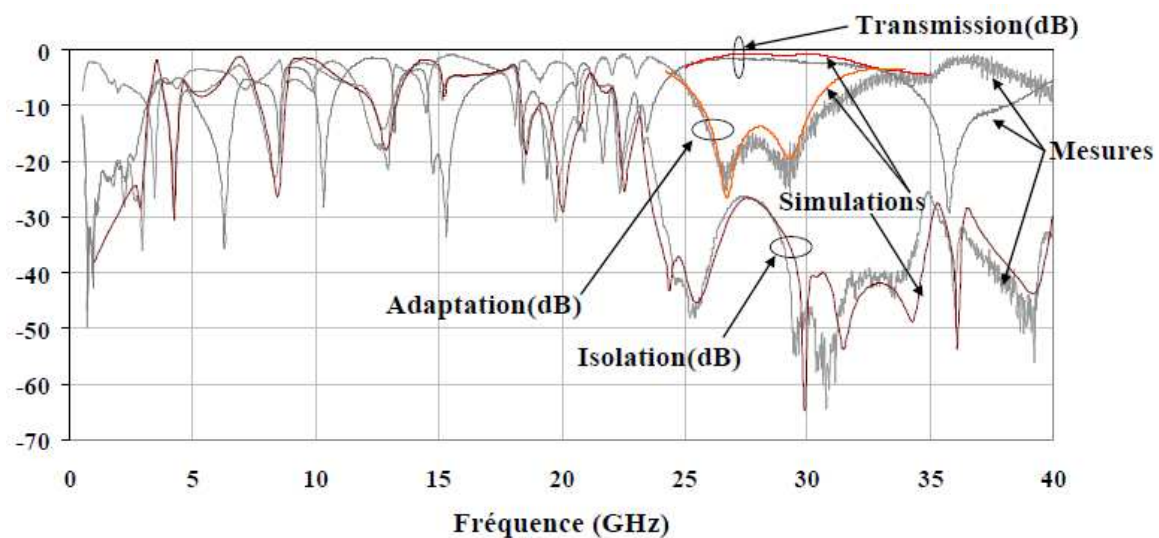


Figure I-17 : les performances mesurées et simulées de la matrice de commutation DPDT à l'état ON et OFF.



IV.1.2.2 - MEMS RF à contact capacitif

Le principe de fonctionnement d'un MEMS-RF à contact capacitif est présenté sur la **Figure I-18**. Cette structure est équivalente à son homologue ohmique, la seule différence est la couche de diélectrique isolante placée entre l'électrode et la poutre (couche de couleur verte dans la **Figure I-18.a**). Lorsque le MEMS est à l'état haut, il présente une faible capacité C_{off} (**Figure I-18.b**) et une forte capacité C_{on} à l'état passant. Dans ce cas la poutre s'abaisse et vient en contact avec la couche de diélectrique (**Figure I-18.c**). Ce type de MEMS repose sur un rapport important entre la capacité à l'état haut (OFF) et celle à l'état bas (ON). Ce facteur s'écrit sous cette forme suivante : $C_r = C_{on}/C_{off}$.

Ces MEMS capacitifs peuvent être classés en trois catégories :

1. Commutateurs RF (ON/OFF) [17]: présentant un rapport C_r important et généralement supérieur à 20.
2. Capacités commutées [18] : présentant deux valeurs discrètes de capacités entre deux états du MEMS. Elles ont généralement un rapport C_r inférieur à 8.
3. Varactor [19]: permettant de réaliser des capacités variables analogiques afin d'assurer une accordabilité continue.

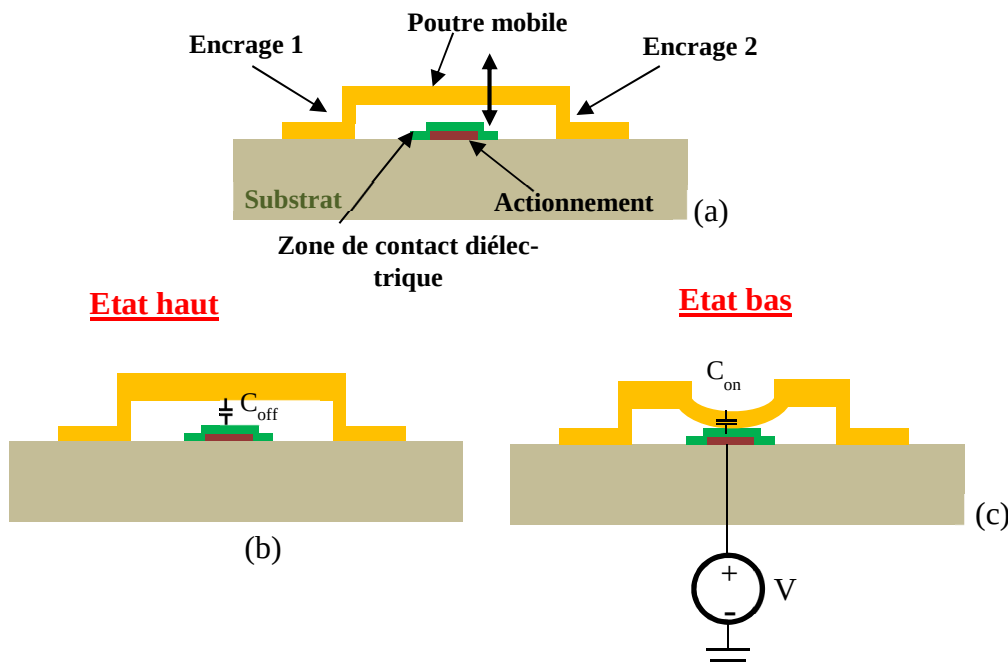


Figure I-18 : Principe de fonctionnement d'un MEMS RF capacitif : (a) MEMS avec une poutre bi-encastree ; b) MEMS à l'état haut (C_{off}) ; c) MEMS à l'état bas (C_{on}).

A titre d'exemple, le MEMS-RF capacitif parallèle développé par Raytheon est illustré sur la **Figure I-19** [20]. Ce dispositif permet d'obtenir un temps de commutation moyen de



l'ordre de $3\ \mu\text{s}$ et des tensions d'actionnement entre 10 et 60 Volts. En plus, il présente un facteur $C_r = C_{\text{on}}/C_{\text{off}}$ entre de 80 à 120 selon la géométrie de la structure. Raytheon a annoncé la possibilité de fabriquer des micro-commutateurs sur un wafer de 6 pouces avec une dérive de seulement 1,5 V de la tension d'actionnement sur toute la plaque, ce qui est le signe d'un procédé de fabrication très abouti.

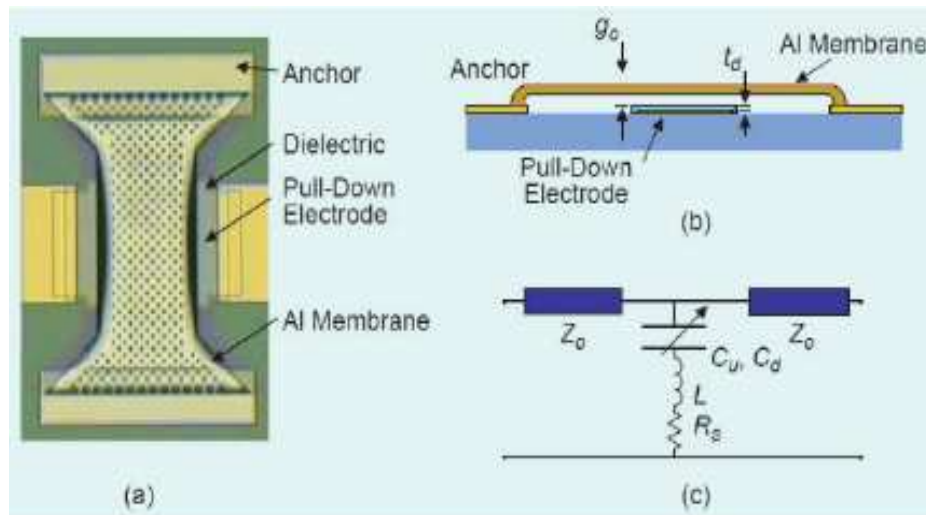


Figure I-19 : MEMS-RF capacitif en configuration parallèle réalisé par Raytheon : (a) photographie du MEMS-RF capacitif réalisé ;(b) vue en coupe transversale correspondant au dispositif réalisé ; (c) schéma électrique équivalent du MEMS.

Les commutateurs MEMS disposent des avantages suivants par rapport aux autres technologies :

- Les composants MEMS contiennent à la fois des composants mécaniques et électriques à l'échelle micro.
- De bonnes caractéristiques électriques, avec de faibles pertes d'insertion (R_{on} de l'ordre de l'ohm) à l'état passant, et une bonne isolation à l'état bloqué (C_{off} est faible, de l'ordre de la dizaine de fF),
- Très faible consommation de puissance quasi-nulle (actionnement en tension, pas de courant),
- Grande capacité d'intégration,
- Faible coût des composants (fabrication collective).

Cette technologie encore récente présente cependant plusieurs inconvénients :

- Des tensions d'actionnement élevées qui peuvent limiter leur emploi dans les systèmes embarqués,
- Des temps de commutations relativement lents par rapport aux autres technologies de commutateur [21][22],



- Problème de la mise en boîtier (packaging), qui protège le composant MEMS des différentes contaminations provenant de l'environnement externe (humidité, polluant,...) [23].

IV.2- Commutateurs à base de semiconducteurs

Un conducteur est un matériau qui conduit facilement le courant électrique (cuivre, or, argent, ...), tandis qu'un isolant ne le conduit pas. Un semi-conducteur intrinsèque (pur) n'est ni un bon conducteur ni un bon isolant, et la circulation du courant électrique est obtenue par dopage de type n (élément donneur des électrons) ou de type p (éléments accepteurs des électrons). Les semi-conducteurs les plus courants en RF sont le silicium (Si) et l'arséniure de gallium (AsGa) dont les comportements électriques sont modélisés par la théorie des bandes d'énergie. Un matériau semi-conducteur possède une bande interdite suffisamment petite pour que les électrons de la bande de valence puissent déplacer facilement à la bande de conduction.

IV.2.1 - Les diodes PIN

Une diode PIN est une diode semi-conductrice dans laquelle une région intrinsèque non dopée (I) à haute résistivité est prise en sandwich entre deux couches dopées (l'une de type P et l'autre de type N). La diode PIN présente alors deux états. Lorsqu'elle est polarisée en direct, elle peut être modélisée par une inductance en série avec une résistance extrêmement faible de l'ordre de l'ohm (faible perte d'insertion), qui laisse un signal RF de circuler (état ON du commutateur RF). Par contre, en polarisation inverse, la diode PIN ne laisse pas passer de courant, et dans ce cas, elle présente une inductance en série avec une capacité très faible (de l'ordre de la dizaine de fF) associée en parallèle à une résistance très grande ($M\Omega$), ce qui se traduit par une excellente isolation (**Figure I-20**). Les diodes PIN sont largement utilisés dans les domaines hyperfréquences pour la réalisation des limiteurs de puissance [24][25] ou de déphaseurs [26][27].



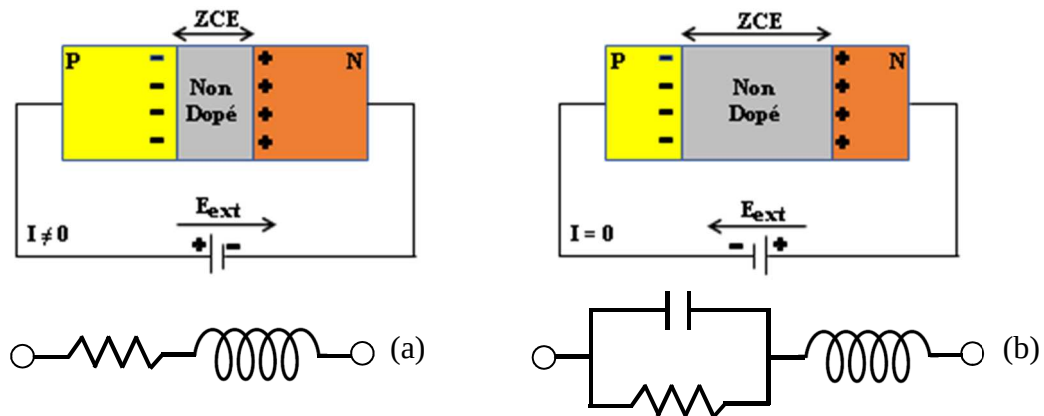


Figure I-20 : Principe de fonctionnement et modèle électrique équivalent d'une diode PIN, (a) polarisation directe ; (b) polarisation inverse.

Le *Tableau I-1* ci-dessous compare les performances électriques de diodes PIN réalisées sur différents substrats.

Technologies	GaAs[28]	SiC [29]	GaN[34]
Performances			
Fréquence de coupure F_c (GHz)	177	70.7	117
R_{on} (Ω)	2,5	60	29
C_{off} (fF)	36	37	47

Tableau I-1 : Comparaisons entre des diodes PIN réalisées sur différents substrats.

La **Figure I-21** présente un exemple d'utilisation de diodes PIN dans un circuit commutateur de type SPST (Single Pole Single Throw) fonctionnant à 83 GHz [30]. Sur ce circuit, les auteurs ont mesuré des pertes d'insertion égales à 1,3 dB ainsi qu'une isolation de 25 dB sur une gamme de fréquences étroite d'environ 100 MHz (**Figure I-22**).

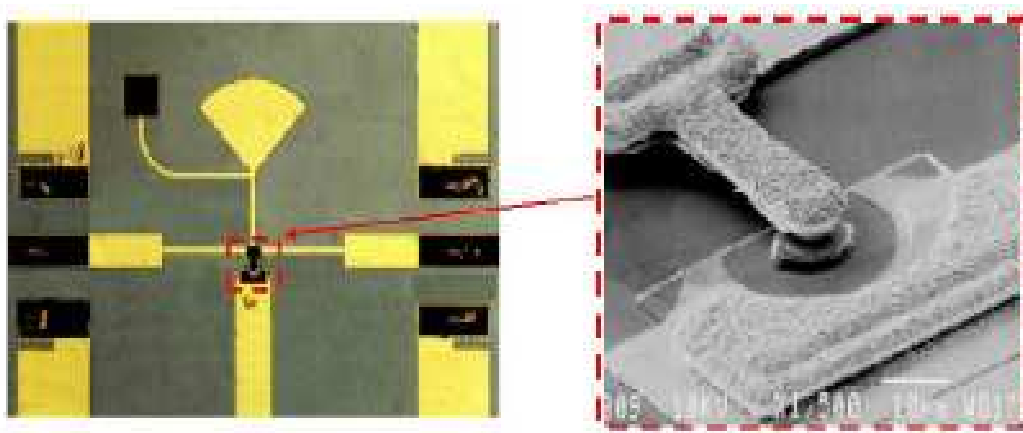


Figure I-21 : commutateur SPST à base de diode PIN développé par E. Alekssev et al. [30].



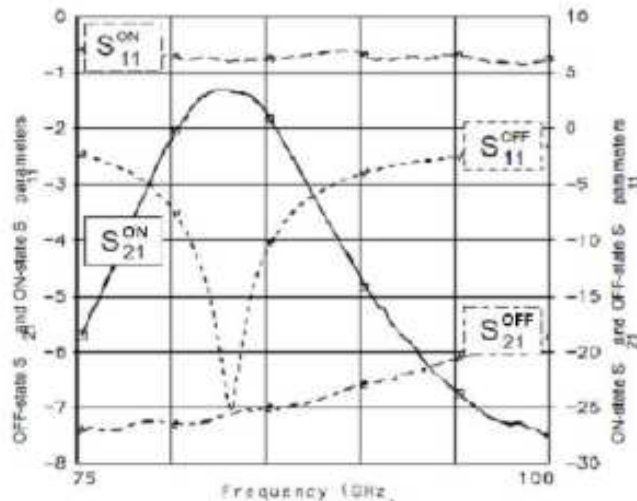


Figure I-22 : Les performances du commutateur SPST à base de diode PIN dans les deux états ON et OFF.

Un deuxième exemple à base de diode PIN a été développé par H. R. Malone à Motorola [31] pour obtenir une matrice de commutation. Il a réalisé tout d'abord un commutateur SPDT (Single Pole Double Throw) à base de diode PIN, qui a ensuite été intégré dans une matrice à 7 sorties. Le commutateur SPDT présente des pertes d'insertion de 0,4 dB à l'état passant sur une bande de fréquence entre 4 et 6 GHz et une isolation de l'ordre de 25 dB à l'état bloqué sur la même bande. La **Figure I-23** présente la structure de commutateur SP7T à base de diodes PIN réalisée, avec des pertes mesurées pour ce commutateur sont comprises entre 2 et 2,5 dB.

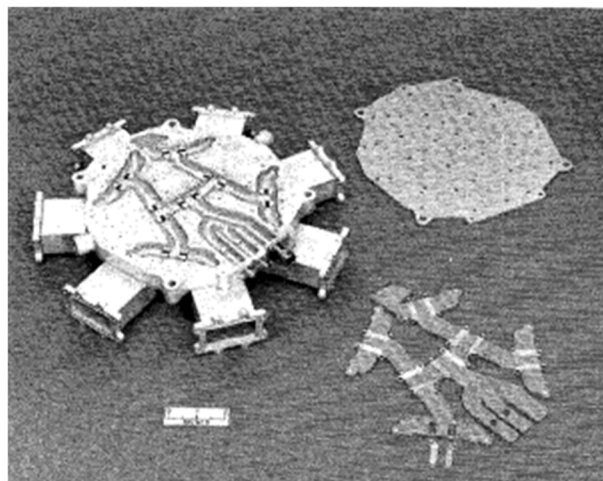


Figure I-23 : commutateur SP7T à base de diode PIN réalisé par H. R. Malone.

IV.2.2 - Les transistors à effet de champ (FET)

Les transistors à effet de champ sont des dispositifs à semi-conducteurs, constitués d'un canal de type N ou P (**Figure I-24**). Les transistors FET se comportent comme des résistances contrôlées en tension où le courant va circuler du drain vers la source. Les transistors à effet de champ se divisent en deux catégories : les transistors sur des substrats de silicium massif et des



transistors sur SOI et SOS. Il existe de nombreux types de transistors à effet de champ utilisés dans les applications de commutation [32][33] comme les JFET (Jonction Field Effect Transistors), les MESFET (Metal Semiconductor FET), les MOSFET (Metal Oxide FET) et les HEMT (High Electron Mobility Transistor). Pour les applications de commutation RF, ces transistors se comportent comme des dispositifs à faibles pertes d'insertion (R_{on} de l'ordre de l'Ohm) avec une isolation assez forte à l'état bloqué (faible C_{off}). La commutation de ces transistors dans les deux états est réalisée par l'application d'une tension de commande sur la grille.

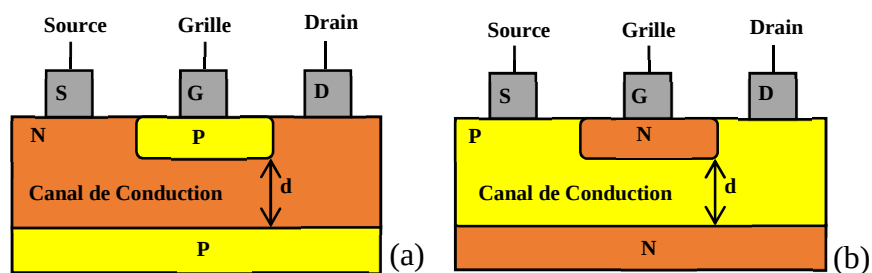


Figure I-24 : Modèle d'un transistor FET, (a) canal de conduction de type N ; (b) canal de conduction de type P.

La théorie du transistor JFET (Junction Field Effect Transistor) a été décrite par Schockley en 1952 [34]. Ce type de transistor est unipolaire, entrepose sur un contrôle du courant de drain à l'aide d'un champ électrique généré par une polarisation entre la grille et la source [35]. Il existe deux types de transistors JFET : le JFET à canal N qui est dopé avec des donneurs d'électrons et JFET à canal P est dopé avec des accepteurs d'électrons. La conductance du canal peut être modulée par une tension appliquée à la grille [36]. La **Figure I-25** illustre le principe de fonctionnement d'un JFET à canal N où la conduction du courant électrique entre drain et source s'effectue à travers le canal entre les deux couches de types P connectées à la grille.

La commutation d'un JFET est réalisée par l'application d'une tension de commande à la grille (V_{GS}). Pour maintenir l'état passant (état ON du commutateur), il faut appliquer une tension V_{GS} quasi nulle, qui va conduire l'ouverture du canal de conduction avec une faible impédance. Dans ce cas le courant I_{DS} circule du drain vers la source avec de très faibles pertes (**Figure I-25.a**). L'état bloqué du JFET (état OFF du commutateur) est maintenu par l'application d'une tension de commande V_{GS} négative (**Figure I-25.b**). Cette tension négative provoque la création d'une zone de charge déplétée autour de la grille ce qui permet de diminuer la largeur du canal de conduction. La diminution de la tension V_{GS} va conduire la diminution de courant I_{DS} et l'impédance du canal augmente jusqu'à une tension seuil V_{GS} ce qui bloque le courant I_{DS} ($I_{DS} = 0$). Ce type de composant possède une résistance faible (R_{on}) à l'état ON [37], permettant leur intégration dans les applications hautes fréquences [38][39].



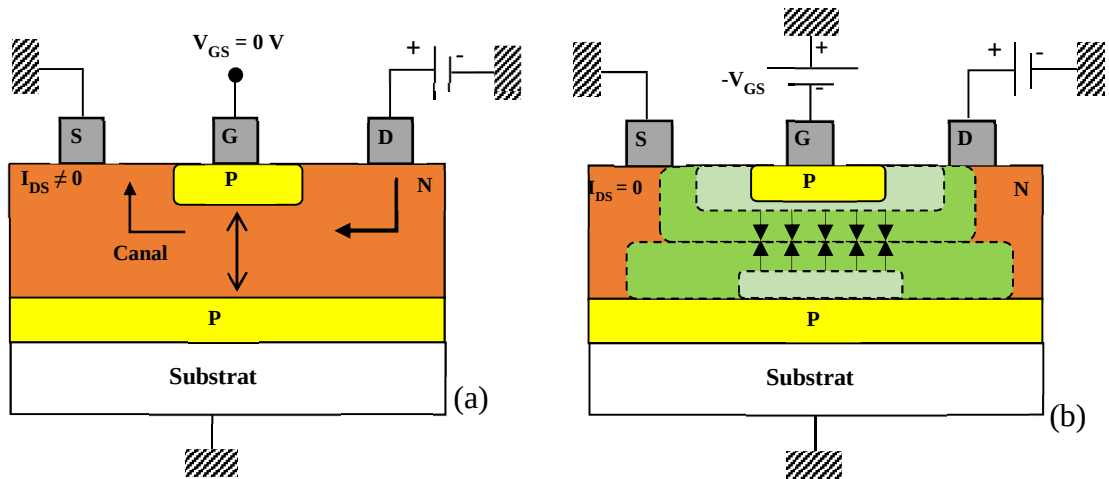


Figure I-25 : Principe de fonctionnement d'un transistor JFET : (a) état passant ; (b) état bloqué.

Les transistors HEMT à base de Nitrure de Gallium (GaN) sont bien adaptés aux applications hautes fréquences et hautes puissance[40]. Pour les applications de commutation RF, les transistors HEMT présentent des caractéristiques intéressantes notamment des pertes d'insertion très faibles[41].

Le transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) est apparu au début des années 1960 [42][43]. Le principe de fonctionnement est basé sur le contrôle de courant qui traverse le canal de conduction créé entre le drain et la source du transistor appliqué par la grille, cette grille agit comme électrode de commutation de l'état bloqué à l'état passant et vice versa. Un canal de conduction est créé au-dessous de l'oxyde de grille, entre les deux régions de source et de drain. La **Figure I-26** illustre le principe de fonctionnement d'un transistor MOS à canal P.

La commutation d'un MOSFET est provoquée par l'application d'une tension sur la grille (V_{GS}). Si la tension V_{GS} est nulle (contrairement aux JFET et MESFET qui sont à l'état passant à $V_{GS} = 0$ V) aucun courant circule entre drain et source alors le transistor est à l'état bloqué (**Figure I-26.a**) ce qui correspond à un commutateur à l'état OFF. Il devient passant au-delà d'une tension seuil V_{th} , dans ce cas il apparaît une couche d'inversion où les charges peuvent circuler à l'interface entre l'oxyde et le semi-conducteur (courant I_{DS}) ce qui correspond à un transistor à l'état ON (**Figure I-26.b**). Ce type de transistor a une très grande capacité d'intégration et un temps de réponse rapide par rapport aux autres technologies à base de semi-conducteur. La technologie récente du MOSFET offre une longueur de canal très petite avec un meilleur produit $R_{on} * C_{off}$ [44].

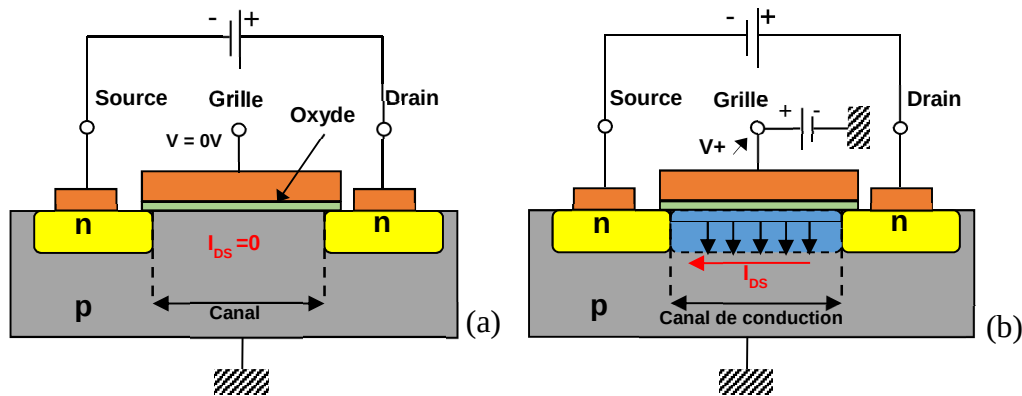


Figure I-26 : principe de fonctionnement d'un transistor MOSFET : (a) état bloqué ; (b) état passant.

L'industrie de la microélectronique a introduit des nouvelles technologies pour faire évoluer les performances du transistor FET [45]. Une étape clé est basée sur l'utilisation d'une couche d'isolant enterrée sous la couche active du substrat. Le premier matériau, le silicium sur saphir (SOS) [46] a été suivi par le silicium sur isolant SOI (Silicon On Insulator) [47][48]. La **Figure I-27** présente la structure de ces deux types de substrats SOI et SOS. Le substrat SOI est composé d'une couche isolante (généralement du matériau SiO_2) intercalé entre deux couches de silicium (**Figure I-27.a**). Les substrats SOI et SOS ont été initialement utilisés dans les applications spatiales et militaires car ils présentent une meilleure robustesse et immunité améliorée face aux radiations [49]. Les couches isolantes permettent d'éliminer les effets parasites indésirables entre le drain et la source (latch-up) et les courants de fuite à l'état bloqué.

La diminution de l'épaisseur de la couche active de silicium, permet également d'obtenir une mobilité des électrons élevée dans ces substrats (SOI/SOS).

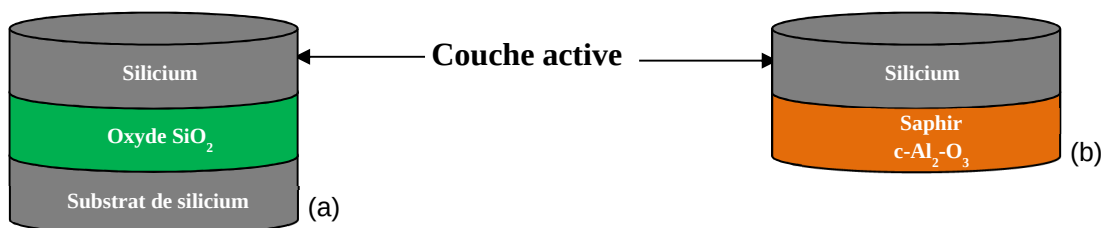


Figure I-27 : Structuration des substrats SOI/SOS : (a) silicium sur oxyde (SOI) ; (b) silicium sur saphir (SOS).

De ce fait ces technologies trouvent leur intérêt dans le domaine radiofréquence GHz [50]. Elles ont été utilisées pour la réalisation des circuits intégrés (RFIC), comme mélangeurs [51], oscillateurs [52], amplificateurs de puissance [53]. Ce sont également de bons candidats pour des applications de commutation RF. Pour réaliser des commutateurs RF simples SPST [50], ou



réseaux de commutations (SPNT) comme SP4T [54], SP6T [55], SP8T [56]. Ces derniers permettant de concevoir par la suite des Front-end modernes (systèmes multi bandes).

La **Figure I-28** présente un exemple d'un commutateur RF SPST [50], à base de transistors à effet de champ FET sur un substrat SOI. Le type de FET utilisé est CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) dont la structure est présentée sur la **Figure I-28. a**. Le commutateur fonctionne sur une bande de fréquence entre 140 et 220 GHz, à partir d'un transistor monté en court-circuit. À l'état OFF le commutateur a une isolation de 16 dB jusqu'à 220 GHz, (**Figure I-29**) avec des pertes d'insertion comprises entre 1 et 2,5 dB à l'état ON, ce qui correspond à une résistance R_{on} de l'ordre de 5Ω (**Figure I-29**). En plus les transistor FET ont des caractéristiques supérieures que les diodes PIN, ils ont un temps de réponse plus important et peuvent consommer moins de puissance.

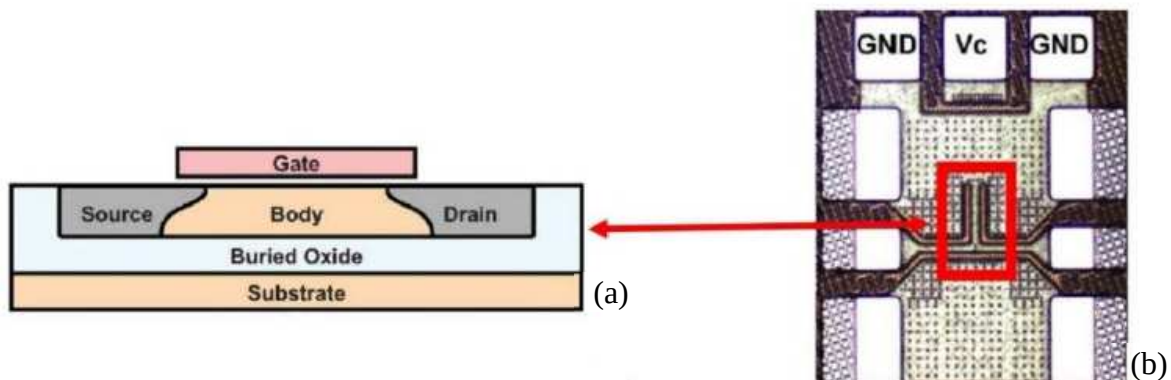


Figure I-28 : SPST réalisé à partir d'un CMOS FET en technologie SOI : (a) Profil d'un transistor CMOS ; (b) photo du circuit complet montrant l'implémentation du CMOS FET dans une ligne de transmission en configuration coplanaire (CPW) adaptée-50 Ω .

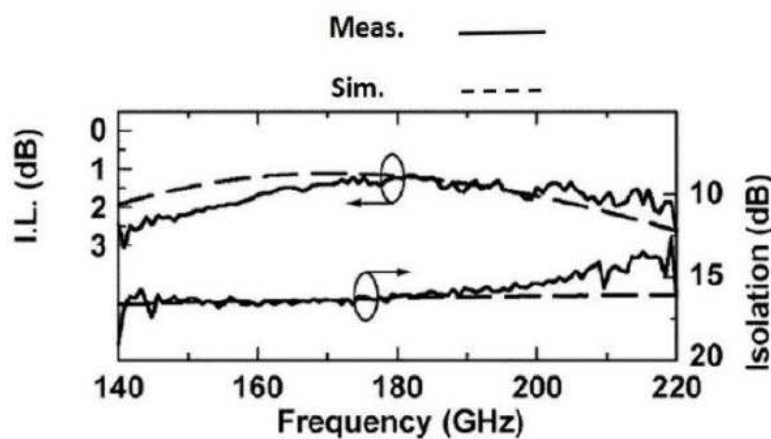


Figure I-29 : les performances RF mesurés à l'état ON (perte d'insertion) et à l'état OFF (isolation).

Comme les autres technologies de commutateurs, la technologie CMOS a des avantages et inconvénients. Ses principaux avantages sont :

- Faible coût de production,
- La facilité de l'intégration,
- Bonne fiabilité (longue durée de vie),
- Vitesse de commutation rapide (~ 1 ns),
- Faible de consommation de puissance.

Cependant il y a également des inconvénients comme :

- Les problèmes de non linéarités qui provoquent les distorsions du signal RF à la sortie du commutateur,
- Des pertes d'insertions qui peuvent être importantes (0,4 à 2,5 dB),
- Des puissances d'utilisation inférieures à 10 W,

IV.3- Comparaisons des différentes technologies

Nous avons présenté dans les parties précédentes, les différentes technologies utilisées actuellement pour réaliser des commutateurs RF. Un récapitulatif des ces technologies est présenté dans le *Tableau I-2* qui recense les performances de commutateurs réalisés à partir d'éléments localisés (transistors FET, diodes PIN, MEMS, etc...).

	Commutateurs mécaniques			Commutateurs à base de semi-conducteurs		
	Commutateur coaxial	Commutateur électro-mécanique	MEMS	Diodes PIN	FET (Bulk)	FET (SOI / SOS)
Intégration	Difficile	Bonne	Très bonne	Très bonne	Très bonne	Très bonne
Pertes (dB)	0,1	0,3	0,5 - 2	< 2	0,4 - 2,5	0,7-2,5
Isolation (dB)	80	50	30 - 50	30	30	<35
R_{on} (Ω)	1.3	4	< 1,5	1-4	2-6	2-4
C_{off} (fF)	~ 0.5	~ 1	1-10	20 - 100	70 -140	30-180
$R_{on} * C_{off}$ (fs)	~ 0.65	~ 4	4-10	80 - 400	140-840	100-700
t_c (μ s)	~ 40000	~ 5000	1- 300	0,001- 0,1	0,001 -0,1	0,001-0,1
f_t (GHz)	DC-10	DC-5	DC-120	20	60	200
t_p (W)	40	10	<10	< 50	<10	≤ 10
T_c (V)	12-28	1.5-24	5-80	3-5	3-5	-
Consommation (mW)	<1000	0-140	0.05-0.1	5-100	0,05-0,1	-
IP3 (dBm)	Infini	Infini	60-90	30 - 45	30-45	30-60
N_c	10^5 - 10^6	0.5 - $5 \cdot 10^6$	10^{11} - 10^{12}	10^{12}	10^{12}	10^{12}
Mise en boîtier	Aucune	Facile (mais volumineux)	Difficile	Aucune	Aucune	Aucune
Coût (€)	38-90	0,85-12	8-20	1-10	0,5-5	-

Tableau I-2 : Comparaisons entre les différentes technologies de commutateur RF.

t_c : temps des commutations ; f_t : fréquence de travail ; t_p : tenue en puissance ; T_c : tension de commande ; **IP3** : linéarité ; N_c : nombre des cycles.



Généralement, une grande partie des commutateurs RF est réalisée à partir de composants semi-conducteurs à base de diodes PIN ou transistors FET pour leur fiabilité, leur faible coût et leur forte capacité d'intégration, ou plus récemment en utilisant de technologies basées sur des microsystèmes mécaniques et plus particulièrement sur les MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems). Ces derniers sont considérés comme les meilleurs composants en termes de performances électriques (faibles pertes d'insertion à l'état ON et de forte isolation à l'état OFF) et de linéarité. Bien que les performances de ces dispositifs soient intéressantes, ils présentent certaines limitations. En effet la consommation de puissance assez forte et le comportement non linéaire pour les composants semiconducteurs (diode PIN, transistor FET) restent des inconvénients majeurs. En plus en comparaison avec les autres technologies, les MEMS RF souffrent d'une complexité de fabrication importante notamment à cause de la nécessité d'encapsuler la structure. Récemment de nouvelles solutions pour réaliser des commutateurs RF consistent à utiliser des matériaux fonctionnels.

V. Matériaux innovants fonctionnels

Le développement de nouvelles circuits électroniques plus puissants, plus petits et moins chers, ont introduit une génération de nouveaux matériaux répondant à ces défis. Cependant ces matériaux sont capables de changer rapidement ses caractéristiques (électriques, diélectriques ou magnétiques) sous l'effet de divers applications externes (température, champ électrique, rayonnement incident, contrainte mécanique, pression). Dans cette partie nous citerons différents types de matériaux à propriétés accordables qui peuvent être utilisés dans des dispositifs innovants (filtres, antennes, déphaseur, etc.).

V.1- Matériaux ferromagnétiques

Les matériaux ferromagnétiques sont principalement composés de fer, de cobalt, de nickel, etc. dont la perméabilité peut être modifiée sous l'action du champ magnétique[57]. Les matériaux ferromagnétiques sont des bons candidats pour des applications hyperfréquences. Quelques exemples de déphaseurs[58][59], des mémoires non volatiles dites MRAM (Magnetic Random Access Memory) et de filtres accordables[60]–[66] ont été fabriqués avec des matériaux ferromagnétiques. Cependant leur encombrement freine leur intégration pour réaliser des systèmes RF miniatures.

V.2- Matériaux ferroélectriques



Les matériaux ferroélectriques possèdent une permittivité diélectrique variable sous l'action d'un champ électrique de type oxyde pérovskite (BaTiO_3 , PbTiO_3 , CaTiO_3 , etc.). Ces matériaux occupent une place particulièrement intéressante dans la réalisation de mémoires non-volatiles (FeRAM) [67], d'antennes agiles, de filtres accordables et de déphaseurs[68][69].

V.3- Matériaux à résistivité variable

Les matériaux à résistivité variable comme AsGa, AlN [70] ou encore les pérovskites dopés (SrZrO_3) [71] voient leur résistivité se modifier sous l'application d'un champ (électrique, magnétique, optique, etc.) externe. Ces matériaux peuvent être utilisés pour réaliser des mémoires résistives (ReRAM). Les oxydes métalliques binaires comme le TiO_2 [72], ZnO [73], Ta_2O_5 [74], HfO [75], sont les matériaux les plus couramment utilisés dans la littérature. En effet, ces matériaux présentent un changement de résistivité varie entre 2 et 4 ordres de grandeur [76][77] et une résistance à l'état passant assez forte (quelques centaines d'ohms à quelques kilo ohms) générant de fortes pertes, ce qui limite l'utilisation de ces matériaux dans le domaine RF et surtout pour la réalisation des commutateurs RF.

Lors de cette dernière décennie, la recherche dans le domaine des matériaux est orientée vers le développement de nouveaux matériaux à transition de phase électronique Isolant-Métal ou à changement de phase Amorphe-Cristallin, qui présentent un changement de résistivité de l'ordre de 4 ordres de grandeur ainsi qu'une résistance à l'état passant faible permettant de répondre aux exigences du domaine RF.

V.4- Matériaux à transition de phase (MIT)

Les oxydes de métaux de transition ont été largement étudiés dans les dernières années. Parmi ces matériaux, le dioxyde de vanadium VO_2 [78] présente un bon exemple de transition (Isolant-Métal) dont sa température de transition autour de 68°C est proche de la température ambiante. Ce type de matériau est capable de passer d'un état isolant à un état métallique au-delà de 68°C [79]. A température ambiante, le VO_2 est à l'état isolant possède une forte résistivité (plusieurs dizaines de $\text{k}\Omega$) et empêchent le signal d'être transmis : le dispositif est alors à l'état bloqué (OFF). En revanche, à partir de 68°C , le VO_2 passe à l'état métallique avec une faible résistance (quelques Ω) permettant la transmission du signal : le dispositif devient à l'état passant (ON)[80]. Lors de la transition MIT, on observe un rapport de résistivité entre les deux états assez importants autour de 4 ordres de grandeur[81].



Cette transition réversible peut être activée par différentes manières comme montré sur la **Figure I-30**: thermique [82], électrique (tension, courant) [83], optique (absorption de photons) [84] ou mécanique sous l'effet de pression [85].

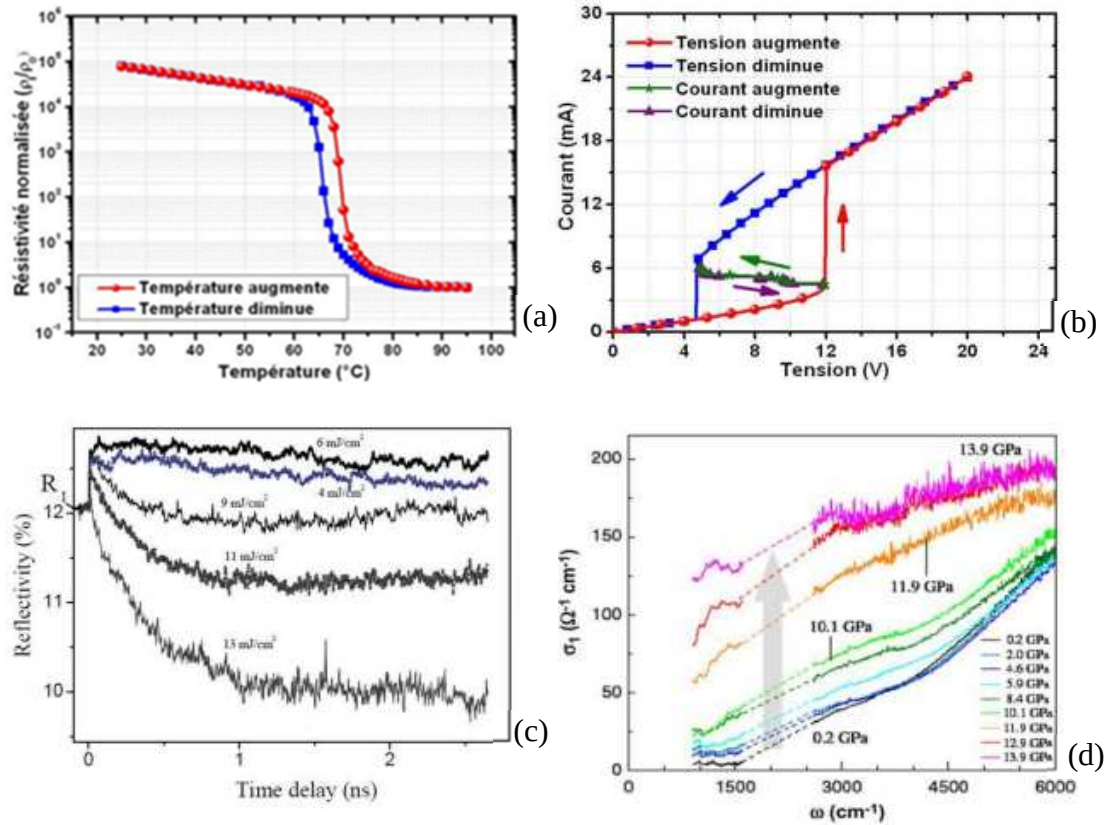


Figure I-30 : Différents modes d'activation de la transition du VO₂ : (a) thermique , (b) électrique (injection de porteurs sur un dispositif à deux électrodes, (c) optique (variations ultra-rapides de la réflectivité d'un film de VO₂ lors de l'injection de photons) [86] et (d) mécanique (variations de la conductivité optique d'une couche de VO₂ soumise à différents niveaux de pression) [87].

De nombreuses études ont montré la potentialité du dioxyde de vanadium VO₂ à être intégrer dans des composants hyperfréquences avancées comme des filtres micro-ondes accordables, des limiteurs de puissance/signal, des micro-commutateurs, etc... C'est dans ce contexte que le laboratoire XLIM vise ses recherches. Le premier dispositif a été conçu et réalisé par F.Dumas-Bouchiat en 2007 [88], concernant des commutateurs RF à base de couches minces de VO₂ obtenus par la technique d'ablation laser (PLD) à travers des guides micro-ondes coplanaires en configuration série et parallèle (**Figure I-31**).

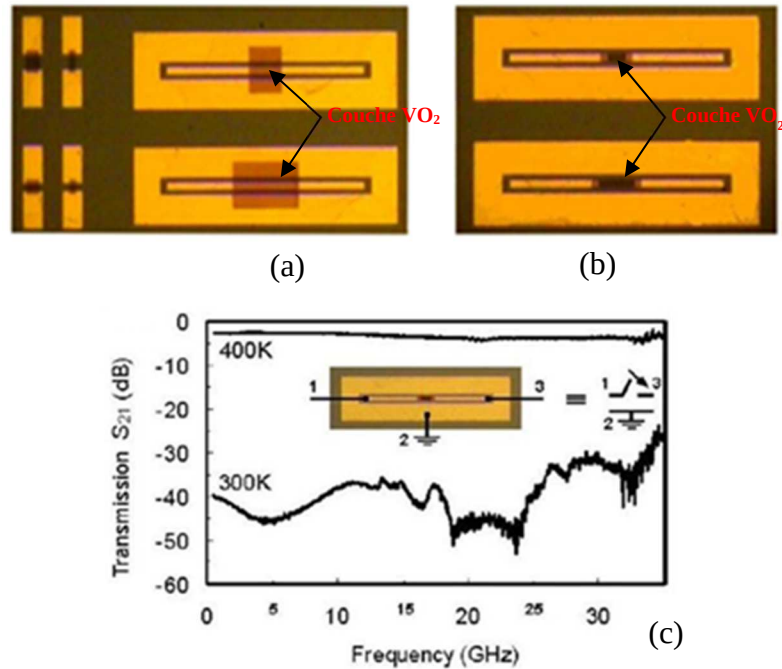


Figure I-31 : Commutateurs RF à base de VO₂ réalisé à XLIM : (a) en configuration série ; b) en configuration parallèle ; (c) paramètres de transmission S₂₁ dans les deux états d'un commutateur en configuration série : état OFF (état isolant du VO₂ (300 K)) et état ON (état métallique du VO₂ (400 K)).

Des autres configurations, ont été développées à travers les travaux de thèse de J. Givernaud en 2010 [89] et ceux de J. LEROY en 2013[90] portant sur des commutateurs électriques à deux terminaux (2T) à base de VO₂. Un exemple de circuit obtenue par réalisation est présenté sur la **Figure I-32**.

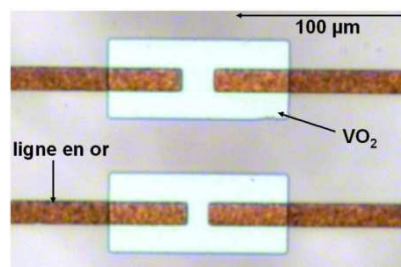


Figure I-32 : Photographie de commutateurs à base de VO₂ obtenus par le procédé de fabrication.

Cette configuration nécessite d'activer la transition de VO₂ thermiquement en chauffant le VO₂ et électriquement en appliquant des signaux électriques continus et impulsionnels.

Plus récemment en 2016, dans la thèse de A. Mennai [91], est dédiée sur la conception et la réalisation des commutateurs radiofréquence RF basé sur l'intégration des couches minces VO₂ à l'aide des guides d'ondes coplanaires (CPW) adaptés 50 Ω (**Figure I-33**).



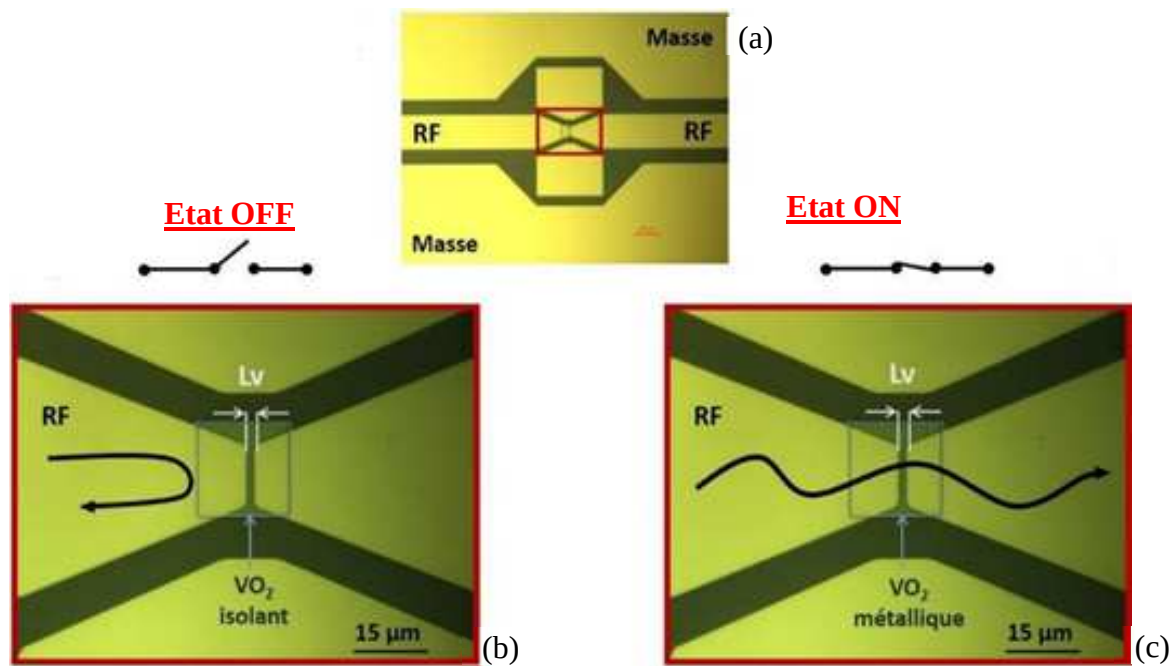


Figure I-33 : Principe de fonctionnement d'un commutateur RF à base de VO_2 : (a) Vue globale par microscopie optique du dispositif réalisé ; (b) Etat bloqué OFF (VO_2 à l'état isolant) ; (c) Etat passant ON (VO_2 à l'état métallique) [92].

Les développements de ces composants ont été effectués au sein des laboratoires XLIM et SPCTS de l'université de Limoges. Le laboratoire SPCTS s'occupe de dépôts des films minces de VO_2 par la technique PLD ou évaporation d'une cible de vanadium (V) par un faisceau d'électron dans une atmosphère d'oxygène (O_2) [93] et la conception, fabrication jusqu'à la caractérisation ont été faites au sein de la plateforme PLATINOM de XLIM.

V.5- Matériaux à changement de phase (PCM)

Les matériaux à changement de phase ou PCM (acronyme anglais de Phase Change Material) permettent le passage réversible et rapide de l'état amorphe hautement résistif à l'état cristallin faiblement résistif sous l'effet d'un stimulus d'énergie, électrique ou optique [94]. Ces matériaux sont généralement à base de chalcogénures (GST) formé à partir d'atomes de germanium (Ge), d'antimoine (Sb), de tellure (Te) [95].

Le diagramme ternaire (Ge-Te-Sb) présenté dans la **Figure I-34** [96] résume les différentes compositions de matériaux à changement de phase les plus étudiés dans la littérature.



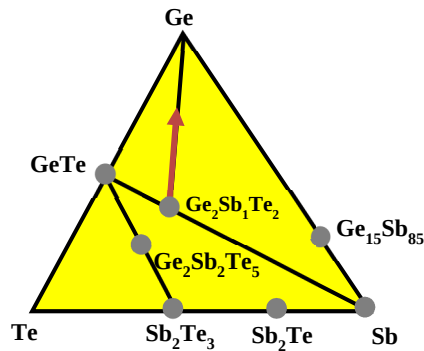


Figure I-34 : Diagramme ternaire Ge-Sb-Te présentant les matériaux à changement de phase les plus populaires.

Dans ces travaux, notre choix s'est porté sur ce type de matériau et plus précisément sur le GeTe pour développer des commutateurs simples (SPST) pour les intégrer dans des matrices de commutation pour les applications aux charges utiles de satellites.

Les caractéristiques de ces matériaux sont présentées en détail dans le paragraphe suivant.

VI. Changement de phase observé dans les chalcogénures

Les matériaux à changement de phase (PCM) ont été étudiés pour la 1^{ère} fois en 1900 par Alan Tower Waterman de l'Université de Yale[97] qui se concentrait sur les caractéristiques électriques de ces matériaux en l'absence des outils d'analyses physiques modernes. Ses observations ont été conduites sans microscope électronique à transmission ou d'instrument d'analyse de la cristallographie aux rayons X et donc sans détecter le changement physique au niveau du matériau qui explique le changement de résistivité.

Ses travaux se reposent sur l'émission thermo-ionique de ces matériaux et que ces derniers présentent un changement notable de résistivité entre deux états : un état α à haute résistivité et un état β à faible résistivité. Ce changement de phase peut être initié de différentes manières : thermiquement (par chauffage direct), électriquement (par effet joule) ou optiquement (par injection de photons). De plus Waterman a remarqué que la dureté du matériau est inversement proportionnelle à la résistivité.

A partir des années 1950, les propriétés électriques et optiques des matériaux à changement de phase ont été étudiées par Stanford Ovshinsky [98], et leur principale application est le stockage de données. Par la suite, ces matériaux sont utilisés pour le domaine des mémoires



optiques dans les années entre 1970 et 1980. Ces travaux reposent sur la transition réversible et rapide de ce matériau entre deux états (**Figure I-35**) état amorphe où les atomes constituant les matériaux sont disposés de façon aléatoire tandis que dans l'état cristallin les atomes sont répartis de façon régulière. Cette différence, génère un changement des propriétés électriques et optiques du matériau.

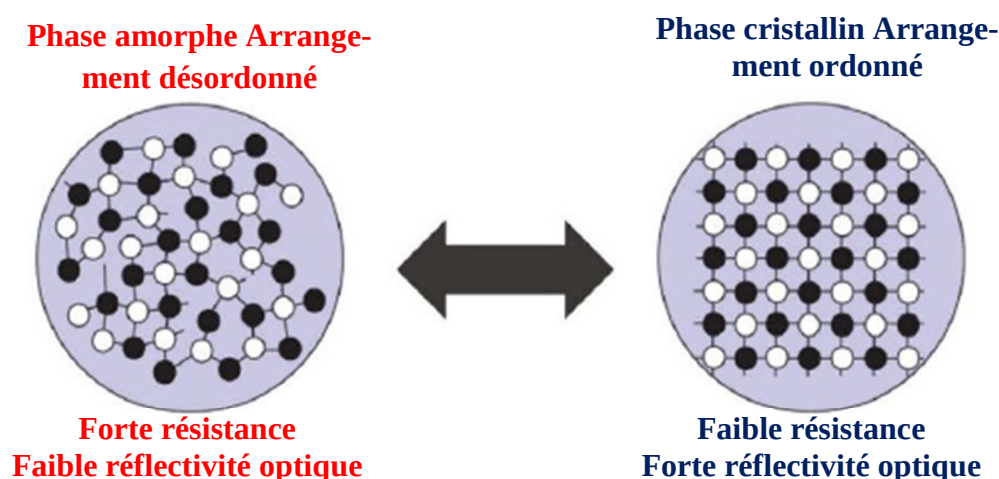


Figure I-35 : Les effets engendrés par le changement de phase amorphe-cristallin réversible, observé dans les chalcogénures.

VI.1- Le principe du changement de phase amorphe-cristallin

Les matériaux à changement de phase sont caractérisés par un changement rapide et réversible entre les deux états amorphe-cristallin durant un cycle de chauffage-refroidissement. Ce changement de phase est illustré sur la **Figure I-36**. Le changement de phase se fait par l'application des impulsions électriques (courant ou tension) [99] ou des impulsions optiques (laser) [100].

Pour faire passer le matériau de l'état amorphe à l'état cristallin, il suffit de chauffer le matériau au-dessus de la température de cristallisation (T_c) (état ordonné), en appliquant une impulsion électrique ou optique avec une amplitude moyenne et longue durée (entre 200 et 500 ns) pour que le matériau puisse recevoir l'énergie nécessaire pour se cristalliser (**Figure I-36.a**).

Pour retourner le matériau à son état amorphe, il faut le liquéfier en le chauffant au-delà de sa température de fusion puis lui faire subir une trempe thermique afin de désordonner les arrangements des atomes. Durant ce processus dit d'amorphisation, il faut que la vitesse de refroidissement soit rapide pour éviter la cristallisation du matériau. Pour atteindre cette



température de fusion (T_f), il faut appliquer une impulsion électrique ou optique (**Figure I-36.b**) avec une amplitude élevée et de courte durée (entre 10 et 50 ns).

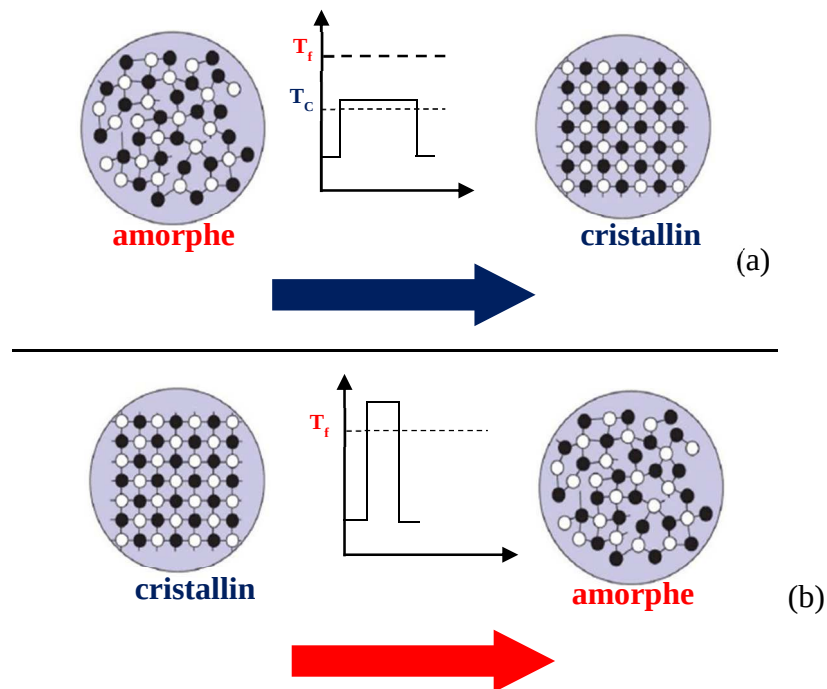


Figure I-36 : Principe du changement de phase amorphe-cristallin réversible par chauffage moyennant une impulsion électrique (chauffage par effet Joule) ou optique : (a) de l'état amorphe à l'état cristallin ; (b) de l'état cristallin à l'état amorphe.

Une autre caractéristique des matériaux à changement de phase qu'ils peuvent garder l'état dans lequel ils ont été amenés (amorphe ou cristallin) sans apport d'énergie. Ainsi les dispositifs intégrant des matériaux à changement de phase peuvent être bistable, comme pour les mémoires par exemple.

VI.2- Applications des PCM

Le domaine de la microélectronique a connu ces dernières années une évolution rapide sur le plan des performances, de la consommation et de la rapidité, notamment dans le secteur des mémoires.

Le secteur des mémoires se décline en deux grandes catégories : mémoires volatiles où l'information stockée est perdue quand l'alimentation est coupée et les mémoires non volatiles qui conserve l'information en absence de l'alimentation.

Le fonctionnement des matériaux à changement de phase sous l'effet d'un stimulus énergétique, pulse laser ou électrique, a permis le développement des mémoires optiques réinscriptibles et des mémoires électroniques ou résistives respectivement.



Nous allons décrire ici les principes de stockages optiques et résistives en mettant l'accent sur le matériau à changement de phase.

VI.2.1- Les mémoires optiques réinscriptibles

Les premiers travaux sur les mémoires optiques ont commencé entre les années 1950 et 1960. Bien que la recherche ait été menée pendant plusieurs décennies, le premier système populaire est le disque compact CD-ROM (appelé Compact Disc-Read Only Memory) qui a été inventé en 1979 par Philips. Il a été lancé en 1982 pour l'audio et en 1984 pour le stockage des données informatiques sous forme numérique. Le CD-R correspond à un CD-ROM inscriptible, les données sont gravées sur un support sans avoir la possibilité de les effacer alors que le CD-RW est un CD-ROM réinscriptible, où les données stockées peuvent être effacées ou modifiées.

Jusqu'à présent, trois générations de supports optiques ont été développées, CD, DVD (Digital Versatile Disc) et Blu-ray (BD) [100].

Depuis les années 1990, les matériaux à changement de phase sont utilisés dans la conception des mémoires optiques réinscriptibles. Ce type de mémoire a connu une évolution marquée et contribue au développement des nouveaux supports à longueur d'onde réduite pour le stockage de données à haute capacité (**Figure I-37**), passant par les CD-RW en 1997 portant une capacité de stockage d'environ 650 Mo au BD-RE triple couche en 2011 d'une capacité d'environ 25 Go par couche [100].

Ce type de mémoire à base des matériaux à changement de phase dispose des propriétés exceptionnelles notamment des vitesses de commutation rapides entre les deux états[101], ainsi une modification des propriétés optiques de ce matériau en passant d'un état amorphe à un état cristallin sous l'effet d'une impulsion laser.

Yamada et al. [100], ont montré que la composition ternaire à base de PCM de type Ge-Sb-Te est le matériau les plus adaptés pour réaliser des mémoires optiques réinscriptibles.



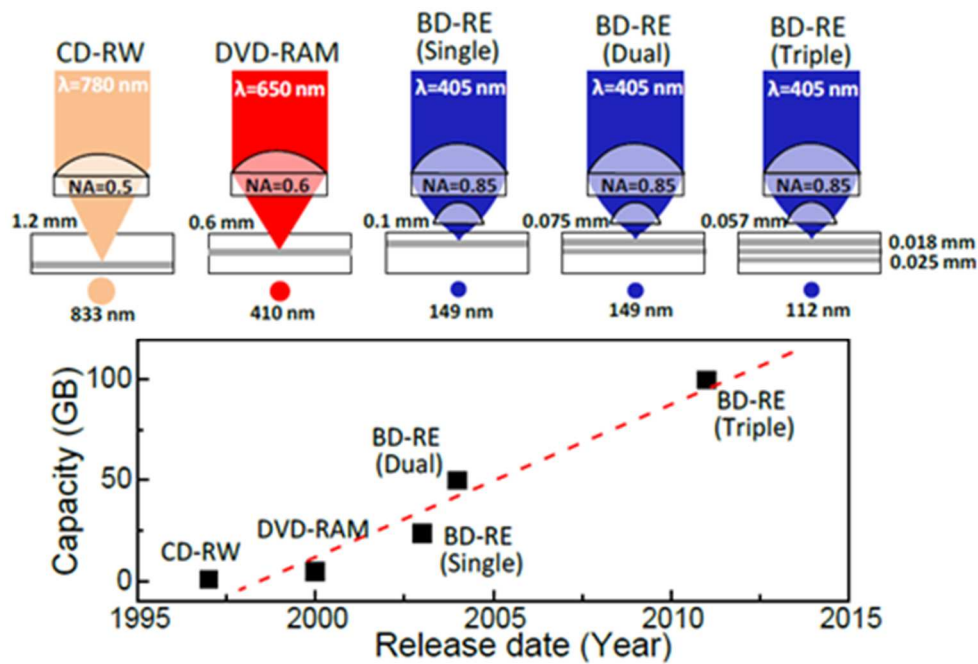


Figure I-37 : Les progrès des mémoires optiques réinscriptibles à base des matériaux à changement de phase.

Une technologie de stockage réinscriptible de type DVD en version multicouche est présenté sur la **Figure I-38**. Cet empilement est réalisé sur substrat de polycarbonate avec une couche de stockage à changement de phase placé en sandwich entre deux couches diélectriques (ZnS ou SiO₂) et une autre réfléchive située au-dessus de PCM pour augmenter l'absorption d'énergie. La face supérieure est recouverte d'une couche de protection pour protéger les données stockées[102].

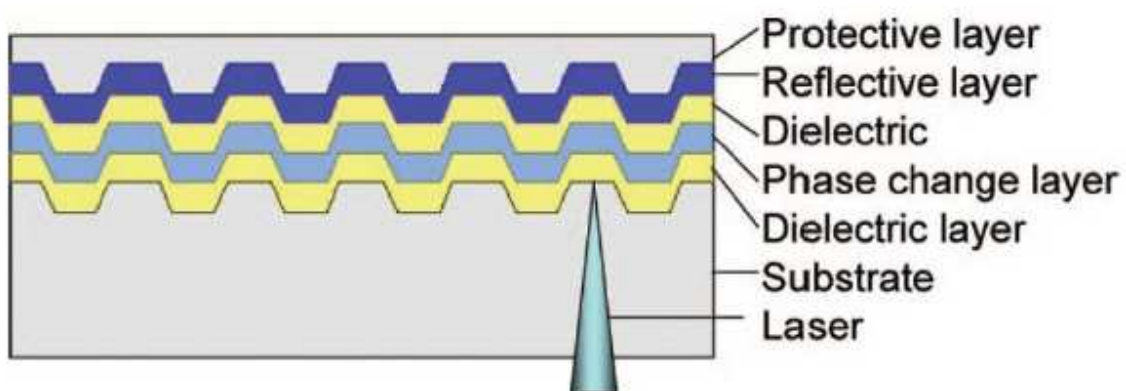


Figure I-38 : Schéma de principe d'un DVD (Digital Versatile Disc) réinscriptible utilisant une seule couche mince de PCM.

Le principe de stockage de ces systèmes consiste à créer une zone amorphe dans une zone initialement cristallisée. L'amorphisation se fait en appliquant une impulsion laser de courte durée (**Figure I-36.b**), et on obtient deux états stables :

- Sous l'effet du laser, le matériau passe vers un état amorphe et présente une faible réflectivité optique, c'est la « zone amorphe »
- A l'état vierge, le matériau reste à l'état cristallin et bénéficie d'une forte réflectivité optique, c'est la « zone cristalline ».

Le retour du matériau à son état cristallin en utilisant le phénomène de cristallisation (**Figure I-36.a**) permettant de supprimer les informations stockées (mémoire réinscriptibles)[100]. Pour cela un laser à faible puissance est utilisé pour limiter le changement de propriété du matériau et pour mesurer la réflectivité de ces deux zones afin de déterminer les informations mémorisées.

VI.2.2- Les mémoires résistives à changement de phase non-volatile PCRAM (Phase Change Random Access Memory)

Les mémoires résistives à changement de phase PCRAM, semblent une solution très prometteuse pour la prochaine génération de mémoires non-volatiles grâce à de nombreuses fonctionnalités comme leur capacité de stockage, leur coût réduit et une meilleure durée de vie. Ces mémoires sont fabriquées en déposant des couches minces à base de matériaux à changement de phase pour stocker l'information. Cette technologie repose sur une transition de phase réversible provoquée par effet Joule d'un état cristallin, appelé état SET (état1) faiblement résistif à un état amorphe, appelé état RESET(état0) hautement résistif [103]. Ce type de mémoire exploite la variation de la résistivité électrique d'environ 5-7 ordres de grandeurs pendant la transition amorphe/cristallin [104]. Cette cellule est composée généralement d'un matériau à changement de phase placé entre deux électrodes métalliques et un élément chauffant appelé « heater » comme l'illustre la **Figure I-39**. Ces éléments chauffants sont généralement en tungstène ou en alliages de titane. Pour éviter la dissipation thermique, deux couches isolantes sont ajoutées en SiO₂ ou Si₃N₄ de part et d'autre du heater.

Le mécanisme fondamental du fonctionnement des mémoires PCRAM, est basé sur la transition de phase du matériau PCM, par l'application d'un courant électrique entre ces deux électrodes qui va provoquer un échauffement par effet joule entre l'élément chauffant et le matériau. La transition de phase du matériau par des impulsions électriques est montré dans la **Figure I-39**. Ce type de mémoire est basé sur le fait que seule une partie du matériau au



voisinage du heater est chauffée (zone active **Figure I-39**) et pas la totalité du PCM. On notera la présence des couches isolantes, qui ne permettent le passage du courant qu'au travers d'une petite ouverture formée par le contact entre le matériau et le heater. La résistance vue entre les deux électrodes peut être mesurée dans un montage série qui présente les deux états distincts montées en série, la résistance de la zone cristalline du PCM et celle de la partie transformée du PCM [101], [102], [104].

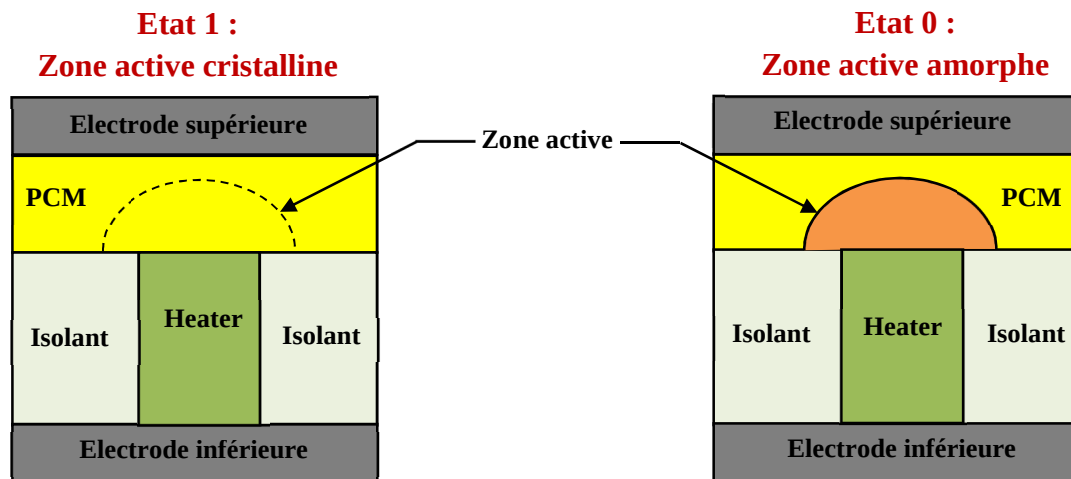


Figure I-39 : Schéma représentant l'architecture d'une cellule PCRAM.

La **Figure I-40** représente la caractéristique courant (I) en fonction de la tension (V) (caractéristique I-V) d'une cellule PCRAM à base de PCM. Pour des valeurs de tension appliquées inférieures à une tension seuil V_{th} , le matériau est à l'état initial amorphe-OFF et présente une forte résistance, ce qui correspond à la faible variation de courant observée sur la caractéristique I-V. Lors de l'application d'une tension seuil V_{th} de l'ordre de quelques volts [105], nous observons un saut de courant abrupt et important marquant le début de la transition du PCM de l'état amorphe vers l'état cristallin ON (faible résistivité). Au-delà de cette tension, la résistance du matériau diminue fortement (tension diminue et le courant augmente).



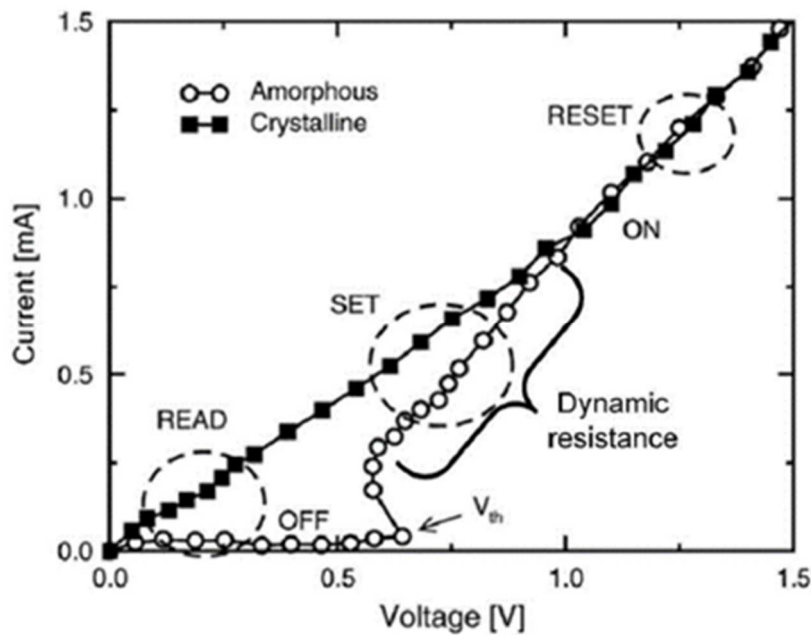


Figure I-40 : Caractéristique I-V montrant le phénomène de commutation électronique entre l'état amorphe à haute résistivité à l'état cristallin à faible résistivité. L'opération RESET ramène le matériau de l'état cristallin (état ON) à l'état amorphe (état OFF).

Comme pour les mémoires optiques réinscriptibles, les alliages ternaires Ge-Sb-Te sont les meilleurs candidats pour les mémoires PCRAM. Le composé ternaire $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ est le matériau le plus couramment utilisé dans la conception des mémoires PCRAM. Il présente une endurance de 10^7 cycles[106], une tension de programmation qui ne dépasse pas 1,4 V et une vitesse de programmation rapide de l'ordre de centaine de nanosecondes[107], [108].

L'intégration des matériaux à changement de phase dans les applications mémoires optiques réinscriptibles et résistives PCRAM, ont conduit leur utilisation dans la conception des commutateurs RF depuis l'année 2010 [109]. Les technologies GeTe ou GST ont été largement étudiés pour réaliser de commutateurs RF bi-stables. Ces alliages sont caractérisés par une différence de résistivité significative entre les deux états mais aussi une faible résistivité à l'état cristallin c'est-à-dire une faible perte d'insertion du commutateur à l'état ON. En plus ces composants sont basés sur le changement de résistivité non-volatile. En effet, c'est la bi-stabilité de ces composants qui en fait une rupture technologique dans le domaine des hyperfréquences permettrait de diminuer très significativement la consommation d'énergie.

Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter des différents exemples sur la réalisation des commutateurs RF à base du PCM et ces performances RF et électriques.



VI.2.3- Les commutateurs RF à base de PCM

VI.2.3.1- Commutateur RF intégrant un système de chauffage indirect

Un premier exemple sur le commutateur RF à base du matériau à changement de phase intégrant un système de chauffage indirect a été développé par les chercheurs de la société Northrop Grumman [110]. Le matériau à changement de phase utilisé est le GeTe. Le commutateur RF est intégré en configuration planaire intégrant un élément résistif pour le changement de phase du GeTe à travers une barrière diélectrique. Les chercheurs ont choisi cette configuration du commutateur du fait qu'un système de chauffage direct présente une résistance à l'état cristallin (ON) relativement élevée de l'ordre du $K\Omega$, parce que le matériau est pris en sandwich entre deux électrodes résistives (W, TiN). De plus, la capacité parasite est relativement importante dans cette configuration.

Cependant, pour les applications des commutateurs RF il faut que la résistance à l'état ON R_{on} soit la plus petite possible, inférieure à 10 Ohms typiquement (faible perte d'insertion). La **Figure I-41.a** présente la structure du commutateur réalisé. Le commutateur est intégré dans des guides d'ondes coplanaires (CPW) à 4 terminaux, deux terminaux RF et deux autres DC (utilisés pour le chauffage indirect de la couche GeTe). La **Figure I-41.b** montre la coupe transversale de la structure du commutateur réalisé. Le commutateur est fabriqué sur un substrat de silicium (Si) passivé par une couche de dioxyde de silicium (SiO_2). L'élément chauffant ou TFR (Thin Film Resistor) est en NiCrSi et la couche de GeTe est séparé du TFR par une barrière diélectrique de Si_3N_4 . Cette barrière diélectrique permet de séparer électriquement le TFR du reste du circuit (GeTe et ligne de transmission) et aussi de coupler thermiquement le TFR et le GeTe. Finalement des lignes de transmission de Ti/Pt/Au qui sont connectées au matériau à changement de phase. Le chauffage du GeTe se fait par l'application des impulsions électriques au niveau l'élément chauffant. La chaleur générée par le TFR est transmise au GeTe à travers la barrière diélectrique : le matériau change de résistivité et la transmission entre les deux électrodes RF.



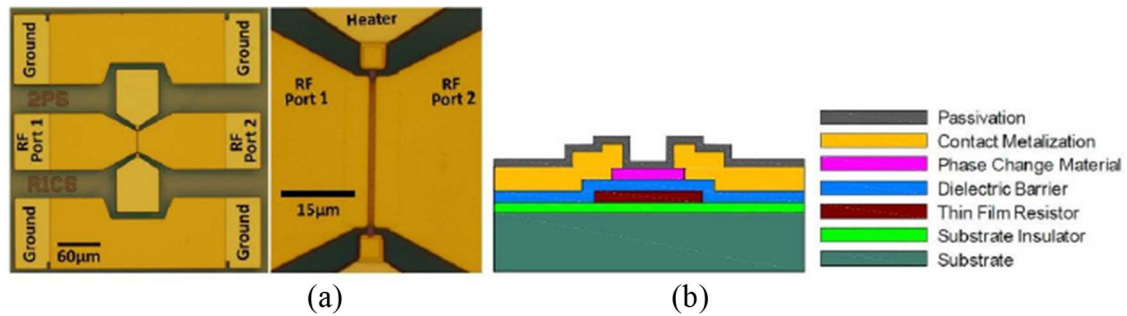


Figure I-41 : Commutateur RF planaire à base de GeTe : (a) photographie par microscopie optique avec un zoom montrant la zone active (b) coupe transversale montrant l'empilement des différentes couches constituant le commutateur RF.

Un deuxième exemple sur le commutateur à chauffage indirect a été réalisé par Muzhi Wang à l'université de Michigan [111]. La structure du commutateur réalisé à base de GeTe est montrée sur la **Figure I-42**.

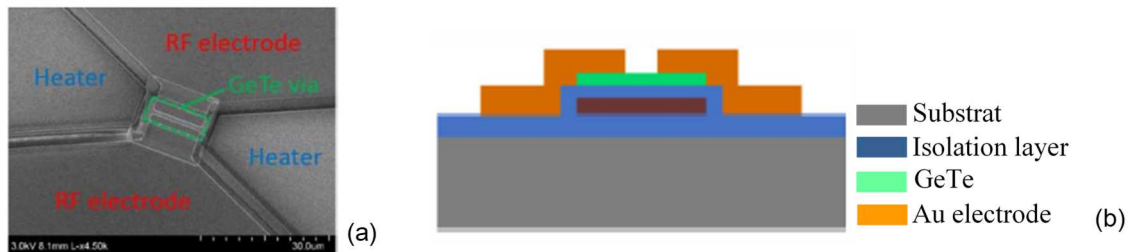


Figure I-42 : Schéma montrant la coupe transversale du commutateur RF GeTe à quatre bornes utilisant la méthode de chauffage indirect.

Une autre configuration a été réalisée au laboratoire XLIM pour valider l'intérêt de cette technologie pour les applications RF en 2015 [112]. La **Figure I-43** représente une photographie d'un commutateur RF à base de GST à quatre terminaux intégrant un système de chauffage indirect.

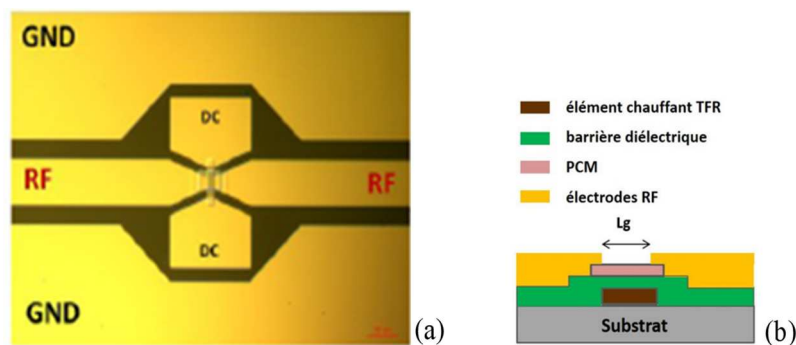


Figure I-43 : Topologie d'un commutateur RF à quatre terminaux intégrant un système de chauffage indirect : (a) vue globale de la topologie réalisée sur ADS MOMENTUM ; (b) coupe transversale montrant l'empilement des différentes couches constituant le futur dispositif.

Dans le tableau ci-dessous nous résumons les performances électriques des différents commutateurs RF citées précédemment en utilisant la méthode de chauffage indirect.

	PCM	Zone active (μm)	Fréquence d'utilisation	Pertes (dB)	Isolation (dB)	R_{on} (Ω)	C_{off} (fF)	$R_{\text{on}} * C_{\text{off}}$ (fs)
Northrop Grumman	GeTe	0.9	DC-40GHz	0.3	13	1,2	18,1	22
Université de Michigan	GeTe	1	DC-20GHz	0.6	11	3	12.5	37.5
XLIM	GST	3	DC-24GHz	1.4	16	16	30	450

Tableau I-3: Performances des différents commutateurs réalisés en intégrant le système de chauffage indirect.

VI.2.3.2- Commutateur RF intégrant un système de chauffage direct

Un exemple sur le commutateur planaire intégrant un système de chauffage direct pour chauffer le PCM a été réalisé à l'université de Michigan par Wang et al. [113]. La conception d'un commutateur à chauffage direct est basée sur le fait que la chaleur induit par effet Joule est transférée directement au matériau à changement de phase et change son état. Cette structure permet de combiner les avantages du commutateur à chauffage indirect (forte d'isolation et tenue en puissance) tout en diminuant la consommation en puissance nécessaire pour passer le matériau d'un état à l'autre. La **Figure I-44.a** montre la structure du commutateur réalisée à base de GeTe. Cette structure du commutateur est à 4 terminaux, deux terminaux RF et deux autres terminaux DC pour le chauffage du matériau. La **Figure I-44.b** montre la coupe transversale du commutateur : une couche de GeTe de 100 nm d'épaisseur est connectée horizontalement aux électrodes RF (chemin RF) et verticalement aux électrodes DC (système de chauffage). Pour faire passer le matériau de l'état cristallin à l'état amorphe, une impulsion en courant est appliquée entre les deux électrodes DC (TiN).



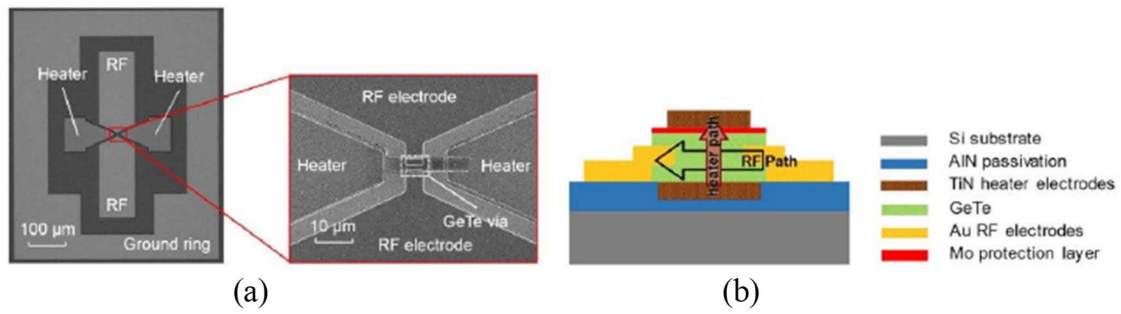


Figure I-44 : Commutateur RF planaire à base de GeTe intégrant un système de chauffage direct : (a) vue de dessus par microscopie électronique à balayage avec un zoom sur la partie active du dispositif (24 μm^2) ; (b) coupe transversale du dispositif.

Ce commutateur a été mesuré et caractérisé sur une bande de fréquence jusqu'à 20 GHz. Pour faire passer le matériau de l'état cristallin à l'état amorphe, une impulsion électrique ayant une forte amplitude de 5.5 mA et une courte durée de 500 ns est appliquée entre les deux électrodes dont la puissance de consommation de l'ordre de 90 mW. Par contre, une impulsion ayant une amplitude moins élevée de 200 μA mais avec une durée plus grande de 200 μs permet de retourner le matériau à son état cristallin avec une puissance de 2 mW. Ce dispositif présente, des pertes d'insertion de 0,6 dB jusqu'à 20 GHz à l'état cristallin ON (**Figure I-45.a**) tandis que à l'état amorphe OFF, une isolation de 20 dB à 20 GHz (**Figure I-45.b**). Le facteur de mérite FOM ($R_{\text{on}} \cdot C_{\text{off}}$) obtenu est d'environ 42 fs, ce qui correspond à une capacité C_{off} de l'ordre de 8,5 fF et une résistance R_{on} de l'ordre de 5 Ω .

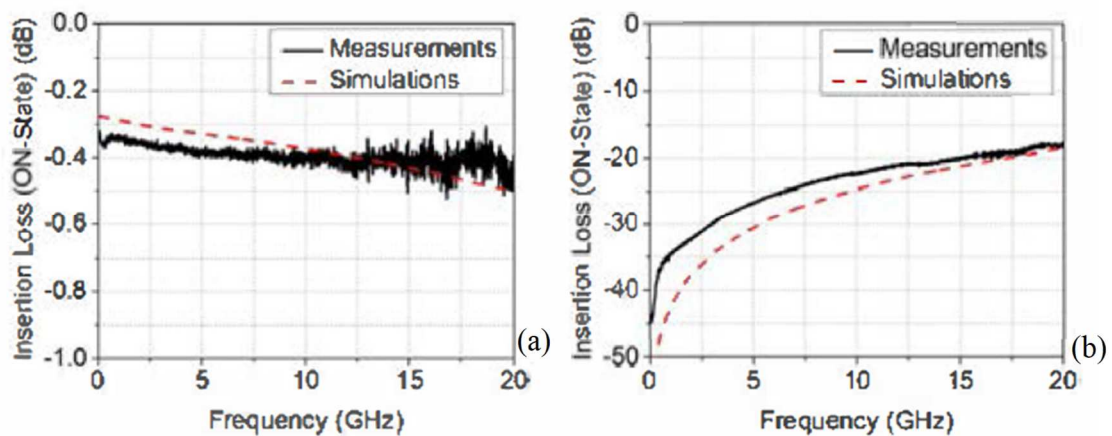


Figure I-45 : Les paramètres-S mesurés et simulés du commutateur à chauffage direct, (a) état ON (GeTe à l'état cristallin) et (b) état OFF (GeTe à l'état amorphe).

VII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier temps les caractéristiques et les topologies des commutateurs RF le plus couramment utilisés dans la littérature. A travers ces différentes topologies, il est possible de réaliser de nombreux dispositifs pour différents domaines d'application, notamment, les systèmes de commutation simple SPST ou multiple SPNT. Ensuite, nous avons présenté les différentes technologies actuellement utilisées pour réaliser des commutateurs RF.

Parmi ces technologies, nous avons mis en évidence l'intérêt du relais mécanique pour la réalisation de matrices de commutation grâce à leur faible perte d'insertion et leur excellente isolation mais aussi pour leur comportement bistable, qui permet de configurer la charge utile au sol avant le lancement. Cependant leur encombrement dans les charges utiles des satellites est un désavantage important. L'utilisation des réseaux des diodes semi-conductrices est une solution qui permettrait de diminuer très significativement l'encombrement de ces matrices. Mais cette solution souffre de pertes souvent élevées et d'une consommation électrique importante. Il existe d'autres solutions mécaniques comme les MEMS-RF pouvant réaliser des fonctions de commutation car ils présentent de faibles pertes et une faible consommation énergétique. Cette technologie est prometteuse mais ne permet pas d'avoir un fonctionnement bistable.

Pour lever ces verrous, une autre approche utilisant des matériaux innovants en couches minces pour réaliser des fonctions de commutation RF va être développée dans ce manuscrit. Ces matériaux sont divisés en deux catégories : les matériaux à transition de phase comme le VO_2 et les matériaux à changement de phase comme les chalcogénures GeTe et $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$.

Le dioxyde de vanadium (VO_2) fait partie des matériaux innovants car il présente une transition de phase réversible isolant-métal à 68°C . Cette transition peut être déclenchée sous l'action de divers stimuli (électriques, optiques et même mécaniques) permettant de modifier les propriétés. Le VO_2 a montré son intérêt pour la réalisation de dispositifs micro-ondes accordables mais la consommation électrique et la nature volatile de son état de conductivité le rend moins adapté aux applications de communications satellitaires.

Les matériaux à changement de phase (PCM en anglais pour Phase Change Materials), tels que les composés chalcogénures GeTe ou GST sont basés sur un changement de phase cristalline réversible entre un état amorphe à forte résistivité et un état cristallin à faible résistivité, en appliquant une température différente. Ce changement est accompagné par un



changement abrupt des propriétés électriques, suite à l'application de stimuli externes (thermiques, électriques ou optiques).

Ces matériaux ont été largement étudiés dans les applications des mémoires optiques réinscriptible et des mémoires résistives PCRAM. Les PCM présentent un changement de résistivité important, de faibles pertes d'insertions et surtout la possibilité de conserver leur état après l'application du pulse de température. Ces avantages ont permis le développement des nouveaux dispositifs bistables. Ainsi, plusieurs laboratoires ont débuté des études sur cette technologie et ils ont réalisés des switch RF bistables avec des performances meilleures que celles des technologies semi-conductrices.

L'objectif principal de cette thèse est de lever les limitations des composants actuels en intégrant des couches minces à base des matériaux innovants pour réaliser des commutateurs RF bistable (circuits DPDT) à base de GeTe afin d'étudier l'intérêt de cette technologie pour les applications aux matrices de commutations.



Références chapitre I

- [1] N. Wang, "Transistor technologies for RFICs in wireless applications," *Microwave J.*, vol. 41, no. 2, pp. 98-110, Feb. 1998.
- [2] M. Uzunkol and G. R. Rebeiz, "A low loss 50-70 GHz SPDT switch in 90 nm CMOS," in *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symp.*, Greensboro, NC, Oct. 2009.
- [3] C.-H. Lee, B. Banerjee and J. Laskar, "Novel T/R switch architectures for MIMO applications," *Novel T/R switch architectures for MIMO applications*, vol. 2, pp. 1137-1140, Jun. 2004.
- [4] N. Talwalkar, C. Patrick Yue and S. Simon Wong, "Integrated CMOS transmit-receive switch using LC tuned substrate bias for 2.4 GHz and 5.2 GHz applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 6, pp. 863-870, Jun. 2004.
- [5] C. W. Byeon and C. S. Park, "Design and Analysis of the Millimeter-Wave SPDT Switch for TDD Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 8, pp. 2858-2864, Aug. 2013.
- [6] N. Shairi, B. Ahmad, A. Aziz, M.Z.A. and A. Osman, "SPDT Switch with Defected Ground Structure for Time Division Duplex Switching in Wireless Data Communication System," in *IEEE Int. RF and Microwave Conf.*, Seremban, Malaysia, Dec. 2011.
- [7] M. S. Viranjay and G. Singh, *MOSFET Technologies for Double-Pole Four-Throw Radio-Frequency Switch*, New York: Springer, 2014.
- [8] G. M. Rebeiz, K. Entesari, I. Reines, S.-J. Park, M. A. El-Tanani, A. Grichener, A. R. Brown, "Tuning in to RF MEMS," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, no 6, p. 55-72, 2009.
- [9] Handbook, Switching. "A Guide to Signal Switching in Automated Test Systems. Keithley Instruments." (2008).
- [10] Teledyne relays", Fiche technique, <http://www.teledynereleys.com/>, (2005), 1-6.
- [11] Characterization of reed relays capable of handling frequencies up to 10 GHz", Fiche technique, <http://www.meder.com/>, 83-93.
- [12] Panasonic relays", Fiche technique, <http://www.panasonicrelays.com/>, 1-5.
- [13] F. X. Pitschi, G. Spinner, "Coaxial RF Switch Matrix", United States Patent, Patent No: 4829271, May 9, 1989.
- [14] DowKey Microwave Corporation, "<http://www.dowkey.com/>".
- [15] A. Pothier, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, «Low Loss Ohmic Switches For RF Frequency Applications», 32nd European Microwave Conference, p. 1-4, Milan, Italy, 2002.
- [16] EL KHATIB, Mohamad-Kazem Hassib. Fonctions de commutation à base de micro-commutateurs MEMS RF appliquées à la conception de matrices de commutation. 2008. Thèse de doctorat. Limoges.



- [17] S. P. Natarajan, S. J. Cunningham, A. S. Morris, et D. R. Dereus, «CMOS integrated digital RF MEMS capacitors », in Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2011 IEEE 11th Topical Meeting on, 2011, p. 173 -176.
- [18] I. C. Reines et G. M. Rebeiz, «A robust high power-handling ($\times 10^3$ E; 10 W) RF MEMS switched capacitor », in 2011 IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), 2011, p. 764-767. .
- [19] S. Leidich, S. Kurth, et T. Gessner, « Continuously tunable RF-MEMS varactor for high power applications », in Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International, 2008, p. 1267-1270.
- [20] C. L. Goldsmith, Z. J. Yao, S. Eshelman, et D. Denniston, «Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches», IEEE Microw. Guid.Wave Lett, vol. 8, no 8, p. 269-271, 1998. .
- [21] Gabriel.M. ReBeiz, RF MEMS: Theory, design and technology, John Wiley and sons, New Jersey, 2003.
- [22] Vijay K. Varadan, K.J. Vinoy and K.A. Jose, RF MEMS and their applications, John Wiley and sons, Chichester, UK, 2003.
- [23] D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, L. P. B. Katehi, «Alleviating the Adverse Effects of Residual Stress in RF MEMS Switches», Microwave Conference European, p. 1-4, London, England, 2001.
- [24] E. Gatard, R. Sommet, P. Bouysse, R. Quere, M. Stanislawiak, J. M. Bureau, «High power S band limiter simulation with a physics-based accurate nonlinear PIN diode model», Microwave Integrated Circuit Conference, EuMIC, p. 72-75, Munich, Germany. 2007.
- [25] A. V. Bezruk, A. Y. Yushchenko, G. I. Ayzenshtat, V. G. Bozhkov, V. I. Perfiliev, «The microwave power limiter based on pin-diodes for the frequency range of 100-110 GHz in form of waveguide MIC», Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 23rd International Crimean Conference, p. 74-75, Sevastopol, Ukraine, 2013.
- [26] J. Zhang, S. W. Cheung, T. I. Yuk, «A compact 6-bit phase shifter with high-power capacity based on composite right/left-handed transmission line», European Microwave Conference (EuMC), p. 437-440, Paris, France, 2010.
- [27] M. U. Nazir, M. Kashif, N. Ahsan, Z. Y. Malik, «PIN diode modelling for simulation and development of high power limiter, digitally controlled phase shifter and high isolation SPDT switch», 10th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), p. 439-445, Islamabad, Pakistan, 2013.
- [28] K. Kobayashi, A. K. Oki, D. K. Umemoto, S. Claxton, D. C. Streit, «GaAs HBT PIN diode attenuators and switches», IEEE-Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, Digest of Papers, p. 151-154, Atalanta, GA, USA, 1993.
- [29] N. Camara, K. Zekentes, L. P. Romanov, A. V. Kirillov, M. S. Boltovets, K. V. Vassilevski, G. Haddad, «Microwave p-i-n diodes and switches based on 4H-SiC», IEEE Electron Device Lett., vol. 27, no 2, p. 108-110, 2006.



- [30] E. ALEKSEEV, D. PAVLIDIS, J. DICKMANN, T. HACKBARTH, “W-band InGaAs/InP PIN diode monolithic integrated switches”, IEEE GaAS IC Symposium, (1996).
- [31] MALONE, H. R., MATSON, M. L., et KENNEDY, P. D. High Power PIN Diode Switch Matrix. In : Microwave Symposium Digest, 1974 S-MTT International. IEEE, 1974. p. 173-175.
- [32] GOPINATH, Anand et RANKIN, J. Bruce. GaAs FET RF switches. IEEE Transactions on Electron Devices, 1985, vol. 32, no 7, p. 1272-1278.
- [33] CAVERLY, Robert H. Nonlinear properties of gallium arsenide and silicon FET-based RF and microwave switches. In: Circuits and Systems, 1998. ISCAS'98. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on. IEEE, 1998. p. 337-340.
- [34] W. Shockley, "A unipolar field effect transistor", Proc.IRC, 1952, Vol. 40, pp 1365-1376.
- [35] G. Massobrio and P. Antognetti, “Semiconductor Device Modeling With SPICE”, Second Edition, McGraw-Hill Inc. 1993, pp.131-148.
- [36] P. Brosselard, "Conception, Réalisation et Caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5kV) en carbure de silicium ", Thèse de doctorat CEGELY. Lyon:INSA de Lyon, 2004, 181P.
- [37] P. Friedrichs, H. Mitlehner, R. Schorner, K. Dohnke, R. Elpelt. D. Stepahni , “The vertical silicon carbide JFET a fast and low solid state power switching device”, Proc. Of.
- [38] S.T. Sheppard, V. Lauer, W. Wondrak, E. Niemann, “High Temperature Performance of Implanted- Gate n-Channel JFETs in 6HSiC”, Materials Science Forum, 1997, Vols. 264-268, pp. 1077-1080.
- [39] P.A. Ivanov, and OI. Kon'kov, and A.O. Konstantinov, and VN. Panteleev, and T.P. Samsonova, and N. Nordell, and S. Karlsson, and C.I. Harris, “ SiC Surface Engineering for High Voltage JFET Applications”, Materials Science Forum, 1997, Vol. 264-268, pp. 1081-1084.
- [40] MISHRA, Umesh K., PARIKH, Primit, et WU, Yi-Feng. AlGaIn/GaN HEMTs-an overview of device operation and applications. Proceedings of the IEEE, 2002, vol. 90, no 6, p. 1022-1031.
- [41] PALACIOS, T., CHAKRABORTY, A., RAJAN, S., et al. High-power AlGaIn/GaN HEMTs for Ka-band applications. IEEE Electron Device Letters, 2005, vol. 26, no 11, p. 781-783.
- [42] C. Sah, “A New Semiconductor Tetrode-The Surface-Potential Controlled Transistor,” Proc. IRE, vol. 49, no. 11, pp. 1623–1634, Nov. 1961.
- [43] S. R. Hofstein and F. P. Heiman, “The silicon insulated-gate field-effect transistor,” Proc. IEEE, vol. 51, no. 9, pp. 1190–1202, 1963.
- [44] Sungmo Kang and Yusuf Leblebichi, CMOS Digital Integrated Circuits Analysis and Design, 3rd Edition, McGraw-Hill, New York, USA, 2002.



- [45] Bernstein, K. & Rohrer, N.J. "SOI Circuit Design Concepts" Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, the Netherlands, 2000.
- [46] MANASEVIT, H. M. et SIMPSON, W. I. Single-Crystal Silicon on a Sapphire Substrate. Journal of Applied Physics, 1964, vol. 35, no 4, p. 1349-1351.
- [47] Colinge, J.-P. "Silicon-On-Insulator technology: Materials to VLSI" Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, the Netherlands, 2004.
- [48] Marie-Emma ARBEY-RAZATOVO, "Filière CMOS 0.1um sur substrat SOI : étude du temps de propagation de l'inverseur par simulation particulière Monte Carlo », Thèse de doctorat, Université Paris-Sud, 1998. [Lau'04] Laurent VIVIEN et al. "Experimental.
- [49] Pelloie, J.-L. "Reliability issues in SOI technologies and circuits" Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, p.151-155, 2003.
- [50] M. Uzunkol, G. M. Rebeiz, «140-220 GHz SPST and SPDT Switches in 45 nm CMOS SOI », IEEE Microw. Wirel.Compon.Lett., vol. 22, no 8, p. 412-414, 2012.
- [51] S. Ye, C. A. T. Salama, «A 1 V, 1.9 GHz, low distortion dual-gate CMOS on SOI mixer», in SOI Conference, IEEE International, Wakefield, p. 104-105, England, 2000.
- [52] S. Venkataraman, X. Zhu, Y. Zhang, C. Hutchens, «SOI voltage controlled ring oscillator», IEEE-Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2004. Digest of Papers, p. 223-226, 2004.
- [53] B. Francois, P. Reynaert, «Highly Linear Fully Integrated Wideband RF PA for LTEAdvanced in 180-nm SOI», IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 63, no 2, p. 649-658, Feb 2015.
- [54] V. Blaschke, A. Unikovski, R. Zwingman, «An ultra-compact SP4T cellular antenna switch in 3.3V CMOS thick-film SOI», Wireless Symposium (IWS), IEEE-International, p. 1-4, Beijing, China, 2013.
- [55] V. Blaschke, R. Zwingman, P. Hurwitz, S. Chaudhry, M. Racanelli, «A linear-throw SP6T antenna switch in 180nm CMOS thick-film SOI», 2011 IEEE-International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), p. 1-4, Tel Aviv, 2011.
- [56] Z. Zhang, L. Huang, K. Yu, G. Zhang, «A novel body self-biased technique for enhanced RF performance of a SP8T antenna switch in partially depleted CMOS-SOI technology», 12th IEEE-International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT), p. 1-3, Guilin, 2014.
- [57] J. D. Adam, L. E. Davis, G. F. Dionne, E. F. Schloemann, S. N. Stitzer, «Ferrite devices and materials», IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 50, no 3, p. 721-737, 2002.
- [58] C. R. Boyd, "Selected topics on reciprocal ferrite phase shifter design," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, MA, June 2000.



- [59] E. Salahun, G. Tanné, P. Quéffélec, M. L. Floch, A.-L. Adenot, and O. Acher, "Application of ferromagnetic composite in different planar tunable microwave devices," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, pp. 272–276, August 2001.
- [60] D. T. Ngo, "Electrically tunable low-pass filter using permalloy films near resonance," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 3, pp. 393–396, September 1967.
- [61] W. S. Ishak and K. W. Chang, "Tunable microwave resonators using magnetostatic wave in YIG films," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, no. 12, pp. 1383–1393, December 1986.
- [62] T. Ohgihara, Y. Murakami, and T. Okamoto, "A 0.5 - 2.0 GHz tunable bandpass filter using YIG film grown by LPE," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 23, no. 5, pp. 3745–3747, September 1987.
- [63] I. Huynen, G. Goglio, D. Vanhoenacker, and A. V. Vorst, "A novel nanostructured microstrip device for tunable stopband filtering applications at microwaves," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 401–403, October 1999.
- [64] E. Salahun, G. Tanné, P. Quéffélec, P. Gelin, A. L. Adenot, and O. Acher, "Ferromagnetic composite-based and magnetically-tunable microwave devices," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, 2002, pp. 1185–1188.
- [65] G. Leon, M. J. Freire, R. R. Boix, and F. Medina, "Experimental validation of analysis software for tunable microstrip filters on magnetized ferrites," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 5, pp. 1739–1744, May 2005.
- [66] G. Leon, R. R. Boix, and F. Medina, "Tunability and bandwidth of microstrip filters fabricated on magnetized ferrites," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 4, pp. 171–173, April 2004.
- [67] H. Shiga, D. Takashima, S. Shiratake, K. Hoya, T. Miyakawa, R. Ogiwara, R. Fukuda, R. Takizawa, K. Hatsuda, F. Matsuoka, Y. Nagadomi, D. Hashimoto, H. Nishimura, T. Hioka, S. Doumae, S. Shimizu, M. Kawano, T. Taguchi, Y. Watanabe, S. Fujii, T. Ozaki, H. Kanaya, Y. Kumura, Y. Shimojo, Y. Yamada, Y. Minami, S. Shuto, K. Yamakawa, S. Yamazaki, I. Kunishima, T. Hamamoto, A. Nitayama, T. Furuyama, «A 1.6 GB/s DDR2 128 Mb Chain FeRAM With Scalable Octal Bitline and Sensing Schemes», *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no 1, p. 142-152, 2010.
- [68] R. Jakoby, P. Scheele, S. Muller, C. Weil, «Nonlinear dielectrics for tunable microwave components», *International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, vol. 2, p. 369-378, MIKON, 2004.
- [69] M. Schadt, «Electro-optical effects, liquid crystals and their application in displays», *CompEuro '88*, «VLSI and Computer Peripherals. VLSI and Microelectronic Applications in Intelligent Peripherals and their Interconnection Networks», *Proceedings*, p. 2/15-2/19, Hamburg, Germany, 1989.
- [70] B. J. Choi, J. J. Yang, M.-X. Zhang, K. J. Norris, D. A. A. Ohlberg, N. P. Kobayashi, G. Medeiros-Ribeiro, et R. S. Williams, «Nitride memristors», *Appl. Phys. A*, vol. 109, no 1, p. 1-4, 2012.



- [71] A. Beck, J. G. Bednorz, C. Gerber, C. Rossel, D. Widmer, «Reproducible switching effect in thin oxide films for memory applications», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 77, no 1, p. 139-141, Jul. 2000.
- [72] S. Kim Y.-K. Choi, «A Comprehensive Study of the Resistive Switching Mechanism in -Structured RRAM», *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 56, no 12, p. 3049-3054, 2009.
- [73] Z.-J. Liu, J.-C. Chou, S.-Y. Wei, J.-Y. Gan, T. Yew, «Improved Resistive Switching of Textured ZnO Thin Films Grown on Ru Electrodes», *IEEE Electron Device Lett*, vol. 32, no 12, p. 1728-1730, 2011.
- [74] T. Sakamoto, K. Lister, N. Banno, T. Hasegawa, K. Terabe, M. Aono, «Electronic transport in Ta2O5 resistive switch», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 91, no 9, p. 092110, 2007.
- [75] B. Chen, B. Gao, Y. H. Fu, R. Liu, L. Ma, P. Huang, F. F. Zhang, L. F. Liu, X. Y. Liu, J. F. Kang, G. J. Lian, «Co-existed unipolar and bipolar resistive switching effect of HfOx based RRAM», 2012 IEEE Silicon Nanoelectronics Workshop (SNW), p. 1-2, 2012.
- [76] R. Waser M. Aono, «Nanoionics-based resistive switching memories», *Nat. Mater.*, vol. 6, no 11, p. 833-840, 2007.
- [77] M. Hasan, R. Dong, D. S. Lee, D. J. Seong, H. J. Choi, M. B. Pyun, et H. Hwang, «A materials approach to resistive switching memory oxides», *J. Semicond. Technol. Sci*, vol. 8, no 1, p. 66–79, 2008.
- [78] D. ADLER, «Mechanisms for Metal-Nonmetal Transitions in Transition-Metal Oxides and Sulfides», *Rev. Mod. Phys.*, vol. 40, no 4, p. 714-736, 1968.
- [79] MOTT, N. F. Metal-insulator transition. *Reviews of Modern Physics*, 1968, vol. 40, no 4, p. 677.
- [80] LEROY, Jonathan, CRUNTEANU, Aurelian, BESSAUDOU, Annie, et al. High-speed metal-insulator transition in vanadium dioxide films induced by an electrical pulsed voltage over nano-gap electrodes. *Applied Physics Letters*, 2012, vol. 100, no 21, p. 213507.
- [81] C. Hillman, PA Stupar, J.B. Hacker, Z. Griffith, M. Field, “An Ultra-low Loss Millimeter-wave Solid State Switch Technology Based on the Metal-Insulator-Transition of Vanadium Dioxide”, *IEEE-MTT Microwave Symposium (IMS)*, pp. I,4, (1-6) June 2014, Tempe, USA.
- [82] F.J. Morin, Oxides which show metal-to-insulator transition at the neel temperature, *Physical review letters* volume 3 (1959) pages 34-36.
- [83] G. Stefanovich, A. Pergament, and D. Stefanovich, “Electrical switching and Mott transition in VO₂,” *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 12, no. 41, p. 8837, 2000.
- [84] A. Cavalleri et al., “Femtosecond Structural Dynamics in VO₂ during an Ultrafast Solid-Solid Phase Transition,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 87, no. 23, p. 237401, Dec. 2001.
- [85] J. Sakai and M. Kurisu, “Effect of pressure on the electric-field-induced resistance switching of VO₂ planar-type junctions,” *Phys. Rev. B Condens. Matter Mater. Phys.*, vol. 78, no. 3, 2008.



- [86] M. Rini, A. Cavalleri, R.W. Schoenlein, R. López, L.C. Feldman, R.F. Haglund, L.A. Boatner, T.E. Haynes; “Photoinduced phase transition in VO₂ nanocrystals: control of surface-plasmon resonance ultrafast” ; *Optics Letters*, 30 (5), 558–560, (2005).
- [87] A. Perucchi, L. Baldassarre, E. Arcangeletti, D. Di Castro, P. Postorino, S. Lupi ; “Infrared study of pressure-induced insulator to metal transitions in vanadium oxide compounds at the SISSI@Elettra beamline” ; *Infrared Physics & Technology*, 51 (5), 440–442, (2008).
- [88] F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Crunteanu, P. Blondy, « rf microwave switches based on reversible semiconductor-metal transition of VO₂ thin films synthesized by pulsed-laser deposition », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 91, no 22, p. 223505, nov. 2007.
- [89] J. GIVERNAUD, thèse de doctorat « Etude, conception et fabrication de dispositifs micro-ondes à base de matériaux intelligents type VO₂ », Université de Limoges (2010).
- [90] J. Leroy, thèse de doctorat, « Caractéristiques électriques non-linéaires de la transition isolant-métal du dioxyde de vanadium (VO₂) ; application à la conception de métamatériaux accordables dans le domaine térahertz », Université de Limoges (2013).
- [91] MENNAI, Amine. Conception et réalisation de commutateurs RF à base de matériaux à transition de phase (PTM) et à changement de phase (PCM). 2016. Thèse de doctorat. Université de Limoges.
- [92] MENNAI, Amine, BESSAUDOU, Annie, COSSET, Françoise, et al. High cut-off frequency RF switches integrating a metal-insulator transition material. In : *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International*. IEEE, 2015. p. 1-3.
- [93] V. Théry, A. Boule, 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).
- [94] S. R. Ovshinsky, «Reversible Electrical Switching Phenomena in Disordered Structures», *Phys. Rev. Lett.*, vol. 21, no 20, p. 1450-1453, 1968.
- [95] S. Raoux, G. W. Burr, M. J. Breitwisch, C. T. Rettner, Y. C. Chen, R. M. Shelby, M. Salinga, D. Krebs, S.-H. Chen, H. L. Lung, C. H. Lam, «Phase-change random access memory: A scalable technology», *IBM J. Res. Dev.*, vol. 52, no 4.5, p. 465-479, 2008.
- [96] RAOUX, Simone, XIONG, Feng, WUTTIG, Matthias, et al. Phase change materials and phase change memory. *MRS bulletin*, 2014, vol. 39, no 8, p. 703-710.
- [97] A. T. Waterman, «On the positive ionization from certain hot salts, together with some observations on the electrical properties of molybdenite at high temperatures», *Philos. Mag. Ser. 6*, vol. 33, no 195, p. 225-247, 1917.
- [98] OVSHINSKY, Stanford R. et FRITZSCHE, HELLMUT. Amorphous semiconductors for switching, memory, and imaging applications. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 1973, vol. 20, no 2, p. 91-105.
- [99] S. R. Ovshinsky, «Reversible Electrical Switching Phenomena in Disordered Structures», *Phys. Rev. Lett.*, vol. 21, no 20, p. 1450-1453, 1968.



- [100] M. Wuttig N. Yamada, «Phase-change materials for rewriteable data storage», *Nat. Mater.*, vol. 6, no 11, p. 824-832, 2007.
- [101] H. J. Borg, M. van Schijndel, J. C. N. Rijpers, M. H. R. Lankhorst, G. Zhou, M. J. Dekker, I. P. D. Ubbens, M. Kuijper, «Phase-Change Media for High-Numerical- Aperture and Blue-Wavelength Recording», *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 40, no 3S, p. 1592, 2001.
- [102] S. Raoux, W. Wehlic, D. Ielmini, «Phase change materials and their application to non-volatile memories», *Chem. Rev.*, vol. 110, no 1, p. 240-267, 2010.
- [103] G. W. Burr, M. J. Breitwisch, M. Franceschini, D. Garetto, K. Gopalakrishnan, B. Jackson, B. Kurdi, C. Lam, L. A. Lastras, A. Padilla, B. Rajendran, S. Raoux, and R. S. Shenoy, “Phase change memory technology,” *J. Vac. Sci. Technol. B Microelectron. Nanometer Struct.*, vol. 28, no. 2, p. 223, 2010.
- [104] A. L. Lacaita, D. Ielmini, D. Mantegazza, «Status and challenges of phase change memory modeling», *Solid-State Electron.*, vol. 52, no 9, p. 1443-1451, 2008.
- [105] A. Pirovano, A. L. Lacaita, F. Pellizzer, S. A. Kostylev, A. Benvenuti, R. Bez, «Low-field amorphous state resistance and threshold voltage drift in chalcogenide materials», *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 51, no 5, p. 714-719, 2004.
- [106] F. Pellizzer, A. Benvenuti, B. Gleixner, Y. Kim, B. Johnson, M. Magistretti, T. Marangon, A. Pirovano, R. Bez, G. Atwood, «A 90nm phase change memory technology for stand-alone non-volatile memory applications», *VLSI Technology, Digest of Technical Papers.*, p. 122-123, 2006.
- [107] G. Bruns, P. Merkelbach, C. Schlockermann, M. Salinga, M. Wuttig, T. D. Happ, J. B. Philipp, and M. Kund, “Nanosecond switching in GeTe phase change memory cells,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, no. 4, p. 043108, 2009.
- [108] S. Lai and T. Lowrey, “OUM - A 180 nm nonvolatile memory cell element technology for stand alone and embedded applications,” 2001, pp. 36.5.1–36.5.4.
- [109] H. Lo, E. Chua, J. C. Huang, C. C. Tan, C.-Y. Wen, R. Zhao, L. Shi, C. T. Chong, J. Paramesh, T. E. Schlesinger, J. A. Bain, «Three-Terminal Probe Reconfigurable Phase- Change Material Switches», *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 57, no 1, p. 312-320, 2010.
- [110] N. El-Hinnawy, P. Borodulin, B. P. Wagner, M. R. King, J. S. Mason, E. B. Jones, V. Veliadis, R. S. Howell, R. M. Young, M. J. Lee, «A 7.3 THz Cut-Off Frequency, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater for Thermal Actuation», *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)* , p. 1-4, 2013.
- [111] WANG, Muzhi, LIN, Feng, et RAIS-ZADEH, Mina. Performance measurements and non-linearity modeling of GeTe phase change RF switches with direct and indirect heating schemes. In : *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International*. IEEE, 2015. p. 1-4.
- [112] MENNAI, Amine, BESSAUDOU, Annie, COSSET, Françoise, et al. Bistable RF switches using Ge₂Sb₂Te₅ phase change material. In: *Microwave Conference (EuMC), 2015 European*. IEEE, 2015. p. 945-947.



[113] M. Wang, Y. Shim, M. Rais-Zadeh, « A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch», IEEE Electron Device Lett., vol. 35, no 4, p. 491-493, 2014.



Chapitre II. Optimisation du commutateur à système de chauffage indirect





I. Introduction

Le premier chapitre a présenté les différentes solutions mentionnées dans la littérature permettant la réalisation des fonctions de commutation dans le domaine RF. Parmi ces solutions, notre choix s'est porté vers l'utilisation des matériaux à changement de phase (PCM) et plus précisément le GeTe, qui présente un très important changement de résistivité pendant la transition amorphe-cristallin.

La première partie de ce chapitre présentera l'intégration de systèmes de chauffage indirect (résistances chauffantes) dans les switch à base de matériau à changement de phase (GeTe) pour générer des impulsion électrique rapides. Dans cette partie nous allons réaliser des simulations thermiques avec le logiciel COMSOL Multiphysics pour étudier les températures atteintes par la structure en fonction des courants de commande.

La seconde partie de ce chapitre sera consacré à la conception en hyperfréquences d'un commutateur sur un circuit coplanaire à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique ADS-Momenetum. Ensuite nous allons présenter les performances (isolation, pertes d'insertion, capacités parasites) de plusieurs circuits intégrant des couches minces de GeTe que nous avons conçus, dans le but de choisir le modèle le plus pertinent.

II. Etudes thermiques à l'aide du logiciel COMSOL Multiphysics

II.1- Introduction

L'intégration du matériau à changement de phase (PCM) dans les commutateurs RF nécessite de réaliser une étude approfondie sur le passage du matériau d'un état cristallin à un état amorphe. Pour cristalliser un matériau à changement de phase, il consiste à le faire chauffer suffisamment longtemps au-delà de sa température de cristallisation ($\sim 200^{\circ}\text{C}$). Pour passer d'un état cristallin à un état amorphe, il suffit de le chauffer au-delà de sa température de fusion ($\sim 700^{\circ}\text{C}$) suivi d'une trempe thermique. Pour des températures inférieures à la température de fusion un processus de cristallisation peut se produit au niveau du matériau. Pour éviter complètement ce problème, il faut alors que la vitesse de refroidissement soit le plus rapide possible. Dans ce contexte, nous allons étudier dans la suite le chauffage et le refroidissement des



différentes structures du commutateur à base de PCM en fonction des impulsions électriques appliquées à l'aide du logiciel COMSOL Multiphysics.

II.2- Présentation du logiciel

COMSOL Multiphysics [1], anciennement FEMLAB, est un outil de modélisation et de simulation multiphysique. Il utilise une méthode de résolution numérique et plus précisément la méthode des éléments finis (Finite Element Method, FEM). En quelques années, ce logiciel s'est développé pour inclure des modules de simulations spécifiques, les modules les plus courants concernent l'électromagnétisme haute et basse fréquence, les circuits électriques (module AC/DC), le transfert de chaleur, l'acoustique, la mécanique structurelle, les réactions chimiques, etc.

La diffusion de l'utilisation de COMSOL Multi-physique dans différents domaines est largement dû à ses caractéristiques. Celles-ci sont [2] :

- Il peut être utilisé pour résoudre les problèmes Multi-physiques,
- Des équations différentielles définies par l'utilisateur
- L'exploitation directe de modèles des logiciels de CAO les plus courants.

Puisqu'il s'agit d'un simulateur numérique, le logiciel dispose d'un mailleur pour discrétiser tout le volume de calcul en petits éléments de formes tétraédriques, rectangulaires ou triangulaires dans le cas de la FEM (**Figure II-1**) [3].

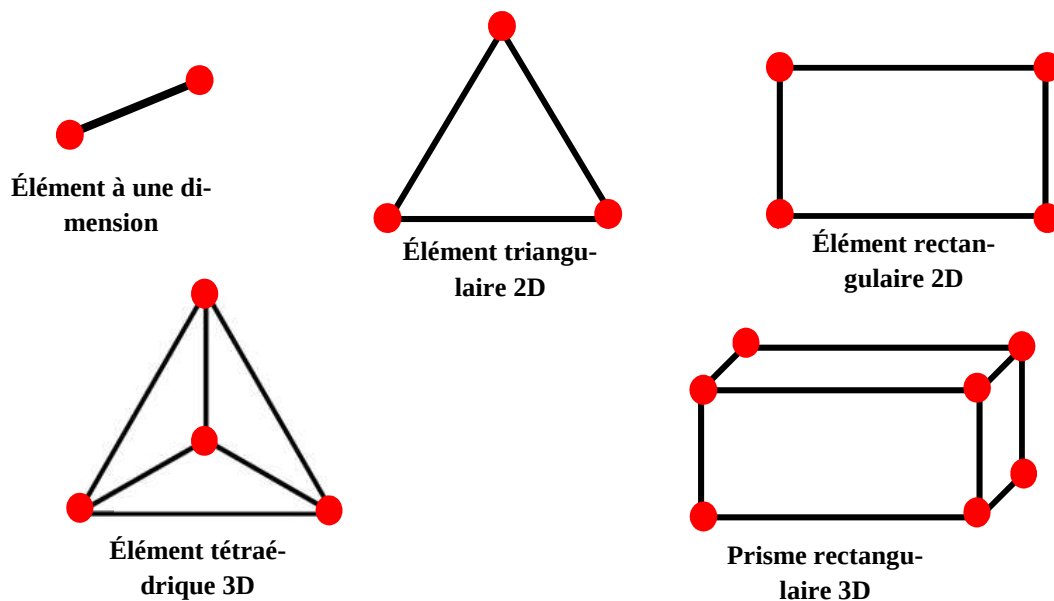


Figure II-1 : Exemples d'éléments de maillage éléments finis.



Dans le cadre de cette thèse, nous allons nous intéresser à la modélisation électrothermique de différentes structures de commutateur à base de PCM en 3D en utilisant les deux modules AC/DC et transfert de chaleur de COMSOL Multiphysics. Ces modules sont basés sur une résolution rigoureuse des équations de conservation de la charge électrique et du bilan de l'énergie thermique. Cette étude repose sur les étapes suivantes :

- Choix du modèle physique,
- Dimensions des différentes structures,
- Définition de la géométrie du dispositif,
- Maillage de la structure,
- Définition des propriétés physiques des matériaux,
- Propriétés physiques des domaines,
- Résolutions numériques,
- Calcul de la constante de temps (τ).

Avant de présenter le modèle étudié, nous allons définir l'intérêt de la constante de temps dans notre travail.

II.3- Constante de temps (τ)

En général, la constante de temps (τ) est une grandeur qui caractérise l'évolution de la température d'un système en fonction du temps (évolution exponentielle). Dans notre cas, la constante de temps (τ) est le temps nécessaire pour que l'élément résistif chauffant (TFR) atteigne 10 % de sa valeur maximale, lorsque le TFR est en phase de refroidissement après un échauffement provoqué par le passage d'une impulsion électrique (tension ou courant). La **Figure II-2** représente un exemple d'un profil d'impulsion thermique qui permet de calculer la constante de temps du TFR.



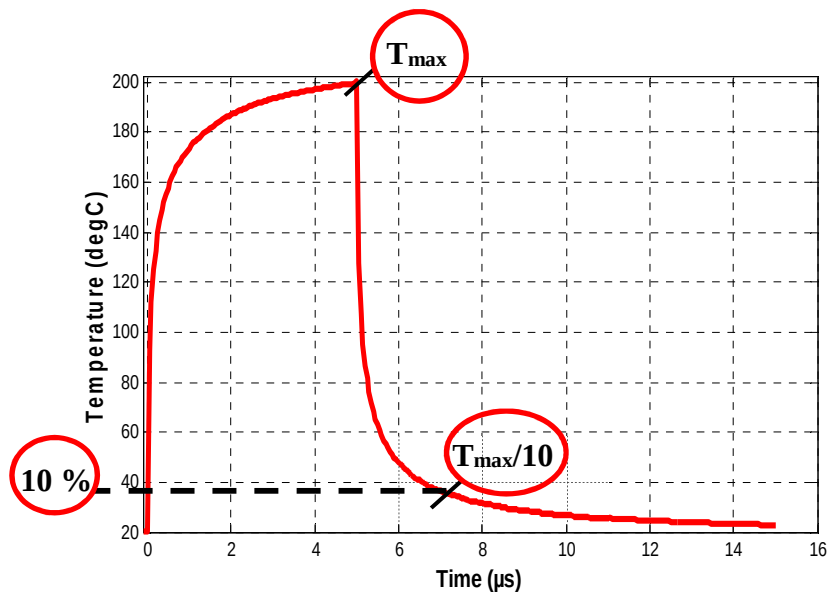


Figure II-2 : Profil d'impulsion thermique.

II.4- Simulations Thermiques

II.4.1- *Choix du modèle physique*

COMSOL invite les utilisateurs à choisir les modules de physique et il est possible d'exécuter plusieurs modules physiques sur le même modèle. Le choix du module s'effectue à partir de menu présenté dans la **Figure II-3**. Dans notre cas, on sélectionne la rubrique « Heat Transfert » qui permet l'analyse de transfert de chaleur par conduction, convection et rayonnement. Le module de transfert de chaleur comprend un ensemble complet des caractéristiques permettant d'étudier les caractéristiques de structures 3D. Ce module permet la modélisation des températures et des flux de chaleur, qui peut se combiner avec le module « Electromagnetic Heat » qui permet d'introduire le couplage entre l'électromagnétique et le transfert de chaleur. Enfin, dans cette rubrique on choisit le module « Joule Heating », qui traduit le couplage entre le transfert de chaleur et le courant électrique du module AC/DC et enfin d'étudier la température atteinte par la structure du commutateur en fonction des courants de commande.



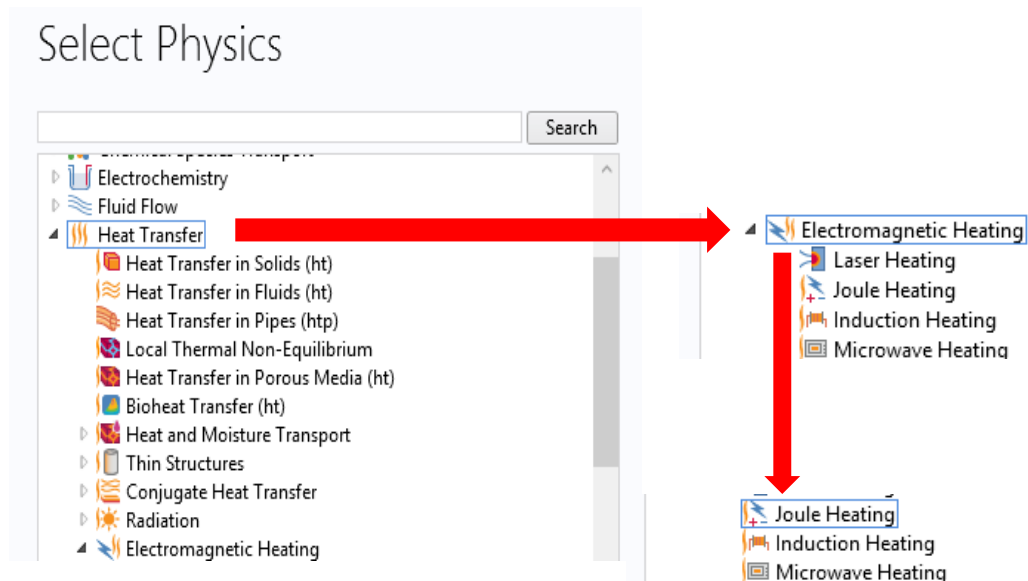


Figure II-3 : Fenêtre du Navigateur des modèles : choix du modèle.

II.4.2- Dimensions des différentes structures

Notre structure est constituée du substrat, du TFR, de la couche de diélectrique et du matériau PCM. Cette dernière nous a permis de déterminer le temps de refroidissement (τ) de l'élément chauffant pour différentes dimensions. Les listes des paramètres géométriques liés à la simulation, sont présentés dans le *Tableau II-1* ci dessous.

Paramètres géométriques	Symboles	Valeurs	Unité
Epaisseur du TFR	$t_{(TFR)}$	100	nm
Epaisseur du diél	$t_{(diél)}$	50	nm
Epaisseur du GeTe	$t_{(GeTe)}$	75	nm
Température initiale	T_0	20	°C
Longueur du TFR	$L_{(TFR)}$	Entre 10 - 80	μm
Longueur du diélectrique	$L_{(diél)}$	Entre 2.5 – 50	μm
Longueur du GeTe	$L_{(GeTe)}$	Entre 2.5 – 20	μm
Largeur des différents composants	L	Entre 2.5 - 20	μm

Tableau II-1 : Saisie des paramètres de la simulation.



II.4.3- Définition de la géométrie du dispositif et maillage

La **Figure II-4.a** montre la géométrie tridimensionnelle qui a été simulée. L'empilement des différentes couches qui constituent la cellule est montré sur la **Figure II-4.b**. Il s'agit de substrats de silicium (Si), suivi d'un film mince résistif (TFR) en molybdène (Mo) de 100 nm d'épaisseur, une barrière diélectrique (Si_3N_4) de 50 nm d'épaisseur puis une couche de GeTe de 75 nm d'épaisseur. Pour effectuer la simulation, nous avons créé une boîte d'air autour de notre structure. C'est sur ce volume que les conditions aux limites seront appliquées.

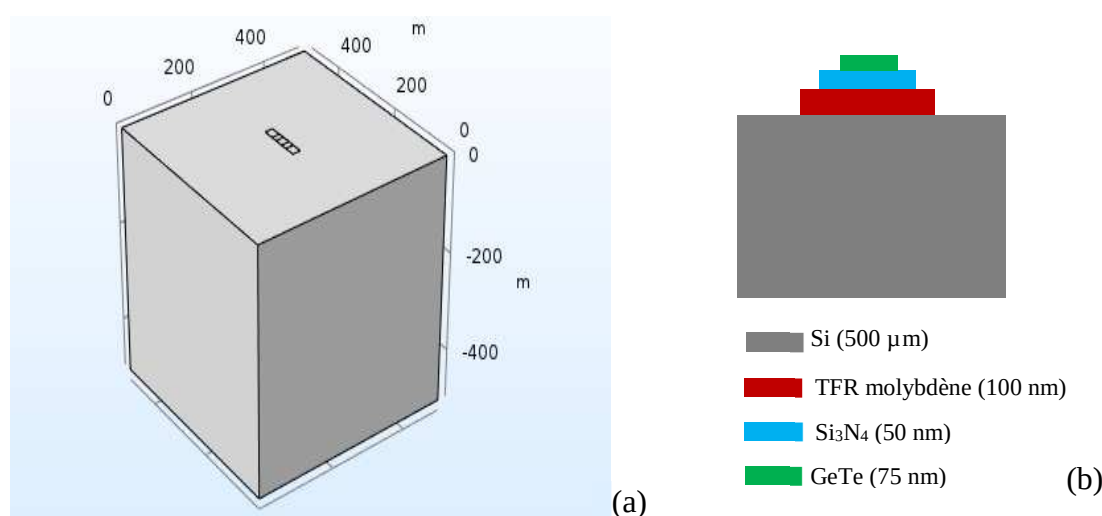


Figure II-4 : (a) dessin de la géométrie, (b) vue en coupe de la structure simulée illustrant l'empilement des couches.

Une fois le modèle défini, il reste à effectuer le maillage de la structure. Cette étape permet de discrétiser la structure en éléments simples afin d'effectuer les calculs. Ainsi, un mauvais maillage pourrait engendrer des résultats erronés. Un maillage trop dense n'est pas forcément nécessaire à tous les endroits de la structure car cela rallongerait le temps de calcul. Il doit être fin au niveau des zones critiques où le champ risque de subir des variations importantes et plus grossier dans les zones moins sensibles. Dans notre cas, nous avons utilisé un maillage tétraédrique de taille « Fine » (la taille de l'élément est entre 50 et 6 μm) pour mailler la structure à analyser. La surface maillée est composée de tétraèdres, comme présenté sur la **Figure II-5**

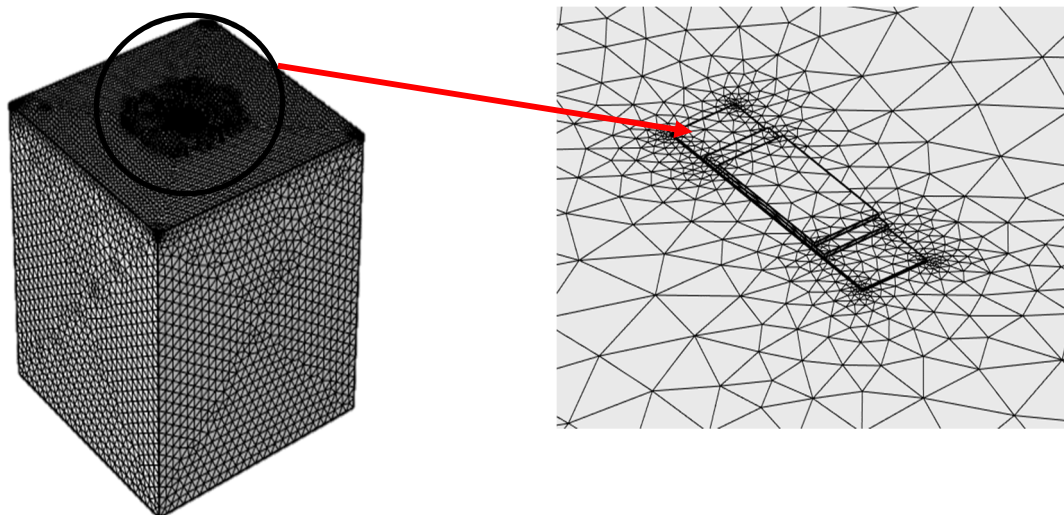


Figure II-5 : Maillage de la structure simulée.

II.4.4- Propriétés physiques des matériaux

Maintenant nous allons définir les propriétés physiques des matériaux, pour étudier leur influence sur les résultats de simulation. Le *Tableau II-2* ci-dessous présente les propriétés des différents matériaux utilisés pour réaliser la simulation.

	σ (S/m)	ϵ_r	rho (Kg/m ³)	C_p (J/Kg*K)	K (W/m*K)
Silicium (Si)	$4.3e^{-4}$	11.9	2329	700	131
Molybdène (Mo)	$2e^5$	1	10200	250	138
Nitrure de Silicium (Si ₃ N ₄)	0	9.7	3100	700	20
GeTe	$2.8e^5$	1	6140	303	1.6

Tableau II-2 : Propriétés des matériaux.

σ : Conductivité Electrique, ϵ_r : Permittivité Relative, rho : Densité, C_p : Capacité Thermique, K : Conductivité Thermique.

II.4.5- Propriétés physiques des domaines

Après avoir choisi les propriétés physiques des matériaux, nous allons définir les propriétés physiques des domaines nécessaires à la réalisation de la simulation. Afin de générer des impulsions électriques au niveau du TFR, il suffit de sélectionner sur le module « electric currents » (valeur initiale de la tension est 0 V). Dans ce module il existe une rubrique frontière « Densité de Courant Normale » (en anglais Normal Current Density) exprimée en A/m², qui



est applicable sur des sources ou des collecteurs de courant. Ainsi, pour maintenir la différence de potentiel électrique, il faut ajouter une rubrique frontière « Ground ».

Pour ajouter ces frontières à notre structure, il suffit de cliquer avec le bouton droit sur le module courant électrique et sélectionner « Normal Current Density » et « Ground » (**Figure II-6**).

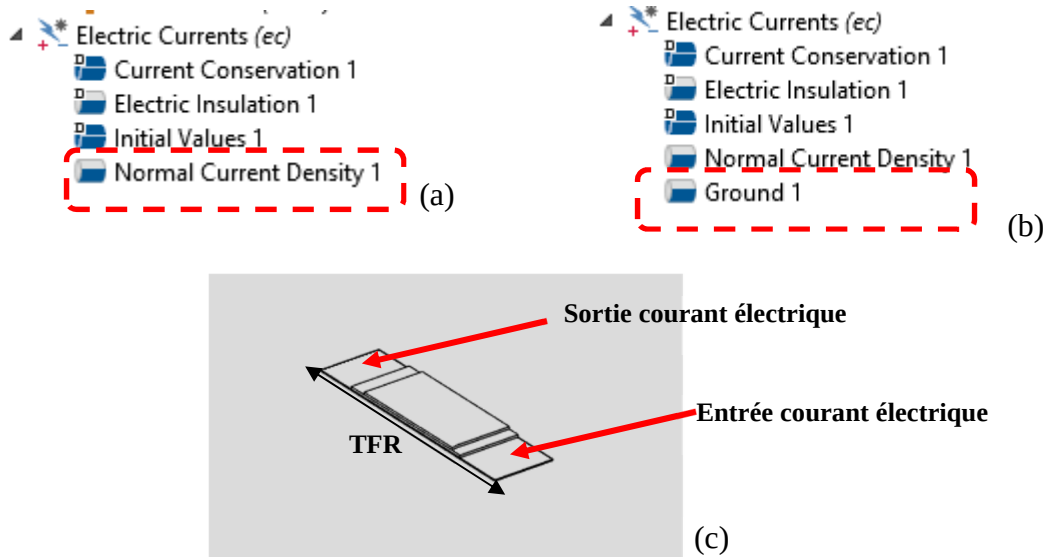


Figure II-6 : Les propriétés du frontière « Electric Current », (a) Normal Current Density, (b) Ground, (c) structure simulé.

Le deuxième module utilisé dans notre étude est le module « Transfert du Chaleur dans les Solides » (en anglais « Heat Transfert in Solids »). La température initiale du domaine est 20°C. Pour maintenir les conditions ambiantes des simulations, nous insérons une frontière « Heat Flux » et sélectionnons toutes les faces de la boîte en choisissant comme coefficient de transfert de chaleur de convection de l'ordre de $5 \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}$ et une température externe (T_{ext}) de 20°C qui est équivalent à la température initiale (**Figure II-7**).



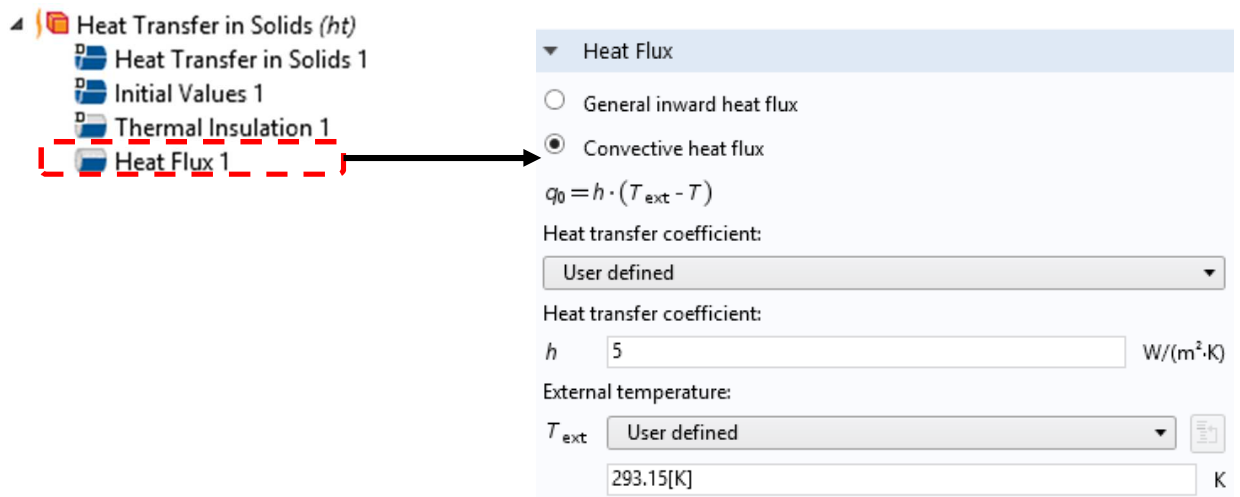


Figure II-7 : Les propriétés du frontière « Heat Flux ».

Comme nous l'avons présenté précédemment, le module « Joule Heating » utilise un couplage multiphysique entre les modules « Electric Current » et « Heat Transfert in Solids ». Pour définir ce couplage, il faut cliquer avec le bouton droit sur le module « Multiphysiques » (en anglais « Multiphysics ») et sélectionner les frontières « Electromangetic Heat Source », « Boundary Electromangetic Heat Source » et « Temperature Coupling » (**Figure II-8**). A partir de ces trois frontières, l'élément résistif (TFR) est défini comme une source de chaleur électromagnétique par l'application des impulsions de courant électriques.

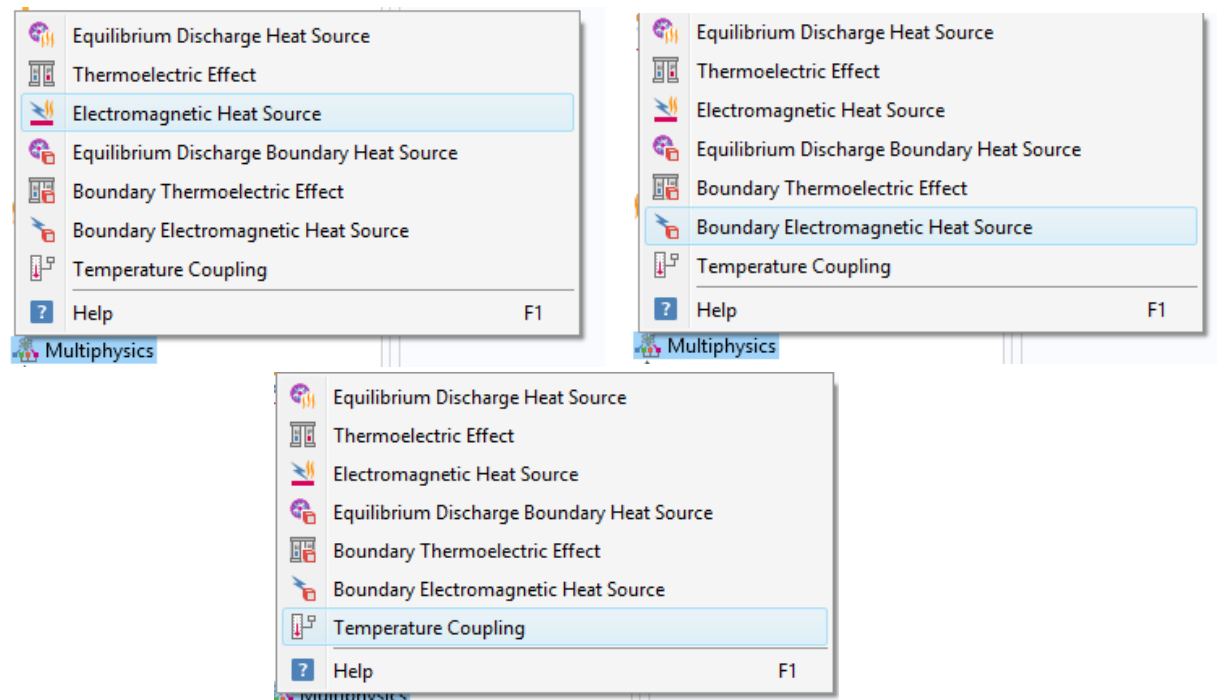


Figure II-8 : Les propriétés de la frontière « Multiphysics ».

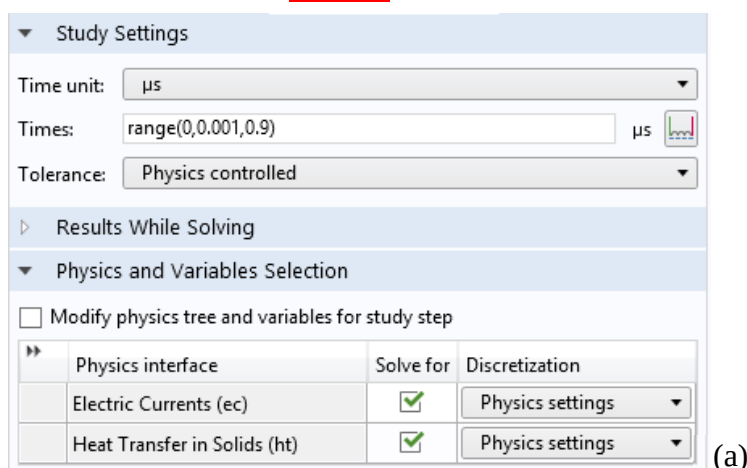


II.4.6- Etudes

Une fois que ces conditions sont définies, l'étape suivante concerne le choix du domaine d'étude pour calculer les paramètres magnétiques électriques ou mécaniques en fonction des variables connues ou inconnues. COMSOL est basé sur trois types d'études : stationnaire, temporelle (ou transitoire) et une dernière fréquentielle.

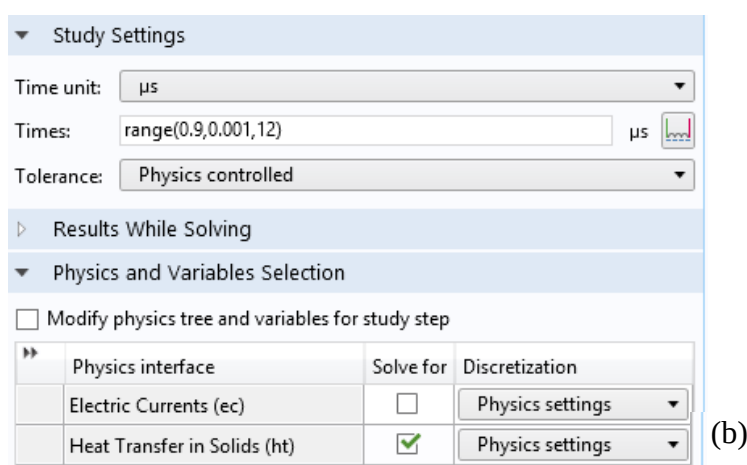
Pour cette simulation, le solveur temporel est utilisé dans le but de simuler l'application d'une l'impulsion électrique au niveau du TFR pour générer son échauffement ainsi que la durée nécessaire pour son refroidissement et pour calculer la constante de temps (τ). Pour cela, deux modules « Electric Currents » et « Heat Transfer in Solids » doivent être définis pour fixer la durée d'échauffement. Pour le refroidissement seul le modèle « Heat Transfer in Solids » est utilisé (**Figure II-9**). Ces deux étapes présentent typiquement le cycle de charge et de décharge du TFR.

Etape I



(a)

Etape II



(b)

Figure II-9 : Les deux étapes de l'étude temporelles utilisés pour la simulation, (a) durée de l'impulsion électrique, (b) temps de refroidissement.

II.4.7- Résultats

Dans cette section, nous allons visualiser la diffusion de la chaleur du TFR vers la couche de PCM en 3D ainsi que l'évolution de la température pendant l'application du courant et juste après sa coupure (chauffage et refroidissement du TFR). Pour représenter cette évolution, une fonction moyenne (aveop sur COMSOL Multiphysics) est appliquée sur la surface supérieure du TFR qui est en contact avec la couche de diélectrique.

Nous avons ensuite fait varier les dimensions des différents composants de la structure (GeTe, TFR, diélectrique), pour évaluer leur influence sur les résultats de simulation. Comme ces structures sont à base de PCM, nous avons réalisé des simulations dans deux états discrets : un premier état assurant le chauffage du GeTe jusqu'à sa température de fusion T_f ($\sim 700^\circ\text{C}$) et un deuxième état obtenu en appliquant suffisamment de courant pour atteindre la température de cristallisation du GeTe ($\sim 200^\circ\text{C}$).

Nous noterons, dans la suite de cette étude nous avons utilisé une impulsion de courte durée (900 ns) avec des amplitudes entre 27 et 150 mA pour faire passer le matériau de l'état cristallin à l'état amorphe (courbe rouge de la **Figure II-10**) et une autre plus longue (5 μs) avec une amplitude moins élevée (entre 12 et 67 mA) qui ramène de nouveau le matériau à son état cristallin (courbe bleu de la **Figure II-10**).

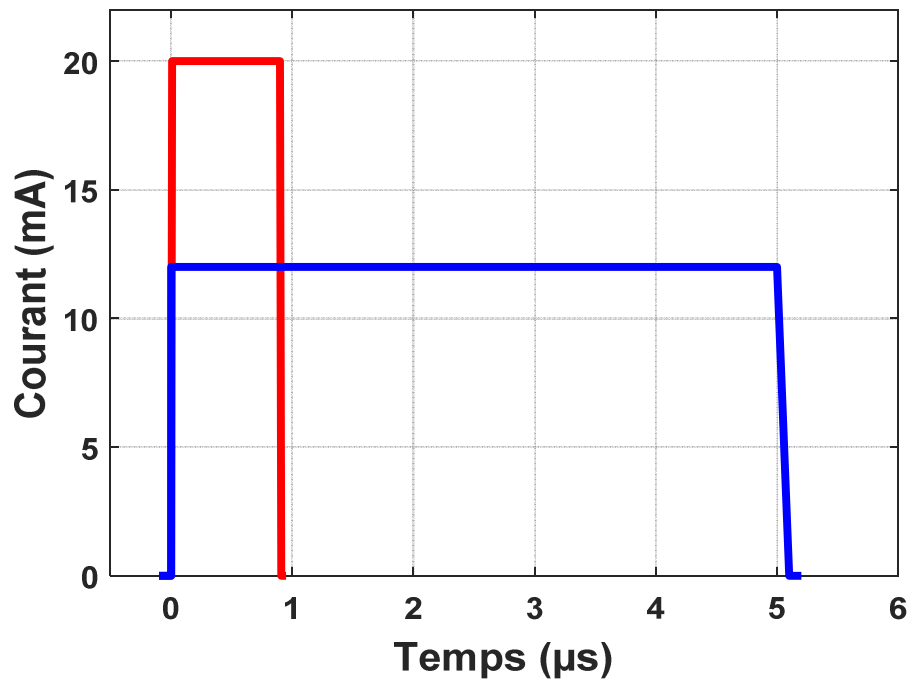


Figure II-10 : Profils des impulsions électriques utilisés pour les deux approches.



Les *Tableau II-3* et *Tableau II-4* présentent les valeurs des amplitudes des impulsions électriques pour les différentes dimensions de la structure simulée dans les deux états.

Dimensions (μm ²)	Epaisseur TFR (nm)	Epaisseur diélectrique (nm)	Epaisseur GeTe (nm)	Amplitude impulsion (mA)
20*80	100	50	75	67
10*40	100	50	75	38
5*20	100	50	75	21
2,5*10	100	50	75	12

Tableau II-3 : Les amplitudes des impulsions pour le chauffage à 200 °C.

Dimensions (μm ²)	Epaisseur TFR (nm)	Epaisseur diélectrique (nm)	Epaisseur GeTe (nm)	Amplitude impulsion (mA)
20*80	100	50	75	150
10*40	100	50	75	96
5*20	100	50	75	52
2,5*10	100	50	75	27

Tableau II-4 : Les amplitudes des impulsions pour le chauffage à 700 °C.

Maintenant que ces paramètres sont définis, nous allons étudier leur influence sur les résultats de simulation.

Dans un premier temps, nous allons chercher à représenter la diffusion thermique de notre structure proposée lors de chauffage du système dans les deux états.

La **Figure II-11** présente un exemple de l'évolution des champs de température en 3D pour la structure de dimensions 5*20 μm² respectivement à 200 °C et 700 °C. Nous constatons que quelle que soit la dimension de la structure choisie, nous observons la même allure de la répartition thermique.



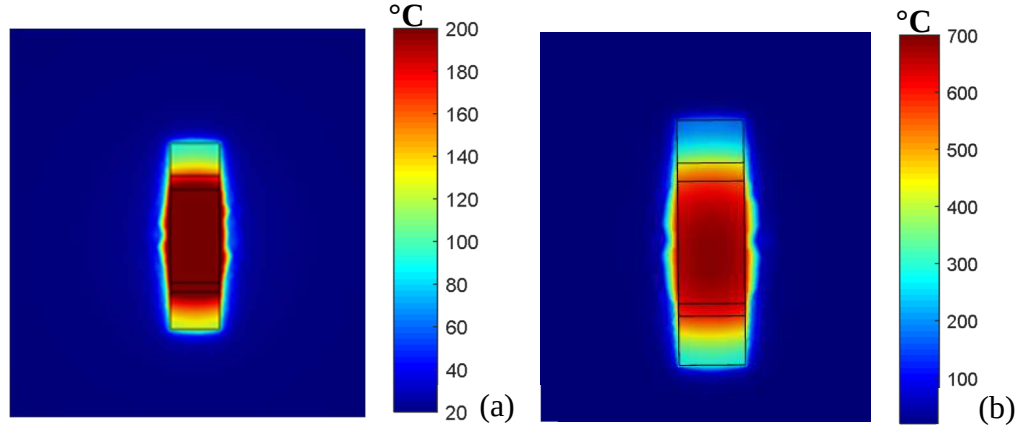


Figure II-11 : (a) Evolution de la température lors du chauffage à 200°C, (b) évolution de la température lors du chauffage à 700°C.

Ensuite nous avons étudié l'évolution de la température moyenne atteinte par le TFR en fonction des courants électrique appliqués (voir *Tableau II-3* et *Tableau II-4*) pendant une durée de 5 μs et 0.9 μs correspondant respectivement à l'état ON et à l'état OFF du commutateur (**Figure II-12**). Durant le cycle du chauffage, nous observons que plus les dimensions de la structure sont faibles, plus l'échauffement du TFR est important. Nous pouvons aussi vérifier que la température augmente progressivement jusqu'à une valeur maximale, au-delà de cette température le matériau va changer son état.

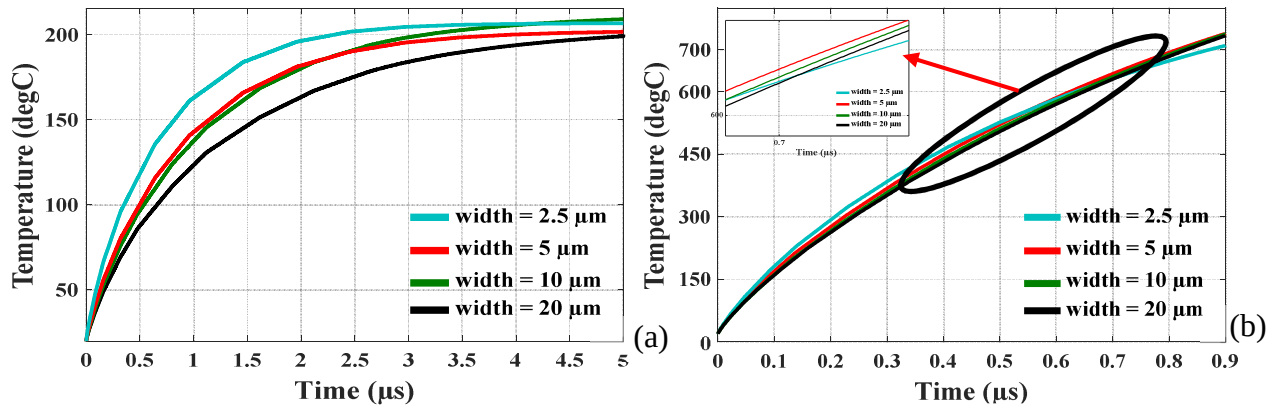


Figure II-12 : Variation de la température du TFR pour différentes structures lors du cycle du chauffage : (a) une durée d'impulsion de 5 μs , (b) une durée d'impulsion de 0.9 μs .

De même, nous avons présenté (*Tableau II-3* et *Tableau II-4*) la variation de la température du TFR obtenue lors du cycle de refroidissement pour différentes dimensions dans les deux états. Pour réaliser cette étude, nous avons fixé le temps de refroidissement jusqu'à 12 μs comme le montre la **Figure II-13**. Comme vu précédemment, la diminution de la taille du commutateur impose une réduction significative de temps de refroidissement du TFR.



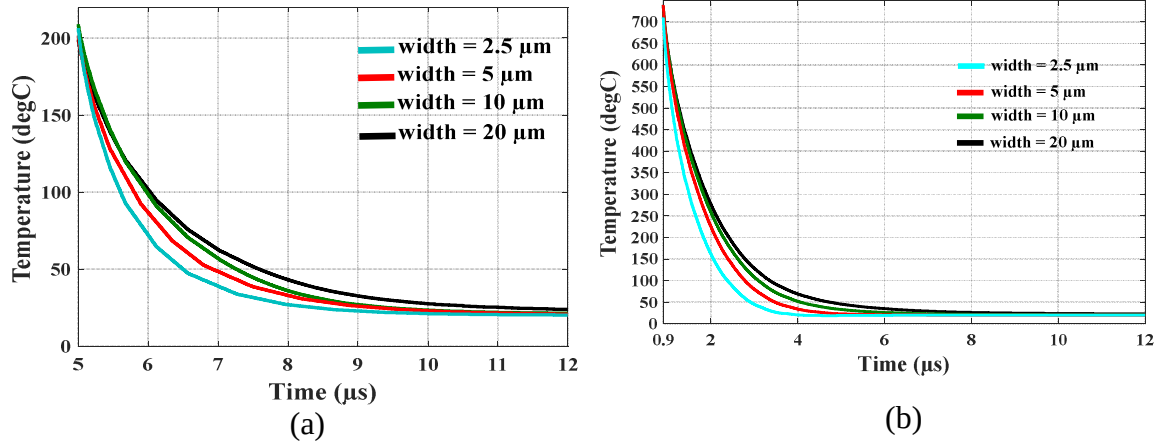


Figure II-13 : Variation de la température du TFR pour différentes structures lors du cycle de refroidissement : (a) une durée d'impulsion de 5 μs , (b) une durée d'impulsion de 0.9 μs .

Les résultats ci-dessus nous permettent d'identifier la constante de temps (τ) comme nous l'avons expliqué précédemment II.3-).

Le *Tableau II-5* présente les valeurs de la constante de temps calculées pour les différentes structures simulées. Ces valeurs sont identiques pour les deux états. Comme nous pouvons le constater, plus la taille diminue plus la constante de temps diminue. Si l'on souhaite bénéficier des excellentes performances électrothermiques du dispositif, il est primordial d'utiliser une structure de petite taille.

Dimensions (μm^2)	Epaisseur TFR (nm)	Epaisseur diélectrique (nm)	Epaisseur GeTe (nm)	Constante de temps (ns)
20*80	100	50	75	5200
10*40	100	50	75	2300
5*20	100	50	75	1500
2,5*10	100	50	75	1100

Tableau II-5 : les valeurs de la constante de temps calculées.

III. Simulation électromagnétique (EM)

III.1- Introduction

Les sections précédentes ont permis de présenter les simulations thermiques des différentes structures modélisées en utilisant le logiciel COMSOL Multiphysics pour étudier les températures atteintes par ces structures en fonction des courants de commande.



Dans cette section, des simulations électromagnétiques seront présentées dans le but de concevoir un commutateur RF à base de matériau à changement de phase (PCM) sur des lignes coplanaires (CPWG) via un logiciel de simulations électromagnétiques par la méthode des Moments ADS Momentum. Pour maintenir une bonne adaptation (50 ohms), nous allons calculer les dimensions de ces lignes en utilisant l'outil LineCalc d'ADS.

Ensuite, nous avons fait varier les largeurs de l'élément résistif (TFR) et la zone active (distance entre les deux électrodes RF) de la structure pour évaluer l'impact de ces paramètres sur les performances électriques du commutateur dans les deux états (R_{on} et C_{off}) ainsi que les capacités parasites présentes entre l'élément résistif et les lignes de transmissions.

A l'issue de cette étude, nous allons simuler les différentes structures simulées sous COMSOL Multiphysics pour mettre en évidence leurs performances électriques dans les deux états de PCM. En fonction de ces résultats (thermiques et électromagnétiques), nous allons essayer de trouver un compromis entre tous les paramètres ci-dessus.

III.2- Modèle du commutateur étudié

Cette partie a pour principal objectif de présenter la structure d'un commutateur SPST à base de PCM à l'aide du logiciel ADS Momentum. Elle consiste en un dispositif planaire à quatre terminaux qui intègre un système de chauffage indirect en configuration coplanaire CPW : deux électrodes RF et deux DC utilisés pour le chauffage indirect de la couche PCM.

La **Figure II-14**, présente l'empilement des différentes couches en coupe transversale correspondant au dispositif proposé. Ce composant sera réalisé sur un substrat de silicium (Si) qui possède une forte résistivité électrique, suivi d'un élément résistif chauffant en molybdène entouré par une couche isolante de nitrure de silicium (Si_3N_4) utilisée pour isoler électriquement le TFR du reste de circuit. Les deux parties de la ligne de transmission RF en or sont connectées par la couche de GeTe.

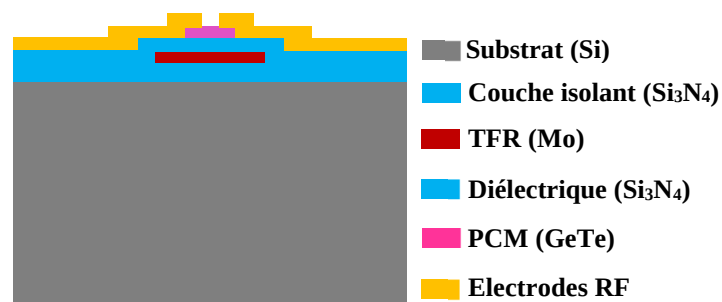


Figure II-14 : Coupe transversale de la structure du commutateur à base de PCM.



La **Figure II-15** présente une ligne coplanaire qui sera utilisée pour modéliser les lignes de transmissions constituant la structure du commutateur. Dans la suite de cette partie, nous allons calculer les largeurs et la distance entre la ligne centrale et la masse pour assurer une bonne adaptation des ces lignes (50 ohms).



Figure II-15 : Structures d'une ligne coplanaire.

III.3- Calcul des dimensions des lignes coplanaires

Les lignes coplanaires (CPWG) sont constituées d'un conducteur central entouré par deux lignes de masses adjacentes qui sont situées sur la même face du substrat. La **Figure II-16.a** présente la structure des lignes coplanaires avec les différentes dimensions :

- La largeur de la ligne centrale (W),
- La distance entre la ligne centrale et lignes de masse (G),
- L'épaisseur de la ligne centrale et ligne de masse (t),
- L'épaisseur du substrat utilisé (H).

Les lignes coplanaires (CPW) ont été inventées par Cheng P. Wen [4] en 1969. Ce type de ligne a été utilisé pour réaliser des circuits intégrés MIC et MMIC [5]–[8] en raison des plusieurs avantages [9]–[14] : la simplicité de son intégration parce que la ligne centrale et lignes de masse se trouvent dans le même plan, une souplesse de conception et de réalisation.

La **Figure II-16.b** montre la coupe transversale du dispositif proposé à base de PCM intégré dans des guides d'ondes coplanaires



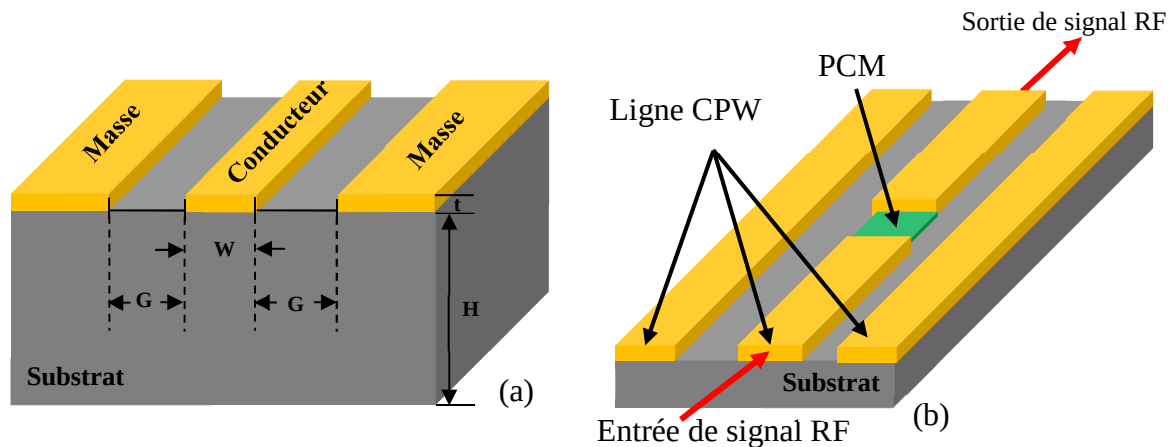


Figure II-16 : Vue en coupe, (a) des lignes coplanaires avec les différentes dimensions, (b) le commutateur RF à base des matériaux à changement de phase (PCM).

Les paramètres présentés dans le *Tableau II-6*, nous permet de calculer les dimensions de la ligne de transmission (G et W) à l'aide de Linecalc, nécessaire à l'obtention d'une impédance de 50Ω .

Propriétés Physiques	Valeurs
Constant Diélectrique (ϵ_r)	11.9
Résistivité Electrique de silicium	$1.23e^3 \text{ ohm*cm}$
Tangent de Perte ($\tan\delta$)	0.005 @ 1 GHz
Conductivité de l'or (σ)	$4.1e^7 \text{ Siemens/m}$
Epaisseur Substrat (H)	500 μm
Epaisseur de l'or (t)	400 nm

Tableau II-6 : Liste des données sur LineCalc.

La **Figure II-17** présente la fenêtre de l'outil LineCalc utilisée pour déterminer les dimensions des lignes coplanaires (G et W). Dans notre cas la topologie des lignes est le CPWG (Coplanar Wave Guide) et la fréquence de travail est 24 GHz. Il faut fixer un des deux paramètres G ou W pour effectuer le calcul. Une fois que les paramètres du *Tableau II-6* sont insérés, le calcul est fait en cliquant sur le bouton « Synthesize ».

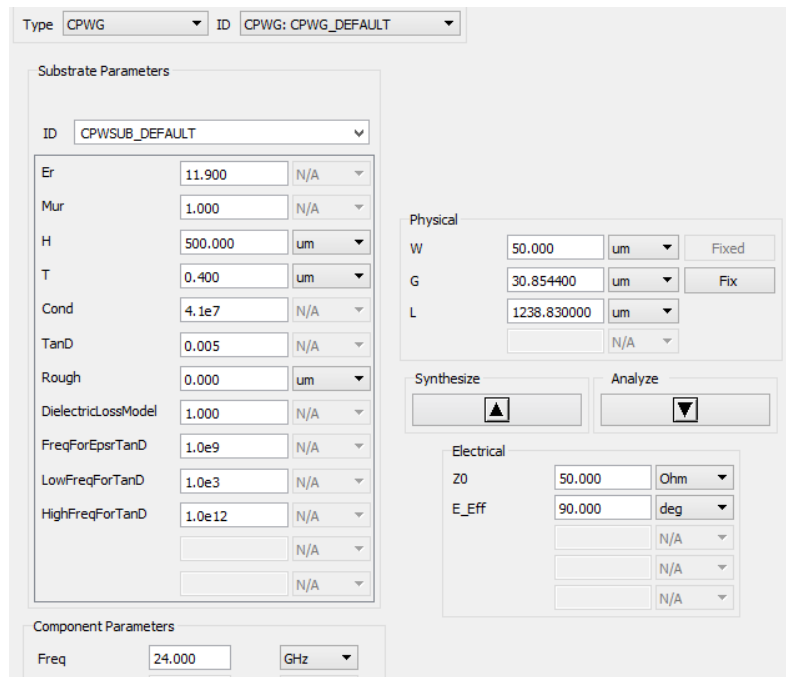


Figure II-17: Fenêtre du logiciel LineCalc.

La **Figure II-18** présente la topologie du commutateur à base de PCM réalisé à l'aide du logiciel ADS-MOMENTUM. Dans cette structure, les paramètres optimisés principalement sont les largeurs et les distances entre les lignes, cette dernière est découpée en trois parties :

1. La première partie correspond aux accès RF (entrée et sortie), la largeur de la ligne (W) fixée à 100 μm , correspond à une distance (G) environ $\sim 37 \mu\text{m}$,
2. La deuxième partie se trouve entre les deux accès : dans ce cas, la largeur de la ligne centrale (W) utilisée de l'ordre de 50 μm et la distance (G) est $\sim 25 \mu\text{m}$,
3. La troisième zone relie le motif de GeTe aux accès RF. Dans cette partie la largeur de la ligne centrale est 15 μm et la largeur des accès DC du commutateur est de l'ordre de 75 μm .



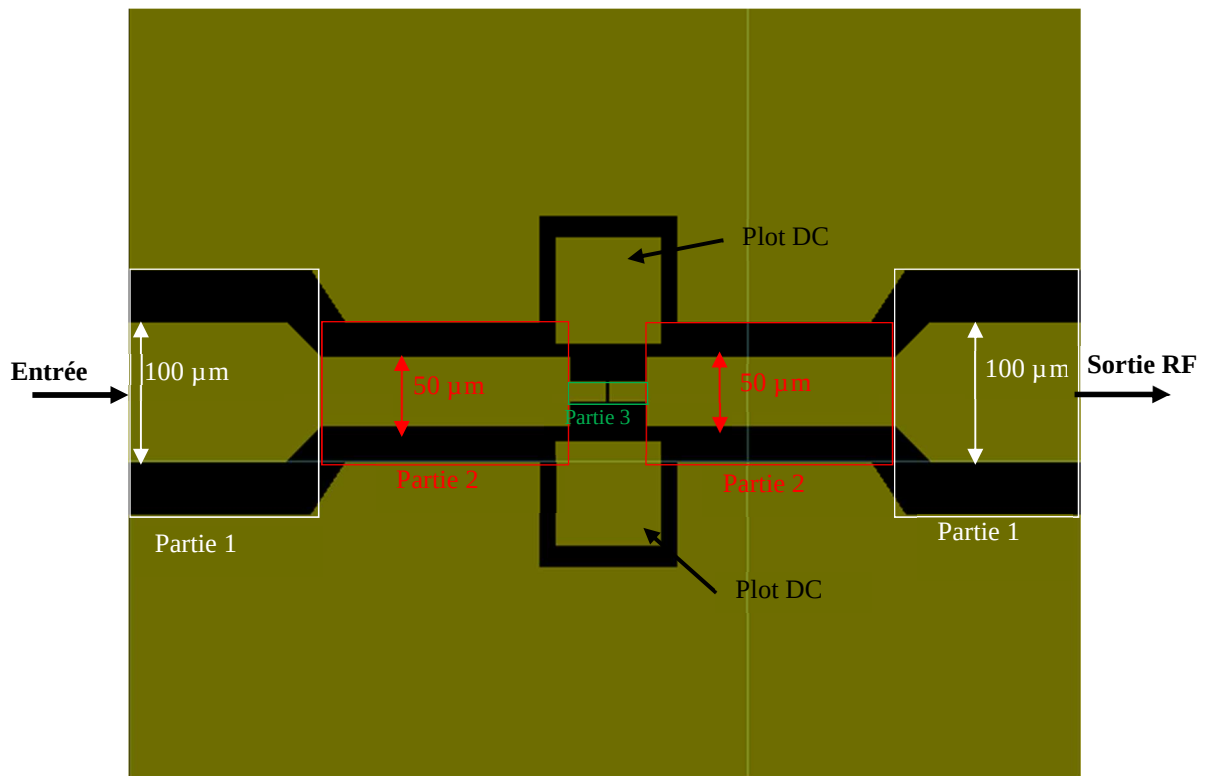


Figure II-18 : Les largeurs des différentes parties de la structure du commutateur.

III.4- Etude et Simulations des structures de commutateur

III.4.1- Etude des capacités parasites de la structure

Comme tout dispositif, les commutateurs RF à base de matériaux à changement de phase ne sont pas parfaits et possèdent des éléments parasites qui modifient les performances du commutateur à l'état OFF. Pour un bon fonctionnement du commutateur, il s'agit de réduire les influences des éléments parasites, pour cela il faut identifier et déterminer ces éléments parasites. Il existe deux types d'éléments parasites, ceux dus aux couplages inductifs et capacitifs. Dans notre cas, le commutateur a un comportement capacitif dû essentiellement aux couplages entre l'élément résistif (TFR) et les électrodes RF qui sont associés par des capacités C_{P1} et C_{P2} (**Figure II-19**). Ces couplages dépendent uniquement des dimensions entre le TFR et les électrodes RF.



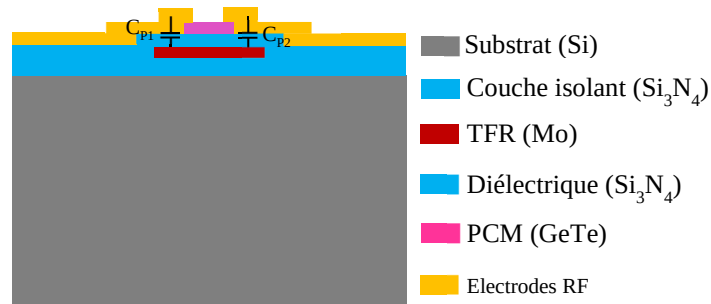


Figure II-19 : Coupe transversale de la structure du commutateur montrant les capacités parasites.

L'équation ci-dessous (Éq. II-1) permet d'obtenir une bonne approximation de la capacité parasite du commutateur.

$$C_p = W * (L_g - L_h) * \frac{\epsilon_r}{2} * t_d \quad \text{Éq. II-1}$$

Le Tableau II-7 résume les différents paramètres qui ont été fixés pour réaliser cette étude. La **Figure II-20** montre la dénomination des ces paramètres sur la structure ainsi que sa coupe transversale.

Paramètres	Description	Valeurs
W (µm)	Longueur de l'électrode RF	15
L_g (µm)	Largeur de la zone active	3 ou 5
L_h (µm)	Largeur de l'élément chauffant	$5 \leq L_h \leq 15$
ϵ_r	Constant diélectrique de Si ₃ N ₄	8,5
t_d (nm)	Epaisseur de la couche diélectrique	100

Tableau II-7 : Dimensions de la structure simulée.

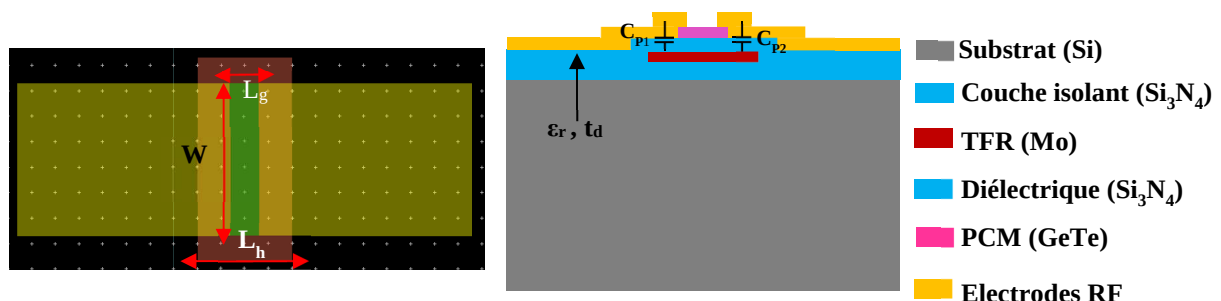


Figure II-20 : Dénominations des paramètres de la structure simulée.

Dans un premier temps nous avons effectué une simulation avec le logiciel ADS-Momentum pour déterminer la capacité Cf. Nous rappelons que ces capacités sont uniquement dues



aux lignes de transmission (CPW) comme montré sur la **Figure II-21.a**. Le modèle électrique équivalent de cette structure est présenté sur la **Figure II-21.b**. Les résultats des simulations réalisées sur Momentum seront intégrés dans le logiciel ADS sous la forme d'un fichier S2P et seront superposées avec les résultats de simulation du modèle électrique équivalent afin d'identifier la valeur de la capacité C_f . Nous obtenons ainsi une capacité C_f de 4,2 fF et 3,8 fF pour une distance entre les deux électrodes (L_g) de l'ordre de 3 μm et 5 μm respectivement.

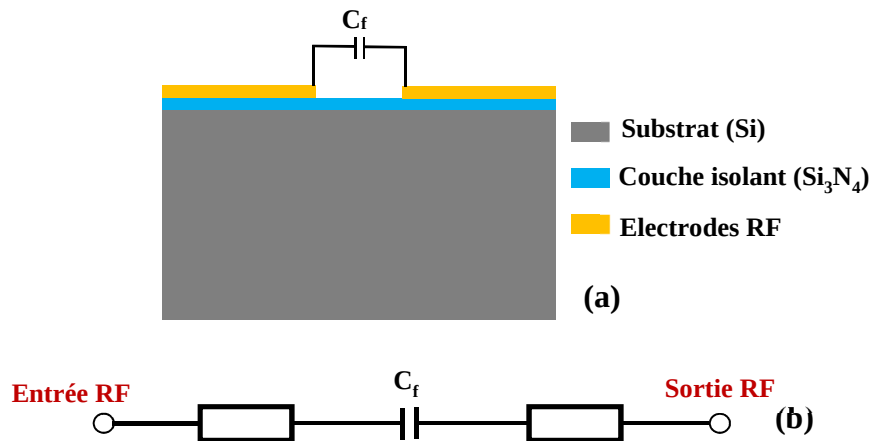


Figure II-21 : (a) coupe transversale de la structure montrant la capacité C_f , (b) modèle électrique équivalent de la structure simulée.

Après avoir déterminé la capacité C_f pour différents cas, nous procédons à la détermination des performances électriques (pertes d'insertion et d'isolation) à partir de la structure présentée dans la **Figure II-14**. Ainsi les dimensions des différentes couches constituant la cellule sont indiquées sur la **Figure II-22.a**. Il s'agit de substrats silicium (Si), suivi d'un film mince résistif (TFR) en molybdène (Mo) de 100 nm d'épaisseur, une barrière diélectrique (Si₃N₄) de 100 nm, une couche de GeTe de 100 nm d'épaisseur et les lignes de transmission RF de l'or d'épaisseur 400 nm. Pour effectuer la simulation, nous avons voulu déterminer la conductivité du matériau en conditions réelles. Pour cela, nous avons mesuré la résistivité du GeTe de 100 nm d'épaisseur en utilisant la technique de mesure par quatre pointes (**Annexe I**) : à l'état ON le GeTe présente une conductivité de $\sim 2,8 \times 10^5 \text{ S.m}^{-1}$ et à l'état OFF de l'ordre de 1 S.m^{-1} .

A partir du modèle électrique équivalent du commutateur (**Figure II-22.b**), nous pouvons extraire les valeurs de la résistance R_{on} et de la capacité C_{off} en superposant les courbes des paramètres-S (S_{21}) obtenues avec le modèle électrique avec celles obtenues sur Momentum dans les deux états (ON et OFF).



Ainsi ce modèle permet d'extraire la valeur de la capacité C_{off} du commutateur à l'état OFF en utilisant l'équation ci-dessous :

$$C_{off} = C_f + \frac{C_p}{2} \quad \text{Éq. II-2}$$

Où C_p est la valeur de la capacité équivalente du commutateur (C_{P1} et C_{P2}).

Dans ce cas, la capacité totale C_{off} du commutateur augmente en tenant en compte les capacités parasites liées entre le TFR et les électrodes RF.

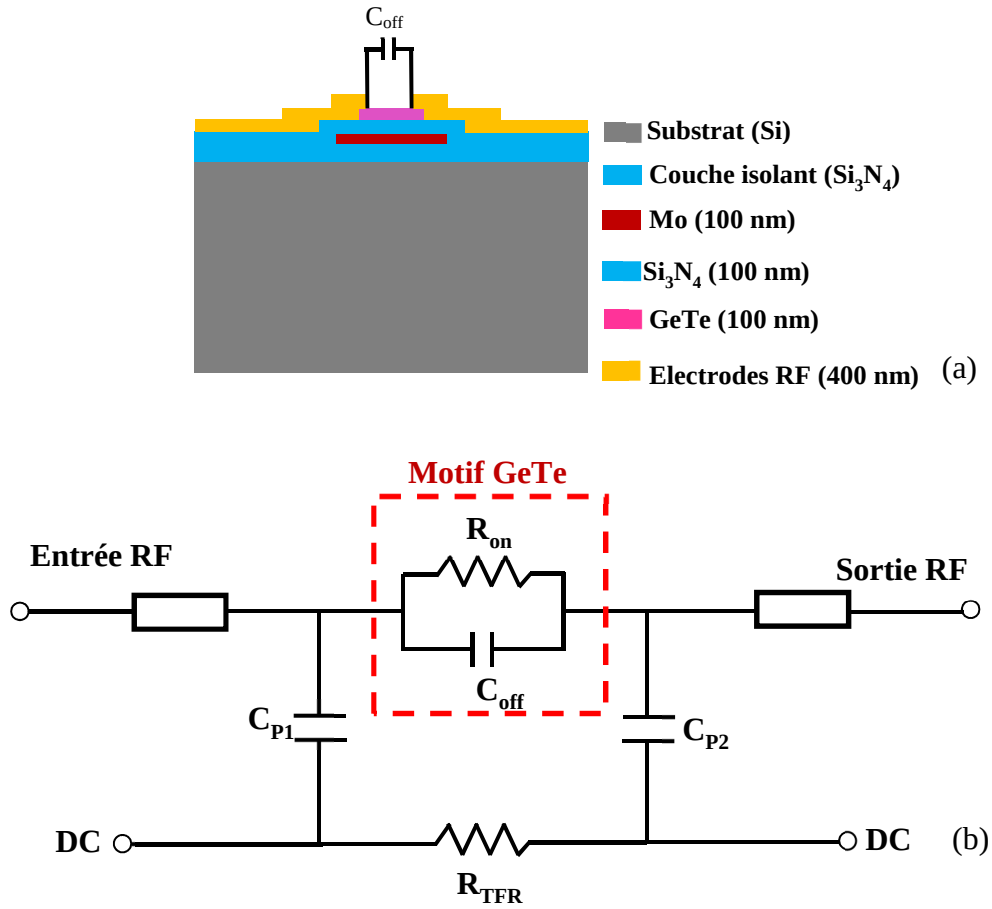


Figure II-22 : (a) Coupe transversale de la structure montrant la capacité C_{off} , (b) modèle électrique équivalent de la structure du commutateur simulée.

Une fois les simulations faites, les différentes dimensions de la structure sont établies en se basant sur les deux équations présentées ci-dessus (Éq. II-2, Éq. II-1). Nous allons également identifier la valeur de la capacité C_p ainsi que les performances électriques pour les deux états (ON et OFF) des commutateurs réalisés pour différentes dimensions L_h et notamment pour $L_g = 3 \mu m$ et $L_g = 5 \mu m$.

Les tableaux ci-dessous résument les résultats de simulation ainsi que le calcul de la capacité C_p et C_{off} . On constate que pour $L_g = 3 \mu m$, il existe une grande diversité des capacités



parasites pour des dimensions L_h variables. Ces capacités parasites s'échelonnent de 8 fF pour $L_h=5\mu\text{m}$, à 55,6 fF pour $L_h=15\mu\text{m}$. De plus, ces capacités parasites ont un impact significatif sur les performances électriques du commutateur et notamment sur l'isolation, car la capacité C_{off} est calculée en ajoutant les capacités parasites C_p à la capacité C_f vue entre les deux électrodes RF, ce qui implique une augmentation du C_{off} et par conséquent une dégradation du niveau d'isolation du commutateur.

On remarque bien que les capacités parasites sont plus importantes pour $L_g=5\mu\text{m}$. Pour cela il est nécessaire de réaliser des TFR de petites largeurs, avec de faibles espacements entre les électrodes, afin de réduire le plus possible la valeur de la capacité C_p .

L_h (μm)	C_p (fF)	R_{on} (Ω)	C_f (fF)	C_{off} (fF)	$R_{on} * C_{off}$ (fs)	Isolation (dB) @ 2GHz	Perte d'insertion (dB) @ 2GHz
5	8	7	4,2	9,5	66,5	-38,8	-0,6
7	18,4	7	4,2	14,5	101,5	-35,5	-0,6
10	34	7	4,2	22	154	-31,1	-0,6
15	55,6	7	4,2	32	224	-27,1	-0,6

Tableau II-8: Les valeurs de R_{on} et C_{off} simulée pour $L_g = 3\mu\text{m}$.

L_h (μm)	C_p (fF)	R_{on} (Ω)	C_f (fF)	C_{off} (fF)	$R_{on} * C_{off}$ (fs)	Isolation (dB) @ 2GHz	Perte d'insertion (dB) @ 2GHz
7	9	11,8	3,8	9	106,2	-38	-1
10	26	11,8	3,8	17	200,6	-34	-1
15	48,4	11,8	3,8	28	330,4	-30	-1

Tableau II-9: Les valeurs de R_{on} et C_{off} simulée pour $L_g = 5\mu\text{m}$.

III.4.2-Simulations des structures de commutateur

Nous allons maintenant simuler avec le logiciel électromagnétique ADS Momentum les différentes structures simulées thermiquement à l'aide du COMSOL Multiphysics. L'impact des paramètres physiques du commutateur sera étudié afin de comparer les performances (perte d'insertion, isolation) dans différents cas. Ensuite, toutes les simulations ont été réalisées sur une bande de fréquence allant de 100 MHz à 24 GHz en utilisant les mêmes dimensions et mêmes conductivités que la **Figure II-22.a**. La **Figure II-23** présente une vue en 3D de la structure du commutateur RF simulée avec ADS-Momentum ainsi que sa coupe transversale.



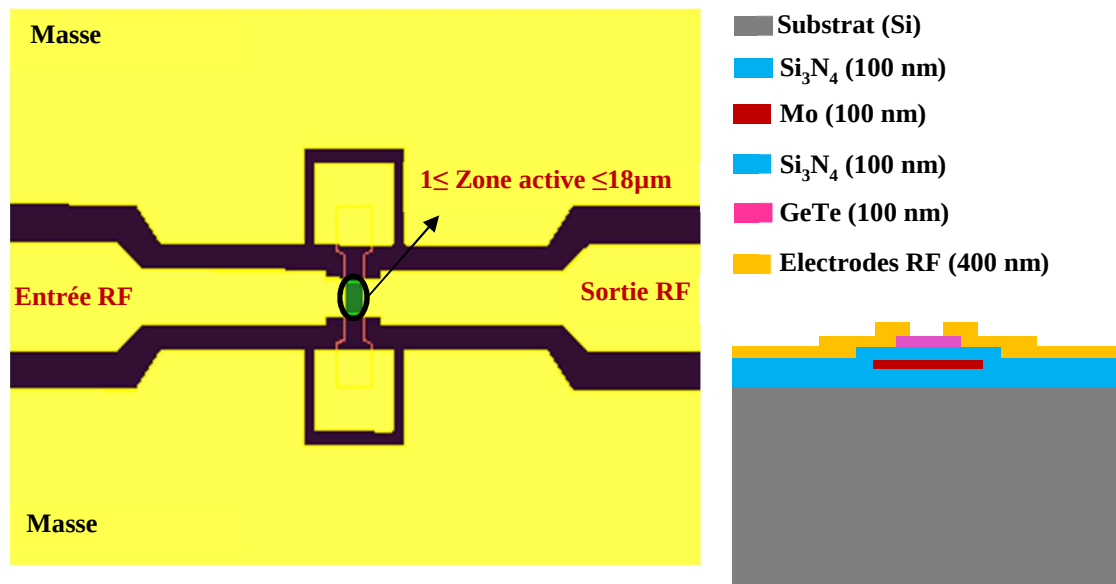


Figure II-23: (a) Commutateur RF planaire intégrant un motif de GeTe réalisé à l'aide du logiciel ADS-MOMENTUM, (b) vue en coupe de la structure simulée illustrant l'empilement des couches.

Dimensions TFR (μm^2)	20x80	10x40	5x20	2,5x10
Largeur de la zone active (μm)	18	8	3	1

Tableau II-10 : Les largeurs de la zone active des différentes structures simulées.

Sur les **Figure II-24** et **Figure II-25**, nous présentons les paramètres-S simulés des commutateurs RF dans les deux états (isolation à l'état OFF et pertes d'insertion à l'état ON) présentant des dimensions 20 x 80, 10 x 40, 5 x 20 et 2.5 x 10 μm^2 , correspondant respectivement un espacement entre les deux électrodes de 18, 8, 3 et 1 μm , pour une épaisseur de GeTe constante égale à 100 nm.

Les simulations des paramètres S avec le logiciel ADS Momentum montrent que les performances électriques des commutateurs dépendent essentiellement de l'espacement entre les deux électrodes RF. Nous pouvons constater que pour un espacement $L_g=1$ et 3 μm , les commutateurs possèdent de faibles pertes d'insertion à l'état ON entre 1.4 et 1 dB jusqu'à 24 GHz avec de forts niveaux d'isolations à l'état OFF de l'ordre de 20 dB jusqu'à 24 GHz. Pour un espacement supérieur à 3 μm , les pertes d'insertions commencent à augmenter rapidement jusqu'à atteindre 2,5 dB à 18 μm ainsi une dégradation du niveau d'isolation (14,8 dB jusqu'à 24 GHz).



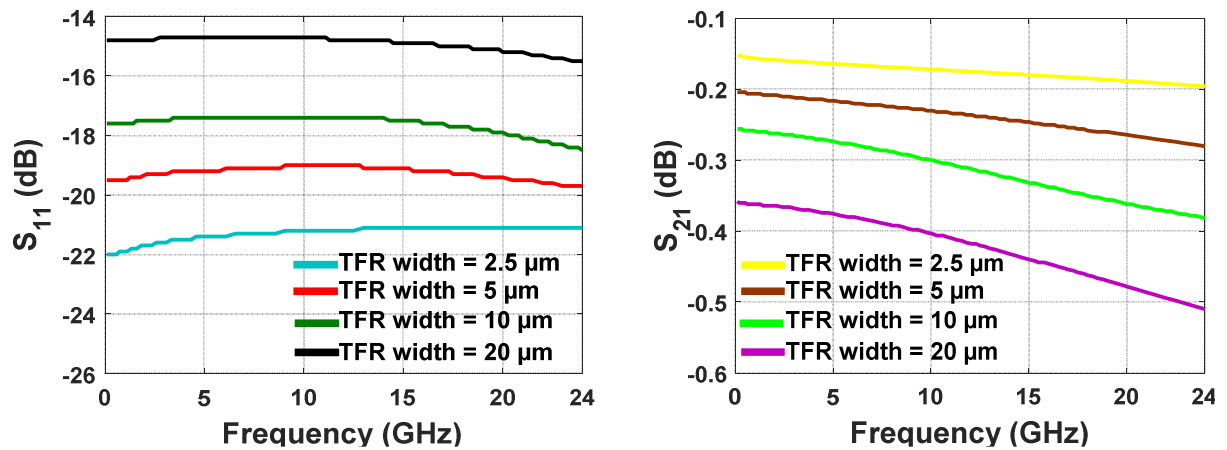


Figure II-24 : Les paramètres S simulées pour les différentes structures à l'état ON du commutateur.

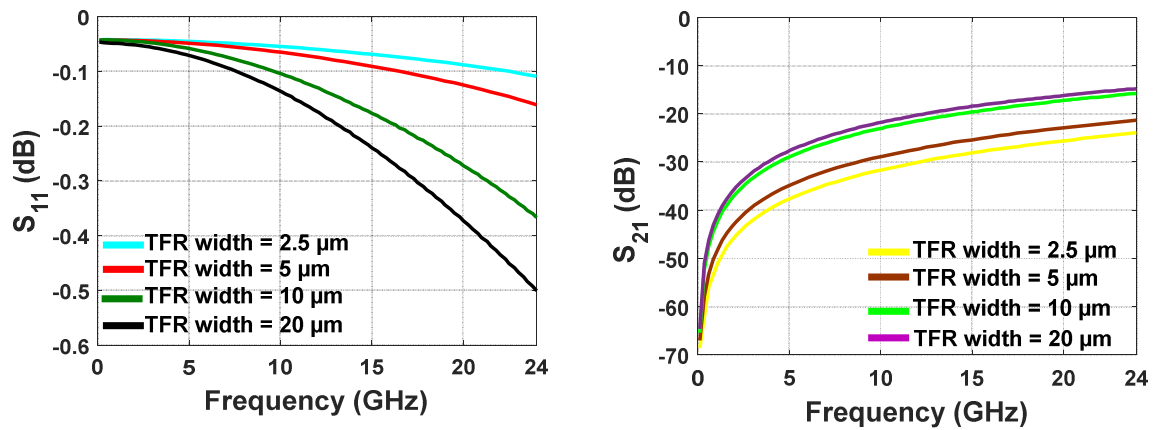


Figure II-25 : Les paramètres S simulées pour les différentes structures à l'état OFF du commutateur.

Dans le *Tableau II-11* nous présentons les performances électriques des différentes structures des commutateurs RF simulées. Les valeurs de C_{off} et de R_{on} des commutateurs à quatre terminaux sont déterminées sous ADS à partir du modèle électrique équivalent montrer sur la *Figure II-22.b*.

Dimensions TFR (μm^2)	Largeur de la zone active (μm)	Perte d'insertion (dB)	R_{on} (Ω)	Isolation (dB)	C_{off} (fF)	FOM (fs)
20x80	18	2,5	24	14,8	13	312
10x40	8	1,9	17	15,8	11	187
5x20	3	1,4	13	21,3	5,7	74
2,5x10	1	1	10	24	4,2	42

Tableau II-11 : Les performances électriques des différentes structures simulées

L'ensemble de ces résultats montrent que la diminution de la taille des composants améliore les performances électriques.

III.5- Structure du commutateur proposée

Ces études nous ont permis de concevoir une nouvelle architecture avec des dimensions très petites dans le but d'obtenir des performances optimales avec un minimum d'encombrement possible.

Les **Figure II-26.a** et **Figure II-26.b** montrent respectivement une vue globale de la topologie réalisée sur ADS MOMENTUM et un schéma en coupe transversale du dispositif montrant l'empilement des différentes couches (même épaisseur, même orientation que précédemment).

Dans cette structure, les paramètres optimisés principalement sont les dimensions du TFR ($5 \times 20 \mu\text{m}^2$) et la distance entre les deux électrodes ($2 \mu\text{m}$). Ce choix permet de garantir un bon fonctionnement du commutateur en termes de performances (isolation et pertes d'insertion) /thermiques/encombrement. Pour réaliser les simulations nous avons utilisé les mêmes valeurs de conductivité de GeTe que précédemment (à l'état ON : $2,8 \times 10^5 \text{ S.m}^{-1}$ et à l'état OFF de 1 S.m^{-1}) ainsi nous nous sommes focalisés sur la bande de fréquences 100 MHz – 24 GHz.

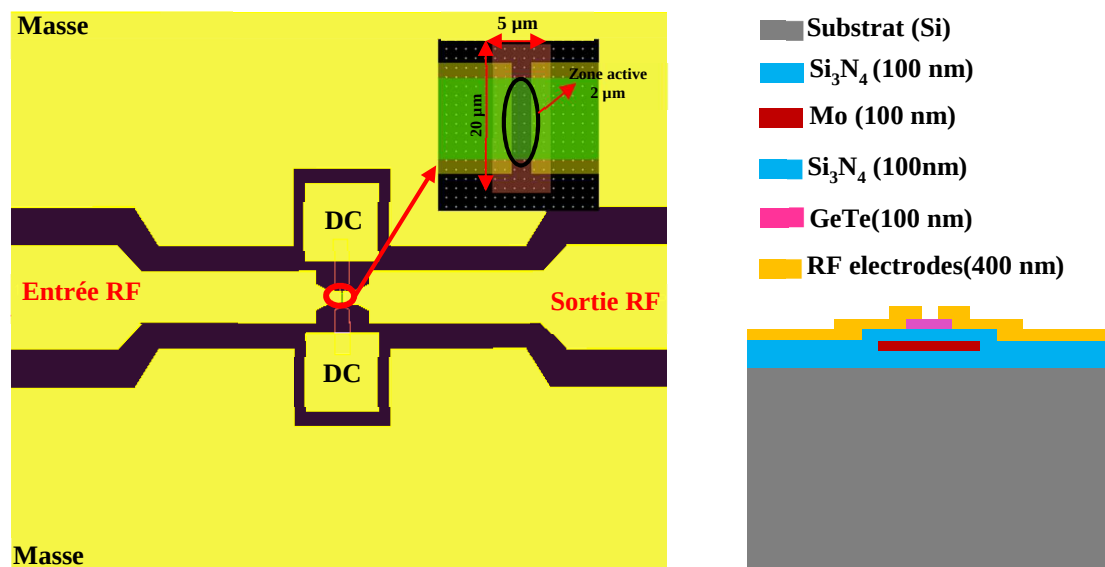


Figure II-26 : la structure d'un commutateur RF à quatre terminaux intégrant un système de chauffage indirect : (a) vue globale de la topologie réalisée sur ADS MOMENTUM ; (b) coupe transversale montrant l'empilement des différentes couches.

Les **Figure II-27** et **Figure II-28** présentent respectivement les paramètres-S simulés à l'état ON et à l'état OFF du commutateur à base de GeTe. Les simulations montrent que les pertes d'insertion à l'état ON de l'ordre de 1,2 dB jusqu'à 24 GHz qui correspondent à une résistance R_{on} de l'ordre de 12 Ω et à l'état OFF le commutateur présente 23,8 dB d'isolation jusqu'à 24 GHz correspondant à une capacité C_{off} de l'ordre de 4,1 fF. Le facteur de mérite FOM ($R_{on} \cdot C_{off}$) calculé est de l'ordre de 49,2 fs.

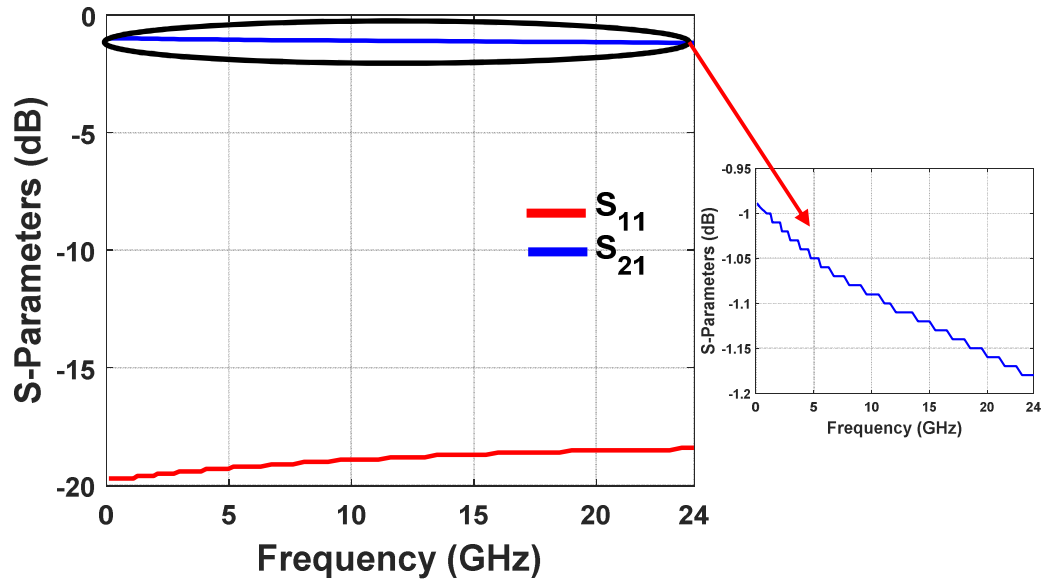


Figure II-27 : les paramètres-S simulés à l'état ON du commutateur (GeTe à l'état cristallin).

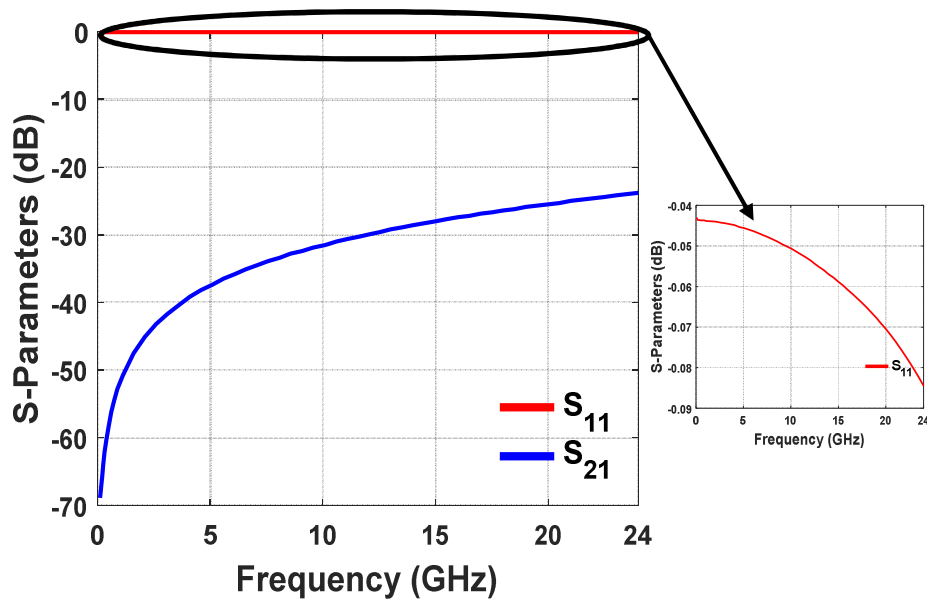


Figure II-28 : les paramètres-S simulés à l'état OFF du commutateur (GeTe à l'état amorphe).



IV. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation des différentes structures possibles permettant de réaliser des commutateurs RF à basse de PCM, en nous aidant d'outils de conception thermique et électromagnétique (logiciels de simulation commerciaux).

Tout d'abord, nous avons simulé un simple modèle expliquant le principe de chauffage indirect par effet Joule pour appliquer une commande électrique rapide au niveau de l'élément résistif (TFR) via un logiciel de simulation électrothermique : COMSOL Multiphysics. Ce dernier chauffe le matériau (GeTe) par effet Joule. Ces simulations ont été réalisées dans deux état discrets : un premier état consiste à modéliser le chauffage de l'élément résistif jusqu'à la température de cristallisation de PCM ($\sim 200^{\circ}\text{C}$) et un deuxième état a pour effet de chauffer le TFR jusqu'à la température de fusion de PCM ($\sim 700^{\circ}\text{C}$).

A partir de ces simulations nous avons déterminé la variation de la température de l'élément résistif (TFR) en fonction des courants de commande (impulsion électrique). Ensuite nous avons calculé la constante de temps (τ) pour les différentes structures (20x80, 10x40, 5x20, 2,5x10) lors de la décharge. Nous avons montré que la constante de temps (τ) diminue progressivement avec la diminution de la dimension du TFR, ce qui est essentiel pour assurer un bon fonctionnement du switch, notamment lors du passage à l'état amorphe.

Ensuite, nous avons identifié l'influence des capacités parasites sur la performance du commutateur à l'état OFF à l'aide du logiciel ADS Momentum. Ces capacités parasites sont dues uniquement à l'espacement entre les lignes de transmission et l'élément résistif (TFR). On peut distinguer que la capacité parasite augmente avec l'augmentation de la largeur de l'élément résistif et de la zone active (distance entre les deux électrodes RF). Nous avons étudié par la suite les performances électriques des différentes structures de commutateur simulées en thermique dans les deux états : isolation (GeTe à l'état amorphe) et pertes d'insertion (GeTe à l'état cristallin). Ces études ont prouvé que la largeur et la longueur de la zone active contribuent à la variation des performances électriques ainsi que la valeur de la capacité parasite.

A la fin, nous avons justifié, en fonction des résultats, nos choix de conception adoptés dans le cadre de nos travaux. Nous avons simulées cette structure avec le logiciel ADS-Momentum pour identifier les performances électriques dans les deux états (perte d'insertion et isolation). Cette structure du commutateur présente à l'état ON (GeTe à l'état cristallin) une perte d'insertion de l'ordre de 1,2 dB jusqu'à 24 GHz ce qui correspond à une résistance R_{on} de 12 Ω . A l'état OFF (GeTe à l'état amorphe) le commutateur à une isolation de l'ordre de 23,8



dB jusqu'à 24 GHz ce qui correspond à une capacité C_{off} de 4,1 fF, ce qui se traduit une figure de mérite FOM de l'ordre de 49 fs. Nous pouvons constater que les performances électriques des commutateurs à base de GeTe sont très supérieures à celles des commutateurs présentés par la technologie semi-conductrice (> 80 fs).

Dans la suite du manuscrit nous allons présenter pour la première fois la réalisation du commutateur à base de GeTe développé au sein de la salle blanche de la plateforme technologique PLATINOM du laboratoire Xlim. Le procédé de fabrication sera détaillé et les problèmes rencontrés seront discutés. Ainsi, les résultats de mesure des premiers dispositifs seront présentés et interprétés. Une fois cette approche est validée, nous allons passer ensuite à l'étude et au design des différentes fonctions de commutations à base de PCM comme : le commutateur SPDT, le commutateur série-parallèle, et la matrice de commutation (DPDT) pour les applications satellitaires.



Références chapitre II

- [1] M. Hammadi. Contribution à l'intégration de la modélisation et la simulation multiphysique pour conception des systèmes mécatroniques. PhD thesis, Châtenay-Malabry, Ecole centrale de Paris, 2012.
- [2] COMSOL AB (2009, April). [Online]. Available: <http://www.comsol.com>. .
- [3] Hakim.BENSAIDANE. Modélisation de systèmes micro-électromécaniques (mems) en régime dynamique par la méthode des éléments finis. Master's thesis, Université MOULOUD MAMMERI, 2006.
- [4] Cheng P. Wen, "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Non-reciprocal Gyromagnetic Device Applications", IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. MTT-17, No.12, pp. 110-115, December 1969.
- [5] A. K. Sharma and T. Itoh (Editors), "Special Issue on Modelling and Design of Coplanar Monolithic Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.41, No.9, Sept. 1993.
- [6] J. L. B. Walker, "A Survey of European Activity on Coplanar Waveguide", IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Vol.2, pp.693-696, Atlanta, Georgia, June 1993.
- [7] T. Sporkmann, "The Current State of the Art in Coplanar MMICs", Microwave Journal, Vol. 41, No. 8, pp. 60-74, Aug. 1998.
- [8] T. Sporkmann, "The Evolution of Coplanar MMICs over the past 30 Years", Microwave Journal, Vol.41, No.7, pp. 96-111, July 1998.
- [9] "Technology Close-Up", Microwaves RF, Vol. 27, No. 4, pp. 79, April 1988.
- [10] J. Browne, "Broadband Amp Drops through Noise Floor", Microwaves RF, Vol.31, No. 2, pp. 141-144, Feb. 1992.
- [11] J. Browne, "Broadband Amps Sport coplanar Waveguide", Microwaves RF, Vol. 26, No. 2, pp. 131-134, Feb. 1987.
- [12] J. Browne, "Coplanar Circuits Arm Limiting Amp with 100-dB Gain", Microwaves RF, Vol. 29, No. 4, pp. 213-220, April 1990.
- [13] J. Browne, "Coplanar MIC Amplifier Bridges 0.5 To 18.0 GHz", Microwaves RF, Vol. 26, No. 6, pp. 194-195, June 1987.
- [14] J. Browne, "Coplanar Waveguide Supports Integrated Multiplier Systems", Microwaves RF, Vol. 28, No. 3, pp. 137-138, March 1989.



Chapitre III. Dispositifs intégrant une couche mince de PCM





I. Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons présenté la structure de commutateurs à base de PCM et dans ce chapitre nous nous intéresserons aux techniques de réalisation de ces composants.

Nous allons réaliser plusieurs prototypes avec plusieurs dimensions afin de valider expérimentalement le fonctionnement du commutateur. Les résultats des simulations ainsi que les mesures seront comparés et discutés.

Ensuite à partir de cette cellule de base, d'autres fonctions de commutation les SPDT (une entrée vers deux sorties), et le commutateur série-parallèle seront conçues, et simulées à l'aide du logiciel ADS-Momentum pour identifier leurs performances électriques dans les deux états.

Suite à ces résultats, nous allons nous intéresser à la conception de matrices de commutation DPDT (deux entrées et deux sorties) pour les applications satellitaires, formées à partir de quatre structures de commutateur SPST. Enfin, nous comparerons les performances électriques obtenues par simulation et mesure.

II. Le procédé de fabrication des commutateurs RF à base de GeTe

II.1- Couche de passivation

Le procédé de fabrication du commutateur commence par la réalisation d'une couche de passivation sur le substrat de silicium. Les substrats utilisés pour réaliser ce commutateur sont des substrats de Silicium (Si) qui comportent une couche de passivation de dioxyde de silicium (SiO_2) d'épaisseur $1\ \mu\text{m}$. Les moyens de réalisation à XLIM ne permettent pas de contrôler l'épaisseur de cette couche du substrat, et nous avons préféré la supprimer pour pouvoir déposer une couche diélectrique d'épaisseur contrôlée. Disponible au laboratoire, le nitrure de silicium (Si_3N_4) est un bon candidat pour cette application [1][2] (Tableau II-2).

Le procédé de fabrication commence donc par la gravure de la couche de SiO_2 , en utilisant une solution de BOE (Buffered Oxide Etch). Cette solution est utilisée dans la micro-fabrication pour la gravure des couches minces comme le SiO_2 . Elle est composée de HF tamponné qui ralentit et contrôle la vitesse de la gravure et le taux d'attaque de HF sur la couche



mince. La vitesse de gravure de la couche de SiO_2 est 1,2 nm/s, pour vérifier cette hypothèse nous avons donc gravé le SiO_2 d'1 μm d'épaisseur pendant 20 minutes.

Une fois la couche de SiO_2 est gravée, la couche de nitrure de silicium (Si_3N_4) est déposée. La **Figure III-1** présente la coupe transversale de la structure après le dépôt de 100 nm de Si_3N_4 .



Figure III-1 : La coupe transversale de la structure après le dépôt de la couche de passivation de Si_3N_4 .

II.2- Élément résistif (TFR)

Après la réalisation de la couche de passivation du substrat, l'étape suivante est la réalisation de l'élément résistif (TFR). L'élément résistif est un composant important dans la structure du commutateur à système de chauffage indirect à base de PCM c'est en effet la source de chaleur qui provoque le changement de phase du matériau PCM.

Plusieurs films minces des matériaux tels que le Tungstène, NiCr, NiCrSi, etc ont été utilisés comme source de chaleur. Nous avons choisi le Molybdène (Mo) qui possède un point de fusion très élevé ainsi qu'un haut niveau de conductibilité thermique (voir le *Tableau II-2*). De plus, son coefficient de dilatation est proche de celui des substrats de silicium. Nous allons exploiter par la suite ces propriétés intéressantes du matériau (Mo) pour réaliser un élément résistif.

Le dépôt du matériau est réalisé par pulvérisation cathodique DC. La **Figure III-2.a** présente le principe de fonctionnement du dispositif de pulvérisation cathodique. Cette machine permet la réalisation des dépôts par l'évaporation d'une cible des matériaux sous température ambiante ou en le chauffant à haute température. Le procédé de dépôt est réalisé sous vide par l'éjection des particules de la surface d'une cible par bombardement avec des ions énergétiques (plasma). Le plasma est créé par la polarisation négative de la cible dans une atmosphère raréfiée d'argon.



Ensuite, nous allons nettoyer les surfaces du substrat avec de l'acétone et d'alcool isopropylique avant leur introduction dans l'enceinte. Le *Tableau III-1* ci-dessous résume les conditions nécessaires de dépôt du molybdène de 100 nm d'épaisseur. Pour assurer la pureté de la couche déposer, il faut nettoyer la cible de molybdène avec une puissance de 100 W pendant 5 min.

Pression	Puissance	Température	Gaz	Débit de gaz	Durée
10^{-2} (mbar)	150 (W)	400 °C	Ar	60 Sccm	2 min et 30 sec

Tableau III-1 : Paramètres des dépôts du molybdène en pulvérisation cathodique.

Une fois le dépôt est réalisé, nous allons graver le molybdène pour définir la structure de l'élément résistif (TFR). La gravure du molybdène se fait par voie humide ou sèche (**Annexe II**). La *Figure III-2.b* présente la coupe transversale de la structure après la gravure du molybdène.

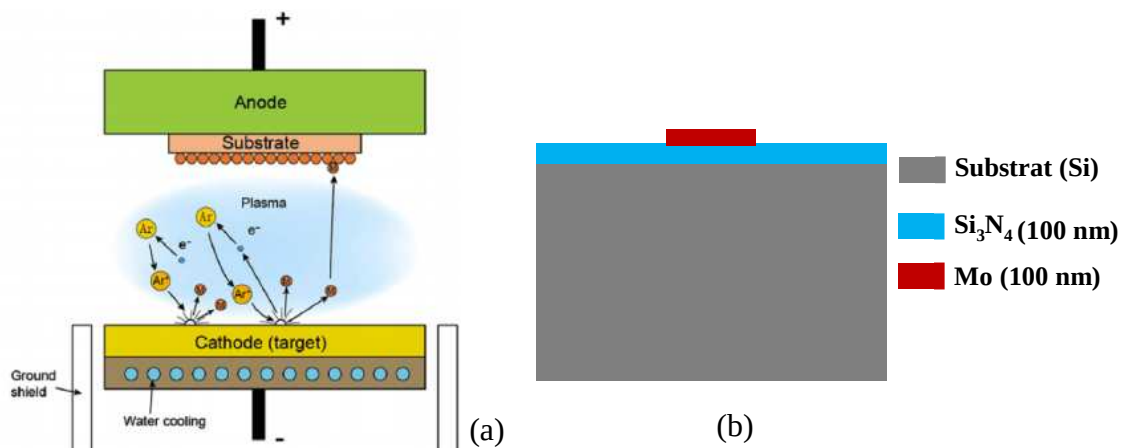


Figure III-2 : (a) schéma de pulvérisation cathodique [3], (b) coupe transversale de la structure après la gravure de molybdène.

II.3- Barrière diélectrique

Une fois l'élément résistif est réalisé, nous allons réaliser maintenant une couche diélectrique, qui isole l'élément de chauffage du reste du circuit. La barrière diélectrique est utilisée à la fois pour séparer électriquement le TFR de reste de circuit (ligne de transmission et PCM) et de coupler thermiquement le TFR et la couche de GeTe. Plusieurs couches minces des matériaux peuvent être utilisées pour réaliser la barrière diélectrique comme l'AlN, Si₃N₄, Al₂O₃, etc. Dans notre cas, le diélectrique utilisé est le nitrure de silicium (Si₃N₄). Le dépôt de cette



couche est réalisé en utilisant la méthode de dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma PECVD (en anglais Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition). Le principe de cette méthode de dépôt du matériau est exposé à une vapeur réactive (plasma). Le plasma est ensuite créé par l'application d'une excitation : basse fréquence, radio fréquence ou haute fréquence à un gaz confiné dans une enceinte. Le *Tableau III-2* regroupe les principales conditions de dépôt de nitrure de silicium (Si_3N_4) par PECVD. Cette machine effectue le dépôt du matériau sous vide. La **Figure III-3.a** présente le principe de fonctionnement du bati de dépôt par PECVD utilisé au laboratoire XLIM pour les dépôts des couches minces de nitrure de silicium (Si_3N_4) avec une excitation radio fréquence (13,56 MHz).

Puissance	Température	Gaz	Durée
100 (W)	280 °C	Silane	2 min et 30 sec

Tableau III-2 : Paramètres des dépôts de nitrure de silicium (Si_3N_4) par PECVD.

Une fois le dépôt est réalisé, le Si_3N_4 est gravé pour réaliser la barrière diélectrique. La gravure du nitrure de silicium se fait par voie sèche (*Annexe II*). La **Figure III-3.b** montre une coupe transversale de la structure après la gravure du nitrure de silicium (Si_3N_4) avec les différentes couches des matériaux qui le composent.

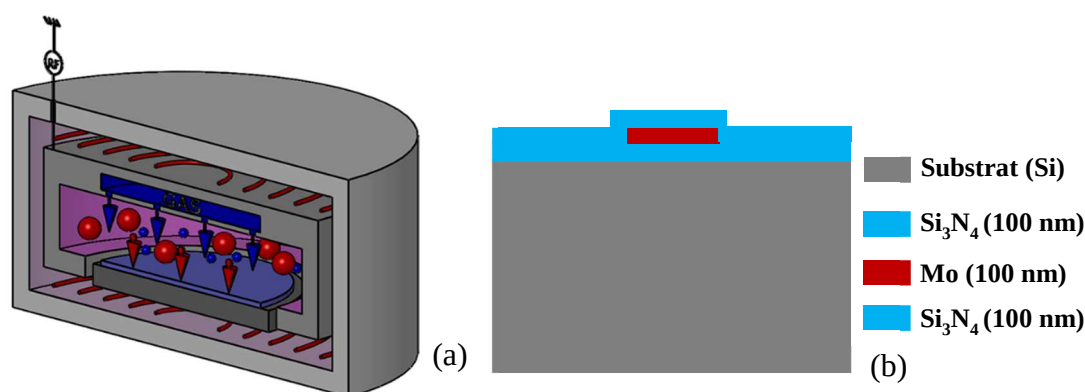


Figure III-3 : (a) schéma de principe de PECVD, (b) coupe transversale de la structure après la gravure de nitrure de silicium (Si_3N_4).

II.4- Le matériau à changement de phase (PCM)

Dans cette partie nous allons réaliser le dépôt de GeTe puis la gravure du film pour former les zones actives du circuit (motifs de GeTe).



Plusieurs techniques de dépôts peuvent être utilisées pour la réalisation des couches minces de ces matériaux (GeTe) comme la pulvérisation cathodique RF [5],[6], l'évaporation thermique [7], la technique de dépôt ALD assistée par plasma (enhanced atomic layer deposition) [8], et l'ablation laser (pulsed laser deposition- PLD) [9],[10].

Dans notre cas, nous avons fabriqué au laboratoire XLIM des couches minces de GeTe en utilisant la technique de l'ablation laser (PLD). Cette technique permet d'obtenir des couches minces à haute densité, avec une Stœchiométrie contrôlée de manière simple par rapport aux autres méthodes de dépôts [11] et aussi sans contamination extérieure.

Le dépôt par PLD consiste à pulvériser une cible de matériau par un faisceau laser intense dans une enceinte sous vide ou sous atmosphère contrôlée. L'interaction entre le laser et la cible se traduit par l'éjection du matériau vers le substrat placé en parallèle à la cible. La qualité de dépôt par PLD dépend de :

- La fluence laser (énergie incidente),
- La distance entre la cible et le porte-substrat qui permet l'obtention d'un dépôt homogène sur toute la surface de substrat,
- La fréquence de répétition du laser.

La **Figure III-4** représente le schéma du système de dépôt par ablation laser (PLD) utilisé. La source laser utilisée est de type excimère Krf avec une longueur d'onde de 248 nm. Un système de miroirs est utilisé pour envoyer le faisceau laser vers la cible de matériau. Pour faire tourner la cible sur elle-même un axe rotatif est relié au support de la cible qui permet de renouveler la surface irradiée entre chaque tir laser pour éviter son érosion prolongée sous le faisceau laser. A partir des tirs répétitifs du laser sur la cible, le matériau est arraché sous forme d'un plasma (plume). Le matériau éjecté acquiert une énergie suffisante qui lui permet de se déposer sur le substrat qui lui fait face à quelques centimètres de la cible.



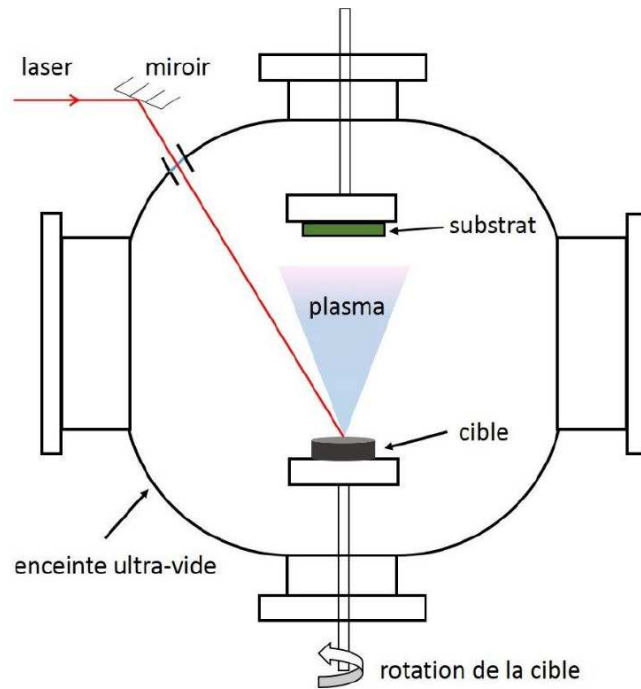


Figure III-4 : Schéma du dispositif PLD utilisé pour le dépôt des couches minces de PCM.

Le *Tableau III-3* ci-dessous résume les paramètres utilisés pour réaliser le dépôt de la couche mince de GeTe par ablation laser (PLD). Ainsi les dépôts de GeTe fabriqués sont initialement à l'état amorphe (haute résistivité).

Fluence	6 J/cm²
Fréquence de répétition de laser	10 Hz
Distance cible-substrat	7 cm (pour des substrats de 2 x 2 cm)
Pression de travail	10⁻⁴ Pa
Température de dépôts	Ambiante ~ 25 °C
Cibles	GeTe

Tableau III-3 : les Principaux paramètres de dépôt optimisés pour réaliser des couches minces de GeTe.

Ensuite, une étape de gravure est réalisée pour obtenir le motif de GeTe souhaité. La gravure de GeTe est faite par voie sèche (**Annexe II**). La **Figure III-5.a** présente la coupe transversale de la structure après la gravure de GeTe. Pour maintenir l'état cristallin de GeTe nous avons effectué un recuit post-dépôt de 10 minutes environ, à une température supérieure à la température de cristallisation (~350°C). Nous pouvons remarquer sur la **Figure III-5.b**, un changement de réflectivité du matériau entre l'état amorphe et l'état cristallin (après le chauffage de GeTe à 350°C).



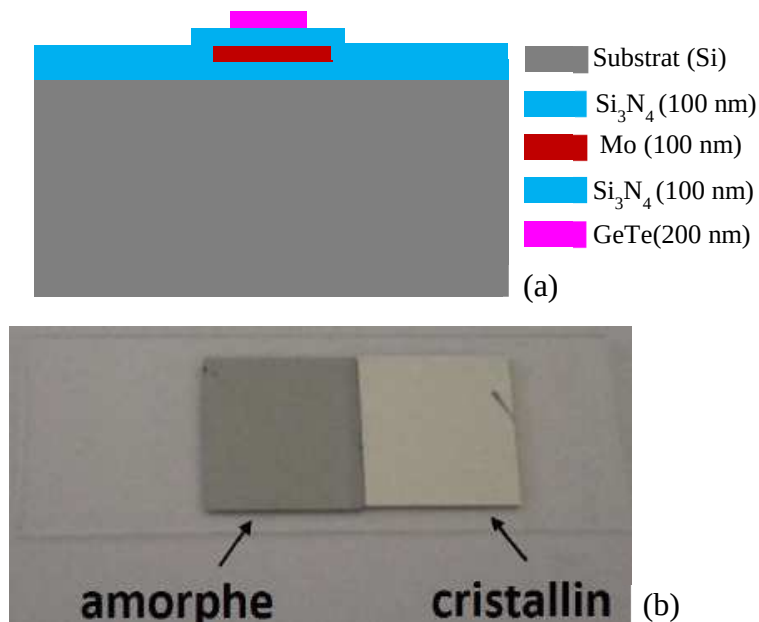


Figure III-5 : (a) coupe transversale de la structure après la gravure de GeTe, (b) différence de couleur entre les deux états du GeTe.

Il est important de cristalliser le matériau GeTe avant la réalisation des lignes de transmission. Sans cette étape, seule une partie du GeTe sera transformée à l'état amorphe à cristallin par effet Joule lors de l'application d'une impulsion électrique au niveau de l'élément chauffant TFR. Le matériau en contact avec les lignes de transmission resterait ainsi à l'état amorphe initial.

La **Figure III-6** présente la variation de la résistance mesurée en fonction de la température d'un film de GeTe d' $1\mu\text{m}$ d'épaisseur [12]. Cette variation de la résistance est mesurée pendant un cycle de chauffage direct de 25°C jusqu'à 300°C . Nous observons que le GeTe est initialement à l'état amorphe avec une forte résistance de l'ordre de $100\text{ M}\Omega$. Le changement de phase amorphe-cristallin a eu lieu autour de 200°C . Le matériau garde son état cristallin après un cycle de refroidissement (300°C à 25°C). Le rapport de la résistance entre les deux états est de l'ordre de 10^6 ce qui correspond aux résultats trouvés dans la littérature [13]–[15].



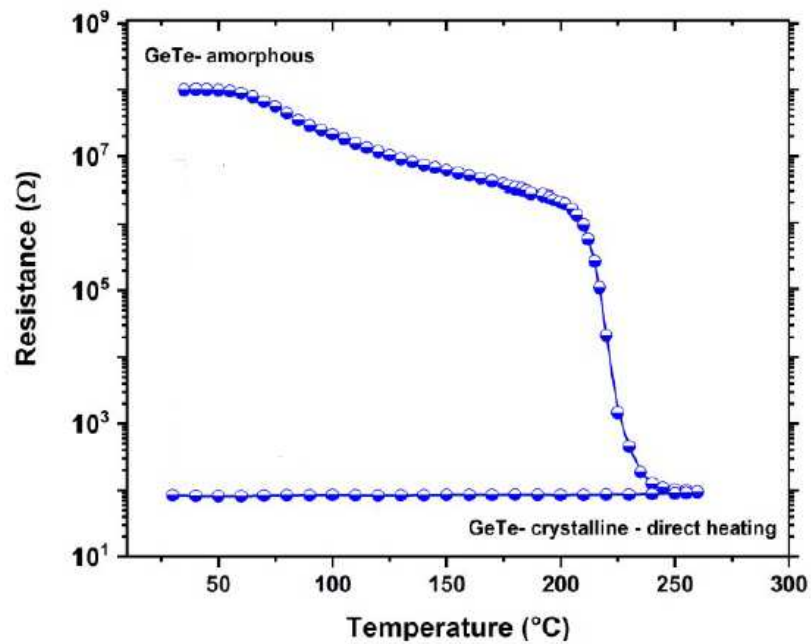


Figure III-6 : Variation de la résistance en fonction de la température pour une couche de GeTe d'épaisseur 1 μm .

II.5- Ligne de transmission (métallisation)

Une fois que le motif de GeTe est réalisé, nous allons réaliser des lignes de transmissions à quatre accès en configuration coplanaire CPWG adaptés 50 Ω : deux ports RF connectés entre eux par le matériau à changement de phase et deux autres de polarisation, utilisés pour le chauffage indirect de la couche PCM par l'application des impulsions électriques au niveau du TFR. Ces lignes de transmissions sont réalisées à partir des couches minces des métaux comme l'or (Au) et le cuivre (Cu). Afin d'assurer le contact de ces métaux avec le substrat nous utiliserons une fine couche d'accrochage en titane (Ti). Les techniques utilisées pour la fabrication des couches de métaux sont la pulvérisation cathodique magnétron radiofréquence (rf-magnetron sputtering) et le canon à électron (electron beam).

A XLIM, le dépôt des couches minces des métaux se fait en utilisant un évaporateur sous vide au canon à électrons. La **Figure III-7.a** présente le principe de fonctionnement du dispositif d'évaporation sous vide canon à électrons utilisé pour le dépôt des métaux.

Dans notre cas, nous allons utiliser une métallisation en or pour réaliser les lignes de transmissions grâce aux propriétés électriques et thermiques du matériau. Nous avons réalisé les lignes de transmissions en utilisant la technique du lift-off où les échantillons sont préparés avant l'introduction dans l'enceinte, cette technique de fabrication est détaillée dans l'**Annexe II** de ce manuscrit. La fabrication commence par un dépôt du film d'accrochage de titane (Ti)



d'une épaisseur de 10 nm, suivi d'un dépôt d'or de 400 nm. Une fois que le dépôt est réalisé, il faut plonger les échantillons dans un bain d'acétone pour enlever la résine et développer les lignes de transmissions désirées. La **Figure III-7.b** présente la coupe transversale de la structure montrant l'empilement des couches après la réalisation des lignes de transmissions.

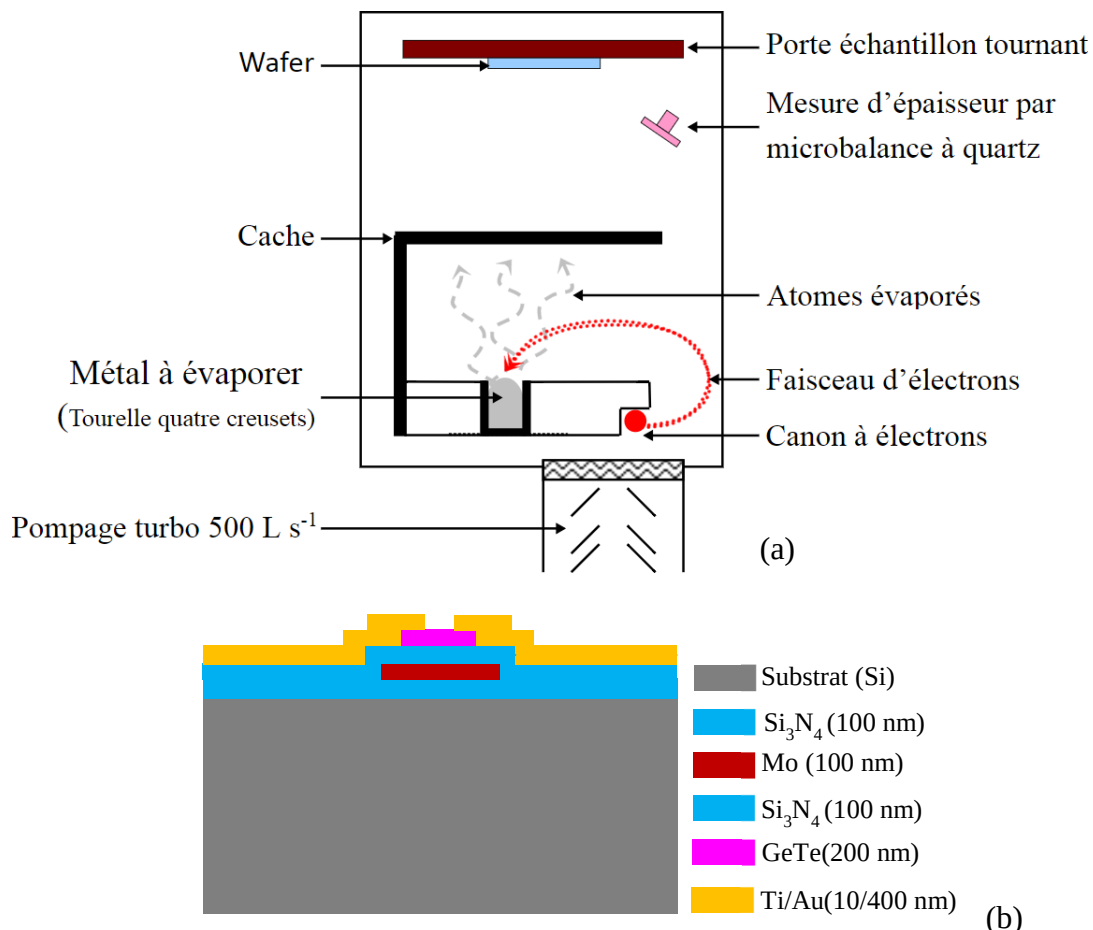


Figure III-7 : (a) schéma du dispositif d'évaporation de matériaux par canon à électrons (electron beam) (b) coupe transversale de la structure après la réalisation des lignes de transmissions.

III. Commutateur SPST à base de GeTe

III.1- Le premier dispositif réalisé

Après ces étapes du procédé de fabrication du commutateur RF à base de GeTe, nous avons commencé par la réalisation du premier dispositif.

La **Figure III-8.a** présente une photographie prise par microscopie optique d'un commutateur RF à base de PCM. L'élément de chauffage résistif intégré est de dimensions 20×5 μm², l'espacement entre les deux électrodes RF correspond à une largeur de 2 μm. Les dimensions du motif de GeTe sont d'environ 5×35 μm² avec une longueur des électrode RF de l'ordre



10 μm (formé par le contact entre le GeTe). La **Figure III-8.b** présente la coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches. On peut voir l'élément résistif en molybdène d'épaisseur 100 nm, la barrière diélectrique de nitrure de silicium (Si_3N_4) d'épaisseur 200 nm, une couche mince de GeTe d'épaisseur 200 nm et finalement les lignes de transmissions et les contact DC de Ti/Au d'épaisseurs 10/250 nm. Pour ce commutateur nous avons augmenté les épaisseurs de la barrière diélectrique et la couche de GeTe par rapport à celles utilisées dans les simulations précédentes pour améliorer les performances du commutateur dans les deux états (ON et OFF).

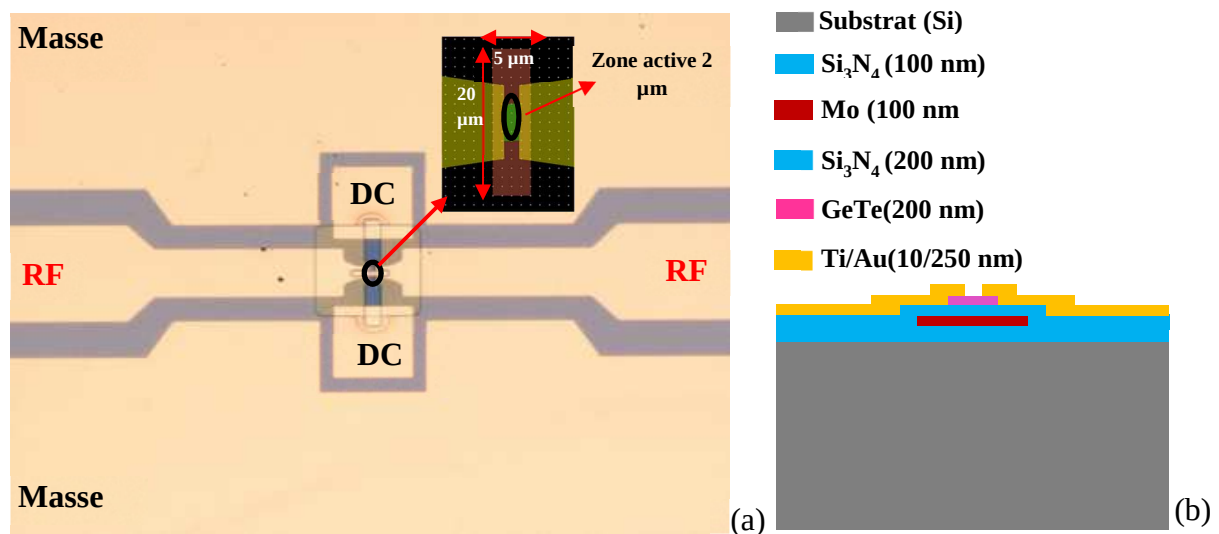


Figure III-8 : (a) Une photographie prise par microscopie optique du commutateur, (b) la coupe transversale de la structure du commutateur.

Les paramètres-S sont mesurés sur un banc comportant un analyseur de réseau vectoriel de type Rohde-Schwarz-ZVA24 associé à une station sous pointes de pitch 125 μm GSG (Ground-Signal-Ground) comme présenté sur la **Figure III-9**.

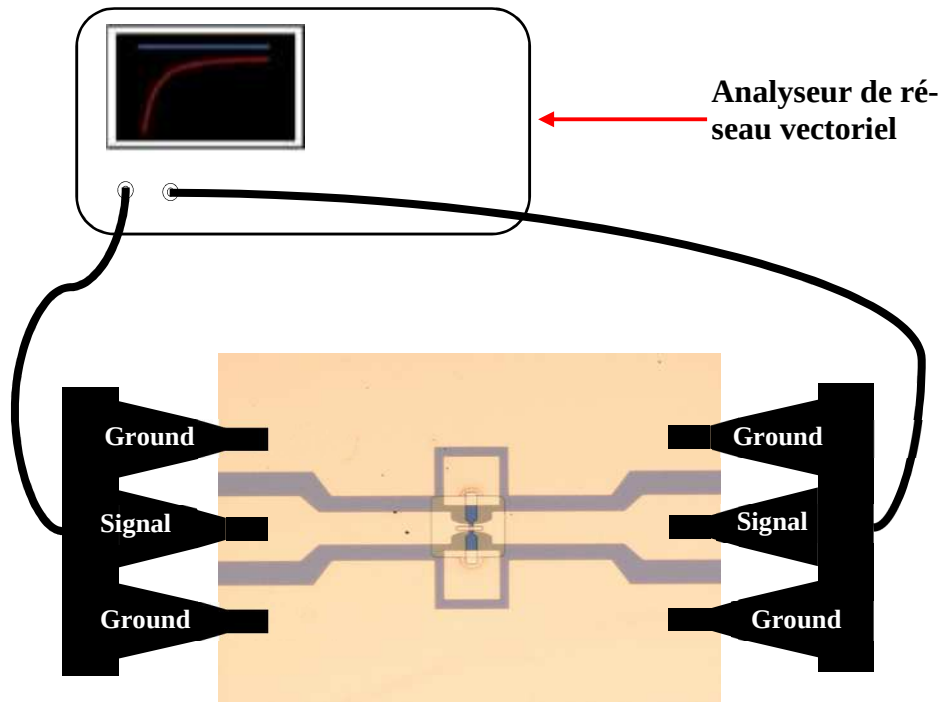


Figure III-9 : Le dispositif expérimental utilisé pour mesure les performances du commutateur.

La **Figure III-10** présente les mesures des paramètres S (GeTe à l'état cristallin) du commutateur. Nous constatons que le commutateur ne fonctionne pas comme prévu, et qu'il présente une faible capacité en série au lieu d'une résistance d'après la courbe S_{21} mesurée. Nous avons essayé de détecter la source de ce problème qui affecte les performances du commutateur. À l'aide des photographies prises par un microscope à balayage électronique (MEB) nous avons trouvé qu'il n'y a pas de contact entre le GeTe et les électrodes RF. Pour résoudre ce problème nous avons ensuite effectué des tests de contact entre ce matériau et les électrodes RF avec un procédé de fabrication spécifique qui sera présenté dans le paragraphe suivant.



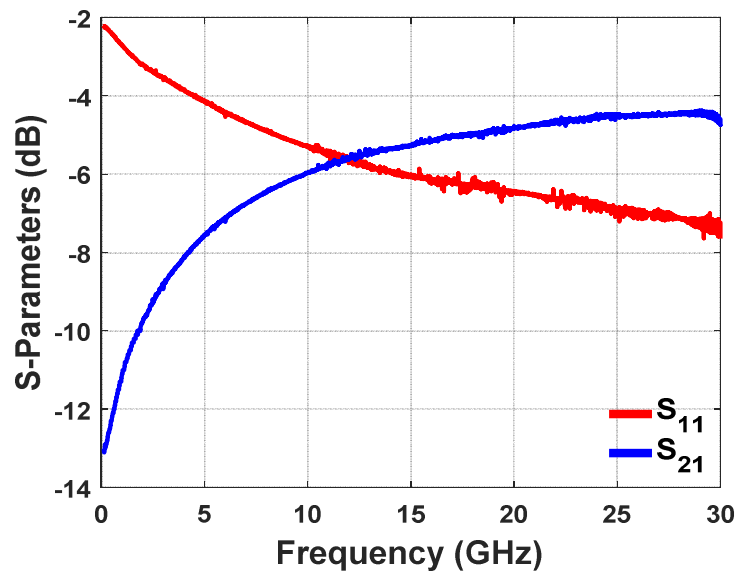


Figure III-10 : Les paramètres-S mesurés à l'état ON du commutateur.

III.2- Test de contact entre GeTe et électrodes RF

Pour résoudre ce problème, nous avons réalisé et mesuré des dispositifs-tests. Ces tests ont été réalisés uniquement avec une couche de GeTe et des lignes de transmissions.

Dans cette étude, nous avons réalisé le dispositif sur un substrat de Silicium (Si) passivé par une couche de dioxyde de silicium (SiO_2) d'épaisseur $1\ \mu\text{m}$. La **Figure III-11** présente les différentes étapes de procédé de fabrications utilisés pour réaliser le dispositif- test. Le processus de fabrication commence par un dépôt de 100 nm de GeTe par la technique expliquée précédemment (**étape 1**). Ensuite nous avons réalisé les lignes de transmission en utilisant la technique de lift-off (**Annexe II**) avant la gravure du GeTe (**étape 2**). La troisième étape de fabrication consiste à réaliser la gravure du GeTe par voie sèche (**Annexe II**).



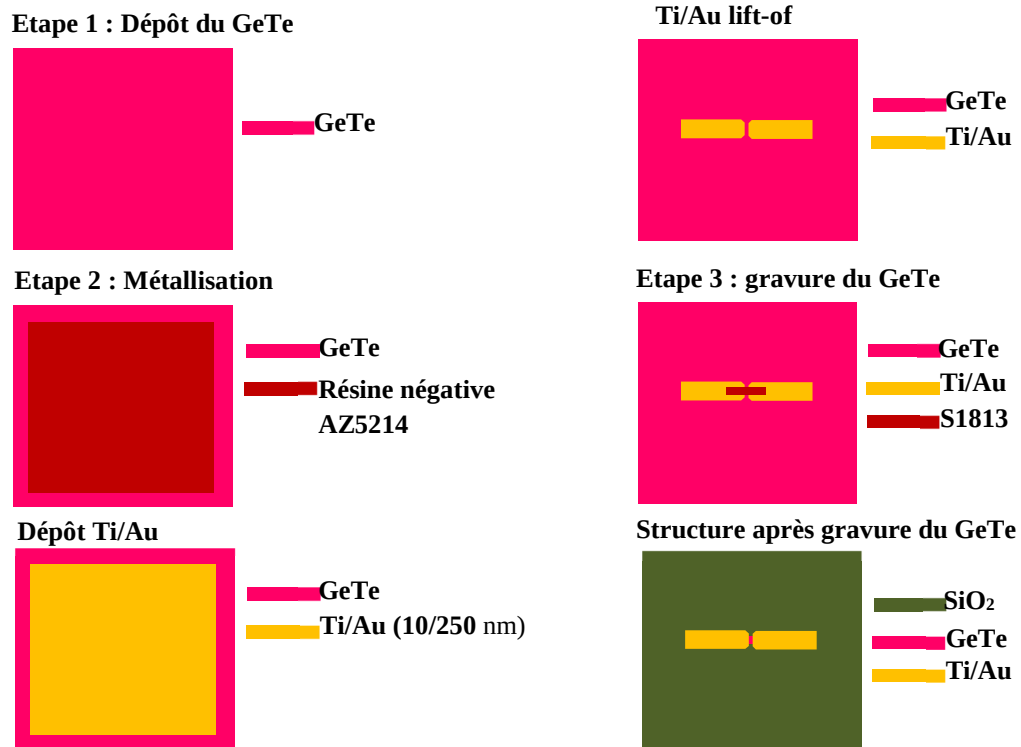


Figure III-11 : Les différentes étapes du procédé de fabrication de circuit de test réalisé.

La **Figure III-12.a** présente une photographie par microscopie optique de la structure réalisée. L'empilement des différentes couches constituant la structure est présentée dans la **Figure III-12.b**. La **Figure III-12.c** montre l'évolution des paramètres S (S_{21} et S_{11}) mesurés et simulés sur une bande de fréquence allant du DC jusqu'à 30 GHz de la structure présentée. On observe qu'il y a un bon accord entre les paramètres S simulés et mesurés.

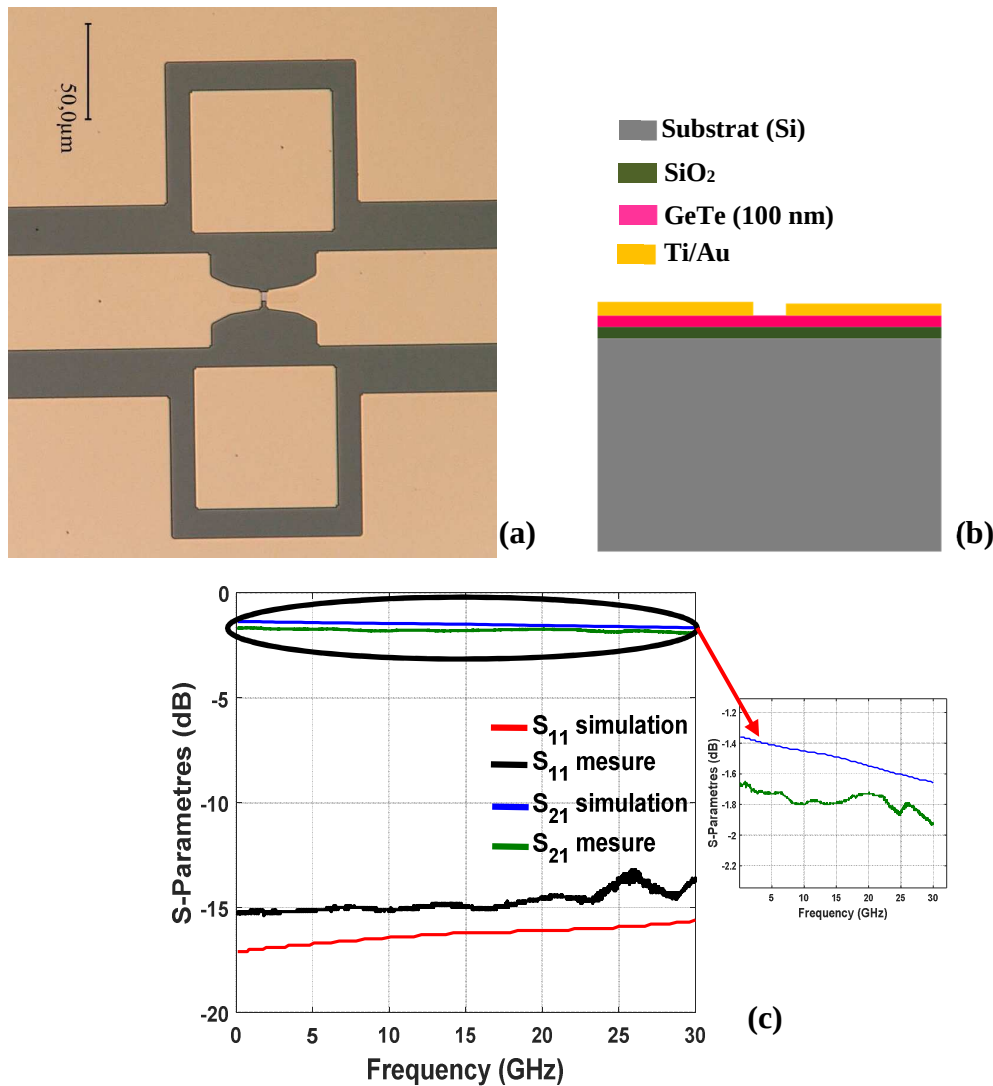


Figure III-12 : (a) Photographie prise par microscopie optique de la structure réalisée, (b) la coupe transversale de cette structure, (c) les résultats des simulations et mesures des paramètres-S du circuit.

III.3- Le deuxième dispositif réalisé

Après avoir identifié tous les problèmes envisagés dans la réalisation de ce commutateur, nous avons proposé une nouvelle structure du commutateur à base de PCM en utilisant le même procédé de fabrication que celui du premier dispositif.

La **Figure III-13.a** ci-dessous présente une photographie du commutateur réalisé. Les dimensions des différents composants de cette structure sont identiques à celle du premier dispositif sauf que la longueur du motif de GeTe varie (10 μm au lieu de 5 μm) pour diminuer la perte d'insertion du commutateur à l'état ON (faible résistance R_{on}). La longueur de l'électrode RF formé par le contact entre le GeTe est 15 μm. La coupe transversale de cette structure du commutateur est illustrée sur la **Figure III-13.b**.

La différence entre ces deux échantillons est l'utilisation de l'AlN déposé par pulvérisation cathodique DC comme couche de passivation au lieu du nitrure de silicium (Si_3N_4). Nous avons essayé de réduire l'épaisseur de GeTe et la barrière diélectrique (100 nm au lieu de 200 nm) afin de diminuer l'amplitude et la durée de l'impulsion électrique nécessaire au changement de phase de PCM dans les deux états. De plus, ce procédé permet de réduire la topologie du circuit et améliorer le contact entre le GeTe et les lignes de transmissions, dont nous avons augmenté l'épaisseur de la couche de métallisation jusqu'à 400 nm.

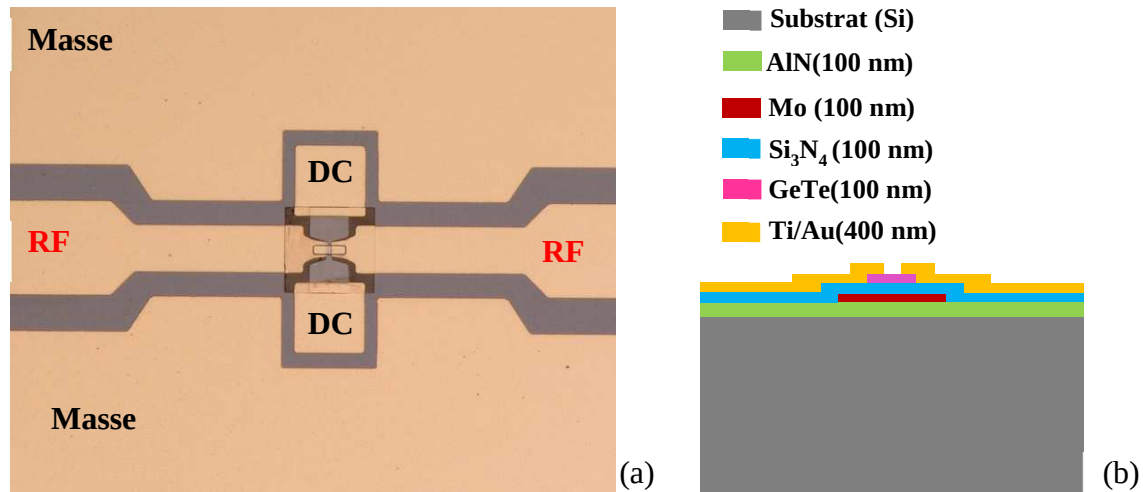


Figure III-13 : (a) Photographie prise par microscopie optique de la structure réalisée, (b) la coupe transversale de cette structure montrant l'empilement des couches.

La **Figure III-14** présente les paramètres de réflexion et transmission mesurés pour le commutateur à l'état ON (GeTe à l'état cristallin). Les pertes d'insertion mesurées du commutateur à cet état sont de l'ordre de 1,3 dB jusqu'à 30 GHz.



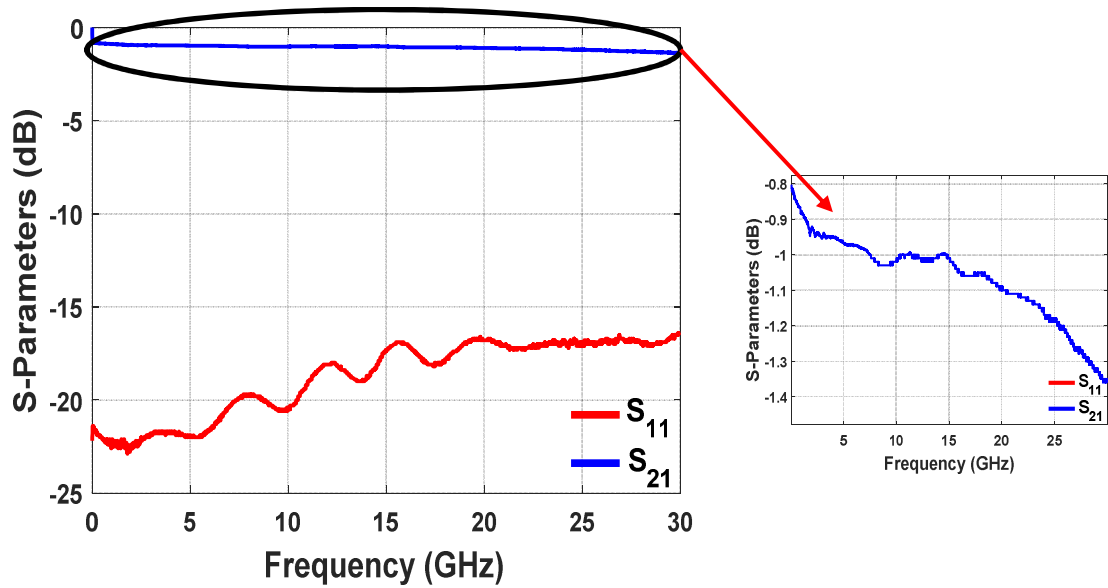


Figure III-14 : les paramètres-S mesurés à l'état ON (GeTe à l'état cristallin) du commutateur.

Pour transformer le GeTe de son état initial cristallin (état ON du commutateur) à l'état amorphe (état OFF du commutateur), nous avons utilisé deux autres pointes GSG pour appliquer les impulsions électriques au niveau du TFR. Un générateur d'impulsions (Agilent 8114 A) est relié à ces deux pointes. La **Figure III-15** présente le montage utilisé pour les mesures réalisées sur le commutateur.

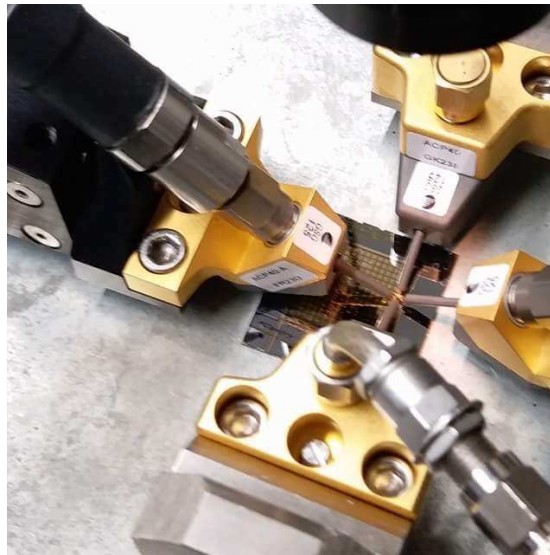


Figure III-15 : Photographie montrant les quatre pointes utilisées pour réaliser les mesures du commutateur.

La **Figure III-16** ci-dessous présente les paramètres de transmission et réflexions mesurés du commutateur. Nous remarquons que les courbes deviennent bruitées et que les pertes d'insertions (paramètres S₂₁) augmentent jusqu'à 3,7 dB à 30 GHz.



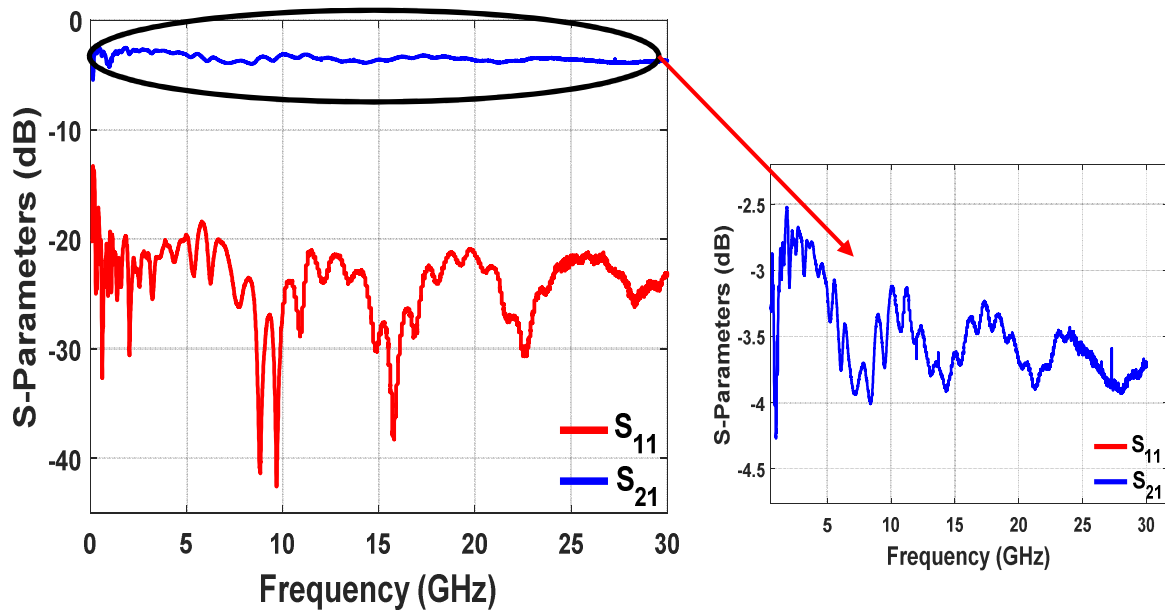


Figure III-16 : Les paramètres-S mesurés à l'état ON (GeTe à l'état cristallin) du commutateur lorsque les pointes de polarisation sont connectées au circuit.

Ainsi, la polarisation du circuit, qui doit avoir une impédance relativement basse, perturbe fortement le fonctionnement du switch, et cet aspect devra être abordé dans le cas d'une utilisation pratique du composant.

De plus, l'application de l'impulsion électrique au niveau de l'élément résistif est fortement perturbée parce que les masses des lignes coplanaires ne sont pas connectées entre elles par des ponts à air ou par un re-bouclage sur le côté du circuit **Figure III-17**.

Pour résoudre ce problème les deux lignes de masse doivent être reliées entre elles pour avoir un plan de masse commun du commutateur.



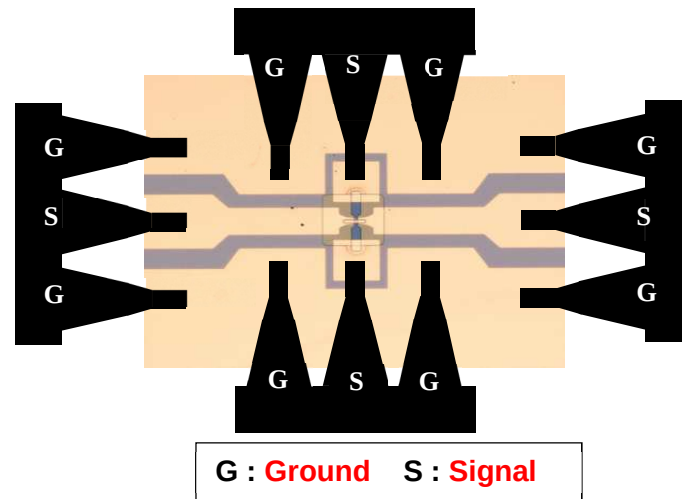


Figure III-17 : Photographie qui montre la discontinuité des lignes de masse dans cette configuration du commutateur.

III.4- Le troisième dispositif réalisé

Nous avons ensuite réalisé une nouvelle version de ce commutateur qui utilise un plan de masse commun.

La **FigureIII-18.a** présente une photographie prise par microscopie optique de la structure du commutateur réalisé. Les dimensions des différents composants (TFR, GeTe, barrière diélectrique) sont identiques aux deuxièmes dispositifs. Nous avons calculé la distance entre la ligne centrale et les deux lignes de masse qui est de 75 μm en utilisant l'outil LineCalc pour maintenir l'adaptation du circuit à 50 Ω .

Ainsi que la coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches est présentée sur la **FigureIII-18.b**. Dans cette configuration, nous avons réalisé des dépôts des couches minces de GeTe, diélectrique et TFR de 50 nm d'épaisseur et un dépôt de lignes de transmission de 300 nm d'épaisseur. Nous avons réduit les épaisseurs pour diminuer les amplitudes et les durées des impulsions de courant qui seront appliquées au niveau du TFR pour faire transiter le matériau (GeTe).



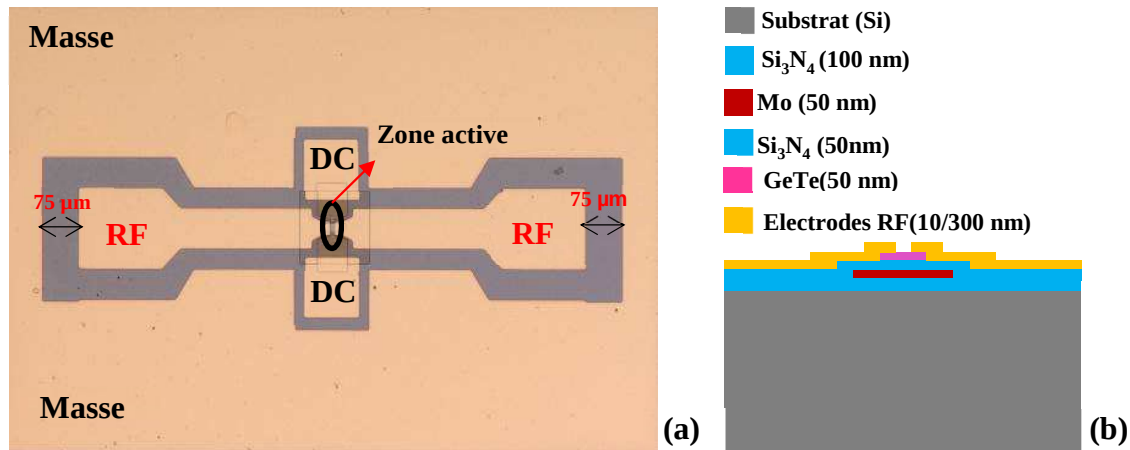


Figure III-18 : (a) photographie prise par microscopie optique du commutateur réalisé : on voit que les plans de masse sont reliés entre eux (b) coupe transversale de cette structure montrant l'empilement des couches.

Nous présenterons les résultats de mesures en utilisant la même méthodologie que précédemment. La **Figure III-19.a** présente les paramètres S (S_{11} et S_{21}) obtenus en mesure et en simulation à l'état cristallin du commutateur (état initial). Les pertes d'insertion mesurées sont de l'ordre de 2 dB jusqu'à 20 GHz. Si l'on compare ces pertes à celles obtenues dans les résultats de simulations électromagnétiques, nous constatons donc une différence d'environ 0.4 dB. Cet écart entre les mesures et les simulations EM qui peut être expliqué par le fait que la résistivité mesurée du GeTe à l'état cristallin ne correspond pas à la résistivité utilisée pour réaliser les simulations.

Pour transformer le matériau de son état cristallin à l'état amorphe (état OFF du commutateur), nous avons appliqué une impulsion électrique au niveau du TFR avec une amplitude de 28 mA et une durée de 15 μs. Dans cet état le commutateur présente une isolation de l'ordre de 17 dB (**Figure III-19.b**) jusqu'à 20 GHz. Le résultat des simulations électromagnétiques montre une bonne concordance avec les mesures.



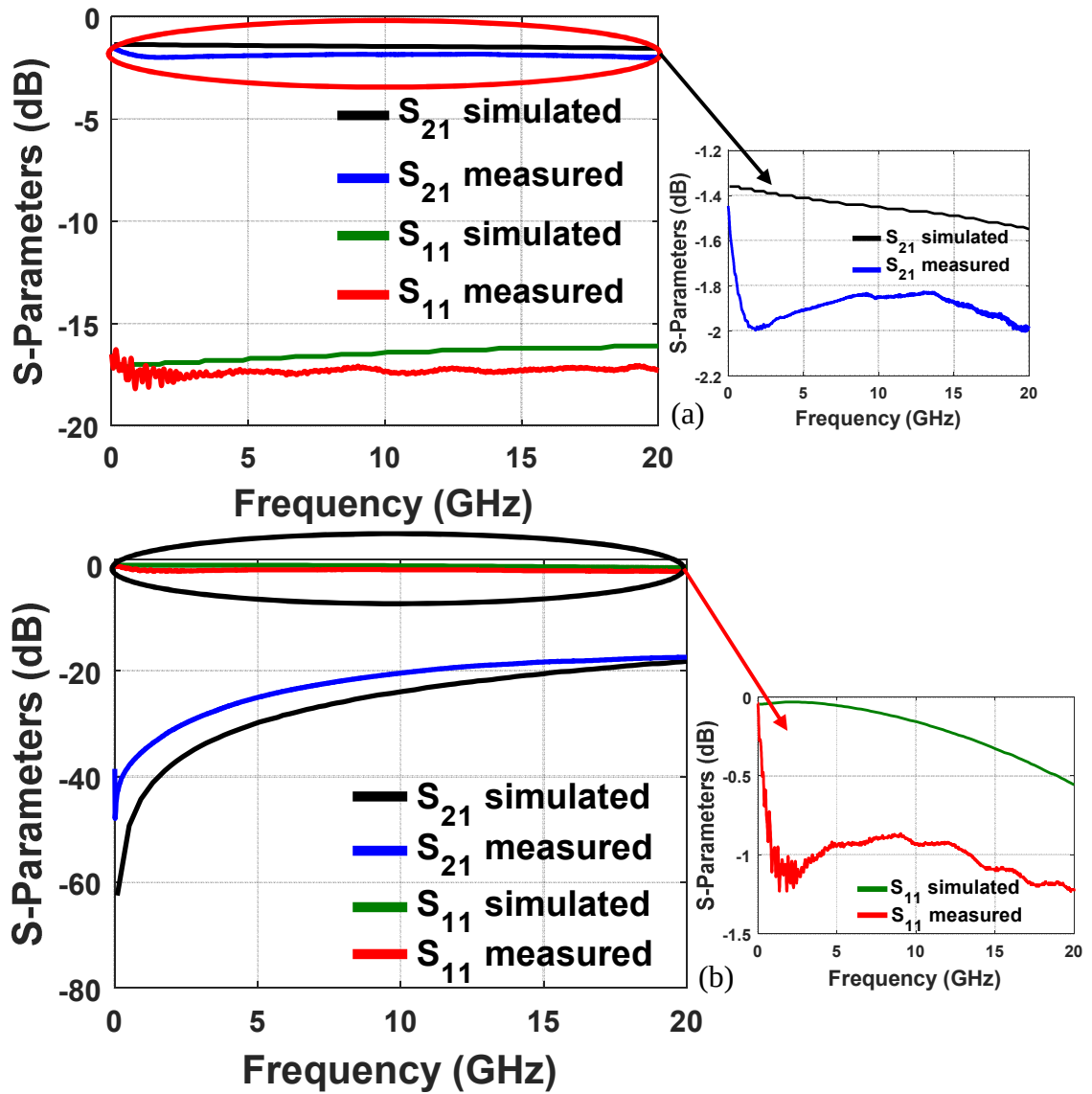


Figure III-19 : Les paramètres-S mesurés et simulés du commutateur, (a) état ON (GeTe à l'état cristallin), (b) état OFF (GeTe à l'état amorphe).

Ce commutateur peut être représenté par un modèle électrique équivalent qui est montré sur la **Figure III-20**. Ainsi, le motif de GeTe peut être modélisé par une résistance variable qui peut prendre la valeur de R_{off} ou R_{on} en fonction de l'état du commutateur, branché en parallèle avec une capacité C_1 (C_{off}). Le TFR et la barrière diélectrique sont modélisés par des faibles capacités C_{p1} (0,1 fF) qui est entre le TFR et les lignes de transmissions et une résistance R_{TFR} qui est mesuré entre les deux plots DC. Avec L et r qui correspondent respectivement aux effets inductifs et aux pertes ramenées par la ligne de transmission RF, elles sont respectivement de l'ordre de 1 pH et 1 Ω .



A partir de ce modèle électrique équivalent, et les résultats des mesures, nous avons extrait les valeurs de la capacité C_1 et la résistance R_1 dans les deux états. Ces valeurs sont reportées dans le *Tableau III-4*.

L (pH)	r (Ω)	R_{TFR} (Ω)	R_1 simulé (Ω)	C_1 simulé (fF)	R_1 mesuré (Ω)	C_1 mesuré (fF)	FOM (fs)
1	1	250	20	~9	25	10	250

Tableau III-4 : les performances électriques du commutateur SPST dans les deux états.

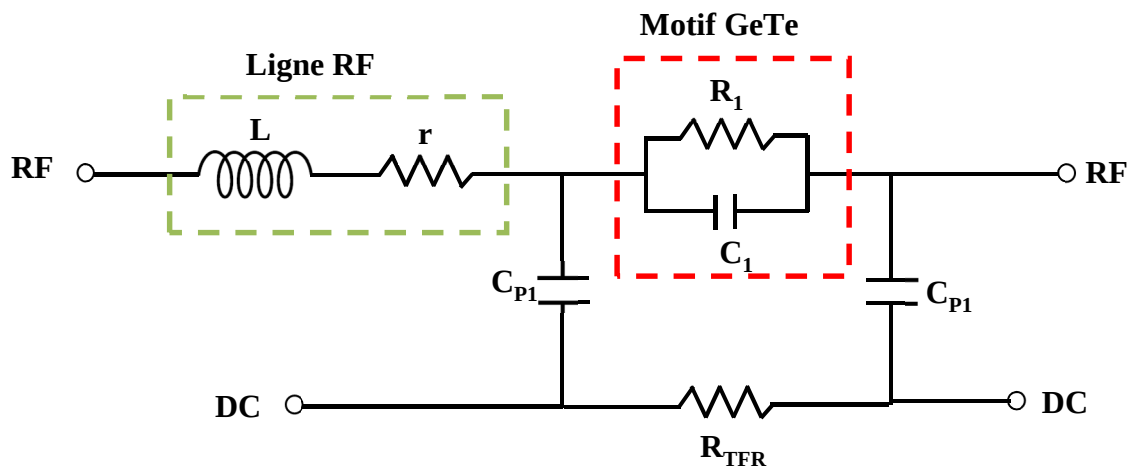


Figure III-20 : Modèle électrique équivalent du commutateur à base de GeTe.

La *Figure III-21* présente des photographies prise par microscopie optique sur le commutateur réalisé avec une épaisseur de la couche de GeTe de 50 nm et une zone active de $2 \times 10 \mu m^2$, quand le GeTe passe de l'état cristallin (état initial) à l'état amorphe. Sur cette figure, on voit nettement un changement de couleur entre GeTe à l'état cristallin (couleur gris) et le GeTe à l'état amorphe (couleur plus sombre).

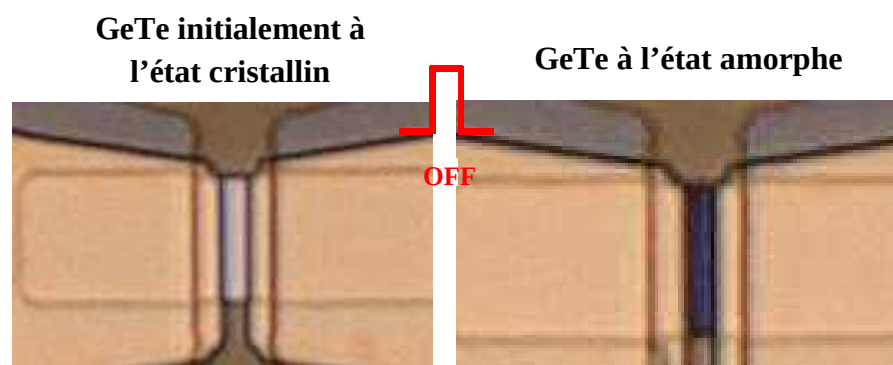


Figure III-21 : Photographies prises par microscopies optiques du commutateur montrant le contraste du couleur entre les deux états (amorphe-cristallin).



Pour résoudre ce problème de commutation, nous allons réaliser la même structure du commutateur en ajoutant une couche de passivation de nitrure de silicium (Si_3N_4) qui permet de protéger le GeTe contre les conditions ambiantes.

La **Figure III-22.a** présente une photographie prise par microscopie optique du commutateur réalisé. Nous tenons à préciser que pour ces nouveaux composants, les dimensions des différentes couches (TFR, barrière diélectrique, GeTe, lignes des transmissions) sont identiques à celles utilisées pour le troisième dispositif, mais on a utilisé le dioxyde de silicium (SiO_2) comme couche de passivation du substrat au lieu de nitrure de silicium (Si_3N_4). De plus, on a ajouté une couche de passivation de nitrure de silicium au-dessus de GeTe. Cette couche a une épaisseur de 150 nm. La **Figure III-22.b** présente la coupe transversale de la structure du commutateur.



Pour transformer le GeTe de l'état cristallin (état initial) à l'état amorphe et vice versa, nous avons utilisé le même dispositif expérimental que celui présenté ci-dessous avec l'utilisation d'un multimètre pour mesurer la variation de la résistance du GeTe dans les deux états à la place de l'analyseur de réseaux vectoriel. Ce dispositif expérimental est représenté sur la **Figure III-23**. Les impulsions électriques sont appliquées au niveau du TFR par un générateur de pulses (Agilent 8114 A). La réponse électrique du commutateur est étudiée dans les deux états par des mesures de la résistance.



Figure III-23 : Les photographies du banc de mesure utilisé pour caractériser le commutateur réalisé.

Les mesures ont été initialement réalisées à l'état ON du commutateur (état cristallin). La résistance mesurée du GeTe dans cet état est de l'ordre de $30\ \Omega$. En modélisant le dispositif par un circuit électrique équivalent (une résistance R_{on} en parallèle à une capacité), nous avons simulé des pertes d'insertion de l'ordre de 2,3 dB jusqu'à 24 GHz. Pour faire passer le GeTe de l'état cristallin à l'état amorphe (passage de l'état ON à l'état OFF), une impulsion de courant de 28 mA d'une durée courte de $10\ \mu s$ (courbe en rouge sur la **Figure III-24**) est appliquée au niveau de l'élément chauffant (TFR). Cette impulsion va générer une impulsion thermique élevée pour chauffer le matériau jusqu'à sa température de fusion T_f (~ 600 à $700\ ^\circ C$), le GeTe passe alors à l'état amorphe. La résistance DC mesurée dans cet état est de l'ordre de $1\ M\Omega$. Pour repasser de nouveau le matériau à l'état initial cristallin nous avons appliqué une impulsion électrique avec une amplitude moins élevée d'environ 17 mA mais une durée plus longue de $100\ \mu s$ (courbe en bleu sur la **Figure III-24**). Cette impulsion électrique va générer une impulsion thermique pour chauffer le matériau jusqu'à sa température de cristallisation ($\sim 200^\circ C$), le GeTe reprend alors son état cristallin.



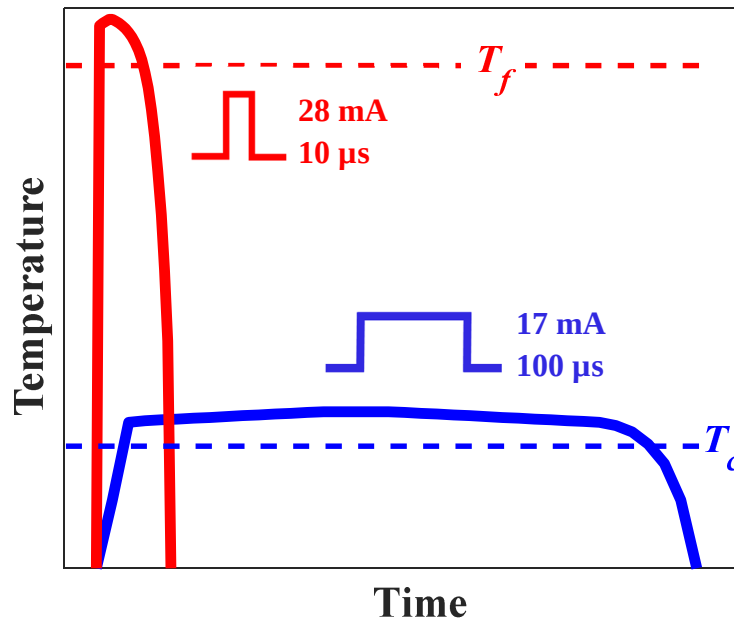


Figure III-24 : Profil des impulsions thermiques appliqué au niveau du GeTe.

La **Figure III-25** présente des photographies prises par microscopie optique du commutateur réalisé avec un épaisseur de la couche de GeTe de 50 nm et une zone active (distance entre les deux électrodes RF) de dimensions $2 \times 10 \mu\text{m}^2$, quand le GeTe passe de l'état cristallin à l'état amorphe et vice versa. On peut détecter le changement de phase cristallin-amorphe ou amorphe-cristallin par le contraste du couleur entre ces deux états : amorphe (couleur sombre) et cristallin (couleur gris).

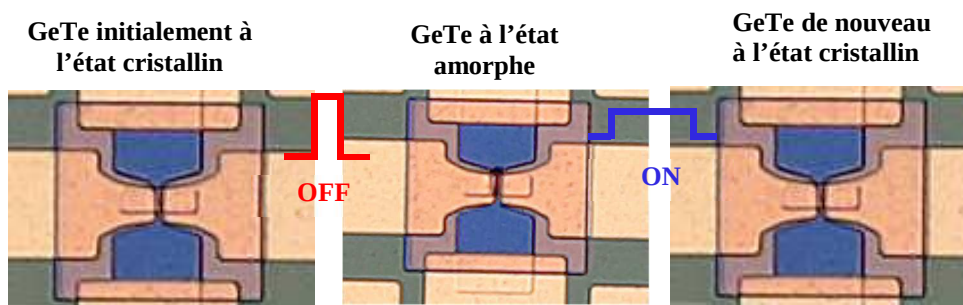


Figure III-25 : Photographies par microscopie optique d'un commutateur RF intégrant un motif de GeTe avec une zone active de $2 \times 10 \mu\text{m}^2$, montrant le contraste de couleur du motif de GeTe à l'état cristallin (images 1 et 3) et à l'état amorphe (image 2).

La **Figure III-26** présente la variation de la résistance DC mesurée du commutateur intégrant un motif de GeTe durant l'application des impulsions électriques au niveau du TFR pour le transformer de l'état amorphe à l'état cristallin et vice versa.

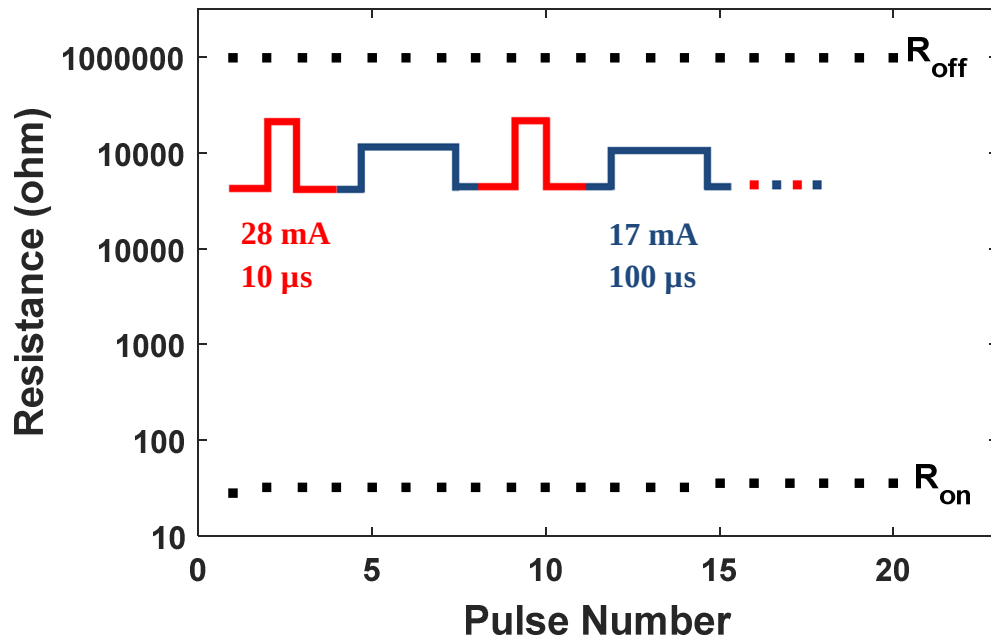


Figure III-26 : Variation de la résistance de commutateur RF intégrant un motif de GeTe suite à l'application des impulsions électriques ON/OFF.

A partir du graphique présenté ci-dessus on peut constater que les résistances R_{on} et R_{off} du dispositif varient légèrement entre les deux états. Ces variations de la résistance sont dues à la dégradation de la qualité du matériau de l'élément résistif en molybdène (TFR) qui se traduit par une diminution de sa résistance. L'application des fortes densités de courant au niveau de l'élément résistif provoque le déplacement de la matière (molybdène) constituant cet élément [17], [18]. En général, la qualité d'un métal se dégrade à partir d'une densité de courant de l'ordre de 10^5 A/cm^2 à 125°C [19]. Dans notre cas le TFR présente une section de $2 \times 10^{-9} \text{ cm}^2$ et les amplitudes des impulsions appliqués sont 28 et 17 mA. Dans ces conditions les densités de courant qui pourraient se créer au niveau du TFR sont de l'ordre de 10^7 A/cm^2 , ce qui est très élevé.

Les premiers résultats obtenus montrent la faisabilité de ces composants, et les premiers empilements technologiques ont pu être définis.

Les structures présentées au début de ce chapitre, peuvent être utilisées pour réaliser des matrices de commutations qui pourraient être intégrées dans le futur aux charges utiles de satellites le commutateur de type DPDT (deux entrées deux sorties) et d'autres fonctions de commutation plus complexes comme SPDT (une entrée vers deux sorties), et le série-parallèle.



IV. Simulations d'un Commutateur SPDT

Le commutateur SPDT (une entrée vers deux sorties) permet de diriger deux signaux hyperfréquences d'une entrée vers deux sorties. Il est composé des deux commutateurs SPST qui fonctionnent de manière symétrique, c'est-à-dire lorsqu'un des deux commutateurs est à l'état ON l'autre est à l'état OFF.

En se basant sur la structure du commutateur SPST et des performances présentées ci-dessus, nous avons conçu un commutateur SPDT. Le commutateur SPDT est simulé à l'aide du logiciel ADS-Momentum en utilisant les technologies des lignes coplanaires. Ensuite, nous avons optimisé à l'aide de l'outil LineCalc les dimensions qui ont un impact significatif sur l'adaptation de la ligne de transmission (CPWG) à $50\ \Omega$: W correspond à la largeur de la ligne de transmission centrale (RF) et le gap (G) sépare la ligne de transmission centrale de la ligne de masse (Tableau III-5). La **Figure III-27.a** montre une capture du layout du commutateur SPDT modélisé.

W (μm)	G (μm)	Dimensions motif GeTe (μm^2)	Zone active (μm^2)	Dimensions globales (μm^2)
50	25	10×18	2×10	390×480

Tableau III-5 : les dimensions du commutateur SPDT.

La **Figure III-27.b** présente la coupe transversale de la structure du commutateur. Les épaisseurs des couches minces des matériaux sont identiques à celles du SPST présentés ci-dessus. Une épaisseur de 100 nm de chacune des trois couches : TFR, GeTe et diélectrique. Les lignes de transmissions et contact DC en or (Au) ont une épaisseur de 400 nm.



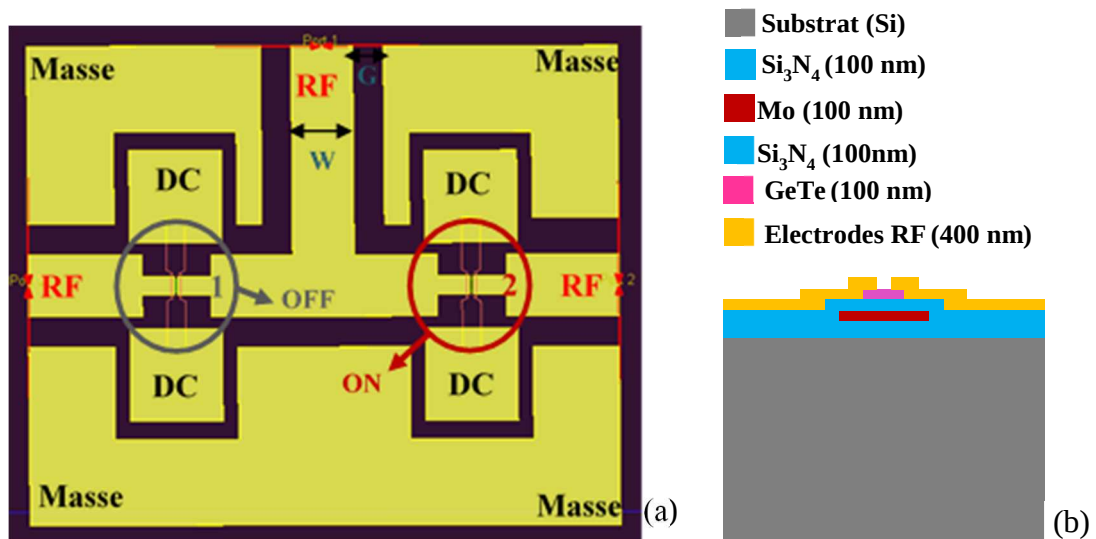


Figure III-27 : (a) Vue en de dessus de la structure du commutateur SPDT, (b) coupe transversale de la structure montrant l'empilement des couches.

Pour estimer les performances (isolation, perte d'insertion) du commutateur, nous avons simulé cette structure lorsque le commutateur 1 est à l'état OFF (GeTe à l'état amorphe) et le commutateur 2 est à l'état ON (GeTe à l'état cristallin). Les valeurs de conductivité de GeTe utilisées dans les deux états pour réaliser cette simulation (à l'état amorphe : $1 \text{ S} \times \text{m}^{-1}$ et à l'état cristallin : $2,8 \times 10^5 \text{ S} \times \text{m}^{-1}$). La simulation est réalisée jusqu'à 24 GHz. La **Figure III-28** présente les paramètres de transmission et réflexion (S_{11} et S_{21}) simulés pour le cas où la première sortie est bloquée (commutateur 1 à l'état OFF). Le commutateur possède une isolation de l'ordre de 28 dB jusqu'à 24 GHz. On peut considérer que ce commutateur présente un fort niveau d'isolation à l'état OFF.

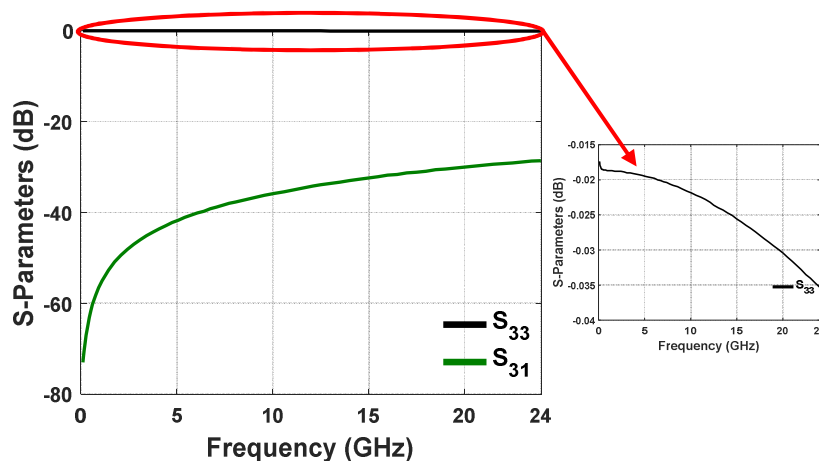


Figure III-28 : Les paramètres-S de transmission et réflexion simulés lorsque la première sortie est bloquée d'un SPDT

La **Figure III-29** présente les paramètres de transmission et réflexion (S_{11} et S_{21}) simulés pour le cas où le signal est transmis de l'entrée vers la deuxième sortie (commutateur 2 à

l'état ON). Le commutateur a des pertes d'insertion de l'ordre de 1 dB à 24 GHz. À partir de ce graphique on peut constater que le commutateur présente une faible perte d'insertion.

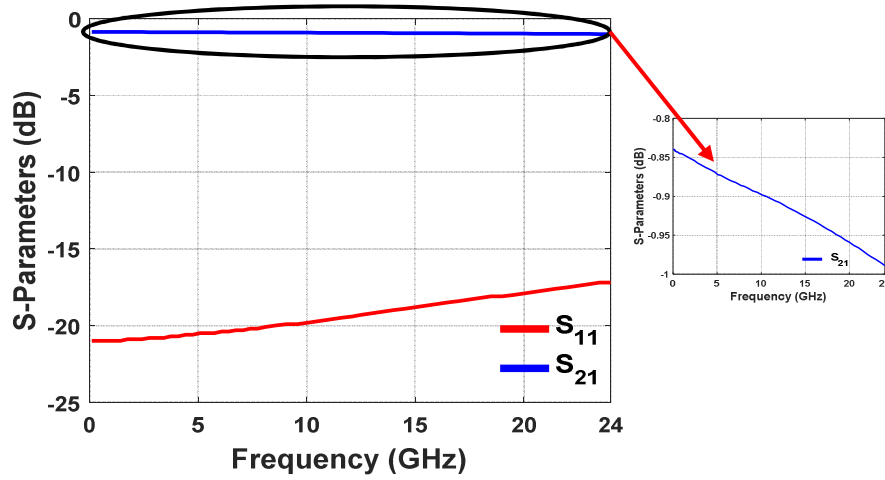


Figure III-29 : Les paramètres-S de transmission et réflexion simulés lorsque le signal est transmis vers la deuxième sortie de commutateur SPDT.

La **Figure III-30** présente les paramètres S_{33} et S_{32} simulés. A cet état nous avons une isolation de l'ordre de 30 dB jusqu'à 24 GHz.

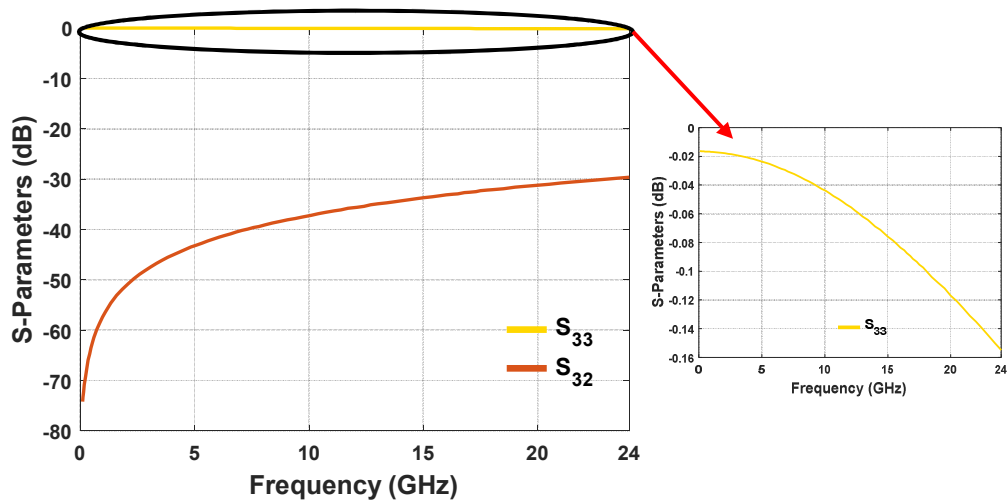


Figure III-30 : Les paramètres S_{33} et S_{32} simulés.



V. Commutateur série-parallèle

Pour améliorer la performance du commutateur SPST à l'état OFF, nous avons proposé une nouvelle structure du commutateur série-parallèle à base de GeTe. Le commutateur série-parallèle est composé des trois commutateurs SPST un en série et deux en parallèles (shunt) connectés par des lignes coplanaires adaptés $50\ \Omega$. La **Figure III-31** présente le principe de fonctionnement du commutateur série-parallèle. A l'état ON, le signal RF va traverser le commutateur série qui présente une résistance série R_{on} et dans ce cas les deux commutateurs parallèles présentent une faible capacité C_{off} . Dans le cas contraire, lorsque le dispositif est à l'état OFF, il faut activer les deux commutateurs parallèles et de placer le commutateur série à l'état OFF.

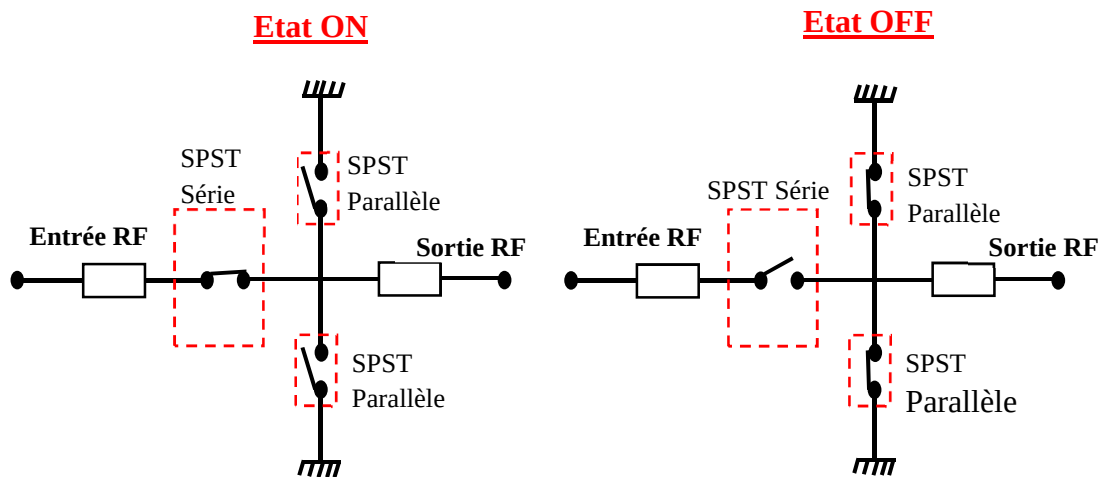


Figure III-31 : Le principe de fonctionnement du commutateur série-parallèle.

La structure du commutateur série-parallèle à base de GeTe est optimisée et simulée en utilisant le simulateur Agilent Momentum (**Figure III-32**), en suivant la même stratégie qu'auparavant. Comme montre la **Figure III-32.a**, à l'état ON le commutateur série est à l'état ON (GeTe à l'état cristallin) et les deux parallèles sont à l'état OFF (GeTe à l'état amorphe) et contrairement pour le commutateur à l'état OFF (**Figure III-32.b**).

La **Figure III-32.c** présente la coupe transversale de la structure montrant l'empilement des couches.



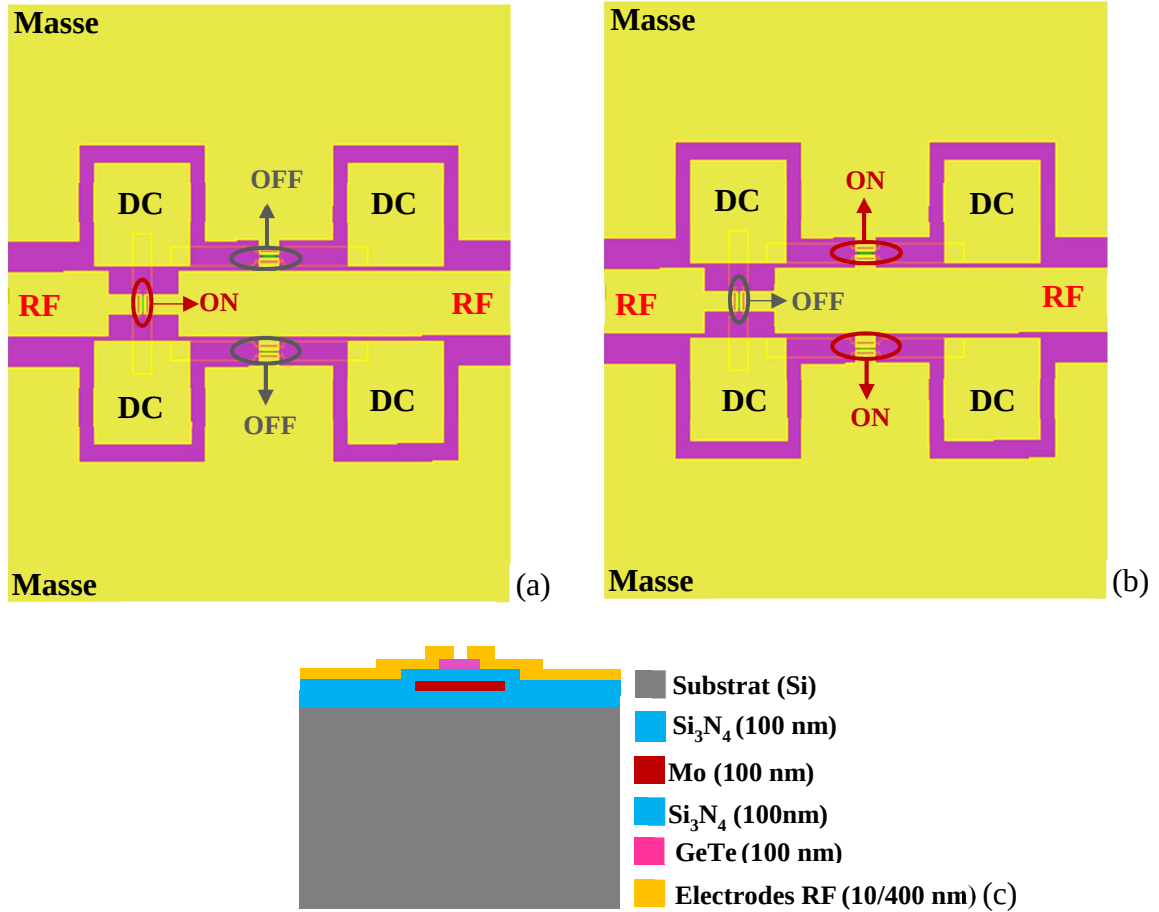


Figure III-32 : Vue en 3D de la structure du commutateur réalisé avec le logiciel ADS-Momentum montrant, (a) l'état ON, (b) l'état OFF ; (c) coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches.

Pour identifier les performances (isolation, perte d'insertion) du commutateur, nous avons simulée cette structure tout en prenant en compte les deux états présentés ci-dessus. La simulation est réalisée sur la bande de fréquence allant de DC à 24 GHz. La **Figure III-33** présente les paramètres de transmission et réflexion (S_{11} et S_{21}) simulé à l'état ON du commutateur. A cet état le commutateur présente une perte d'insertion de l'ordre de 1 dB jusqu'à 24 GHz. Nous remarquons sur ce graphique que le commutateur série-parallèle offre un fort niveau des pertes d'insertion sur une bande de fréquence allant de DC jusqu'à 24 GHz.



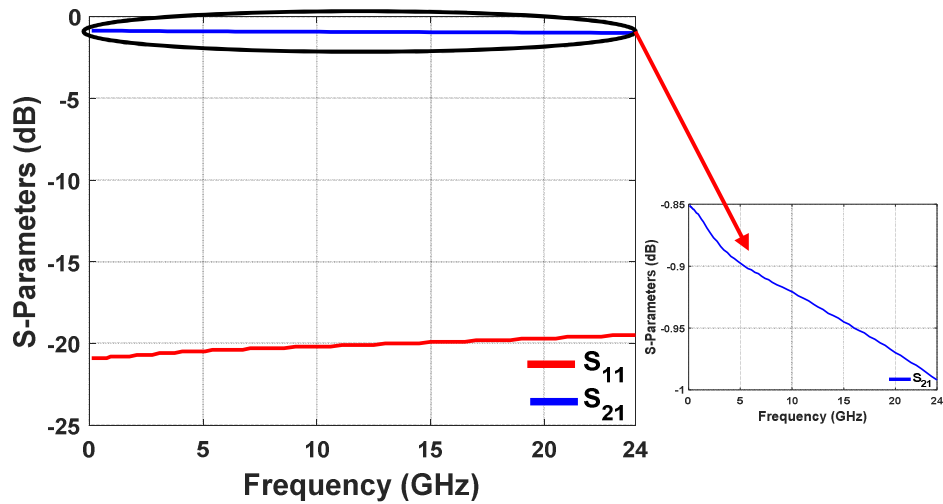


Figure III-33 : Les paramètres-S de transmission et réflexion simulés à l'état ON du commutateur série-parallèle.

La **Figure III-34** présente les paramètres de transmission et réflexion (S_{11} et S_{21}) simulé à l'état OFF du commutateur. Le commutateur a une isolation de l'ordre de 40 dB jusqu'à 24 GHz. À partir de ce graphique on peut constater que le niveau d'isolation d'un commutateur série-parallèle est plus important que celle d'un commutateur simple (~ 24 dB).

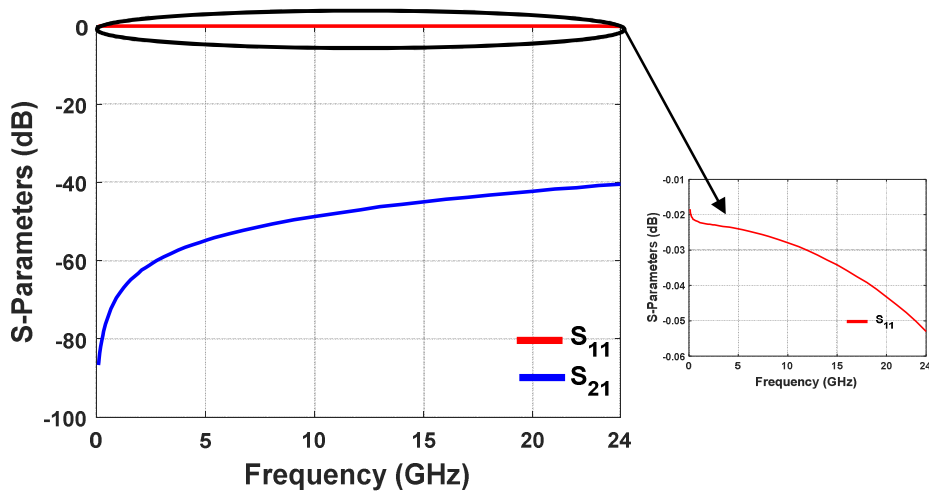


Figure III-34 : Les paramètres-S de transmission et réflexion simulés à l'état OFF du commutateur série-parallèle.

A partir du modèle électrique équivalent du commutateur série-parallèle présenté dans la **Figure III-35** et les paramètres S simulés dans les deux états, nous avons estimé les performances électriques du commutateur dans les deux états. Le **Tableau III-6** résume les performances du commutateur série-parallèle.



Etat ON			Etat OFF		
$R_{on} (\Omega)$	$L (pH)$	$C_{off} (fF)$	$C_{off} (fF)$	$L (pH)$	$R_{on} (\Omega)$
11	72	18	9	22	7,2

Tableau III-6 : les performances électriques du commutateur série-parallèle dans les deux états.

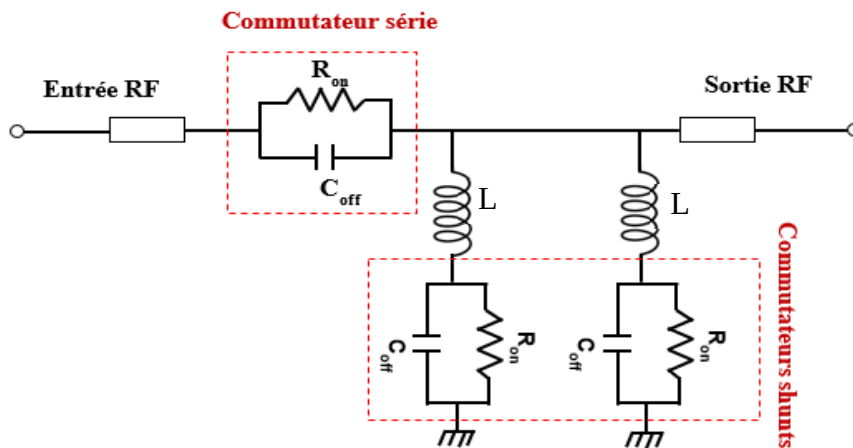


Figure III-35 : Modèle électrique équivalent d'un commutateur série-parallèle.

VI. Matrice de commutation (DPDT)

Comme cela a été expliqué dans le **chapitre I** de ce manuscrit, la matrice de commutation est un élément essentiel dans la conception de la charge utile des satellites pour le contrôle des signaux radio de la chaîne d'émission-réception. Actuellement les composants utilisés pour réaliser ces matrices sont les relais électromécaniques grâce à leurs performances qui restent supérieures aux autres technologies mais aussi grâce à la bi-stabilité mécanique de ces composants qui permet de configurer la charge utile au sol avant le lancement du satellite et avoir un système prêt à l'emploi lorsqu'il a rejoint son orbite.

La bi-stabilité présentée par les commutateurs à base de PCM (le matériau garde son état sans apport énergétique), pourrait permettre de remplacer les commutateurs mécaniques.

Dans cette section, nous décrirons la conception et la simulation d'un commutateur DPDT (deux entrées et deux sorties), qui est la brique de base de matrices de commutation plus complexes.



VI.1- Conception et simulation

La structure de la matrice de commutation (DPDT) proposée est constituée de quatre commutateurs SPST connectés par des lignes coplanaires adaptées $50\ \Omega$. Dans cette partie, nous prenons en compte les paramètres optimisés précédemment : la largeur de la ligne de transmission centrale RF (W) et le gap (G) sépare la ligne de transmission centrale de la ligne de masse (Tableau III-7). La **Figure III-36** présente la structure de la matrice de commutation réalisée avec le logiciel ADS-Momentum. Cette matrice possède deux états opérationnels : un **état I** (**Figure III-36.a**) où les connexions sont établies entre les ports 1-2 et 3-4. Autrement dit, les commutateurs 1 et 3 sont à l'état ON (GeTe à l'état cristallin) et les commutateurs 2 et 4 sont à l'état OFF (GeTe à l'état amorphe). La matrice peut être modifiée dans l'**état II** (**Figure III-36.b**), avec une connexion entre les ports 1-4, et 2-3. La coupe transversale de la structure du commutateur SPST constituant la matrice DPDT est présentée sur **Figure III-36.c**.

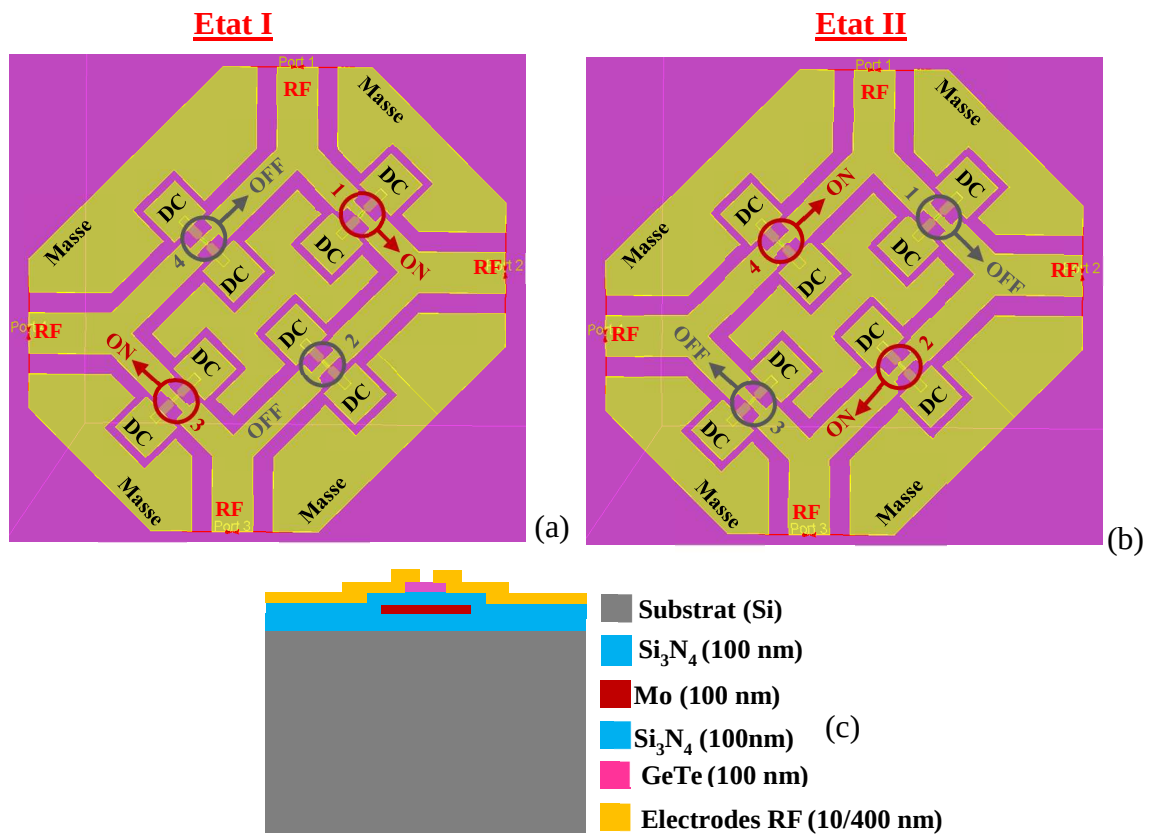


Figure III-36 : Vue en 3D de la structure de la matrice de commutation DPDT réalisé avec le logiciel ADS-Momentum montrant, (a) l'état I, (b) l'état II ; (c) coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches.

W (μm)	G (μm)	Dimensions motif GeTe (μm^2)	Zone active (μm^2)	Dimensions globales (μm^2)
50	25	10×35	2×10	600×700

Tableau III-7 : les dimensions de la matrice de commutation DPDT.

Pour estimer les performances (perte d'insertion, isolation) de la matrice, nous avons simulé la structure présentée ci-dessus. Cette structure a été simulée seulement à l'état I (**Figure III-36.a**) car les simulations pour les deux états seront identiques. La **Figure III-37** présente les paramètres de transmission et réflexion (S_{11} , S_{21} et S_{41}) simulés à l'état I de la matrice de commutation sur une bande de fréquence allant jusqu'à 24 GHz. A partir de ce graphique on peut observer que le commutateur à l'état ON possède une perte d'insertion de l'ordre de 1,7 dB jusqu'à 24 GHz et une isolation de l'ordre de 13 dB jusqu'à 24 GHz.

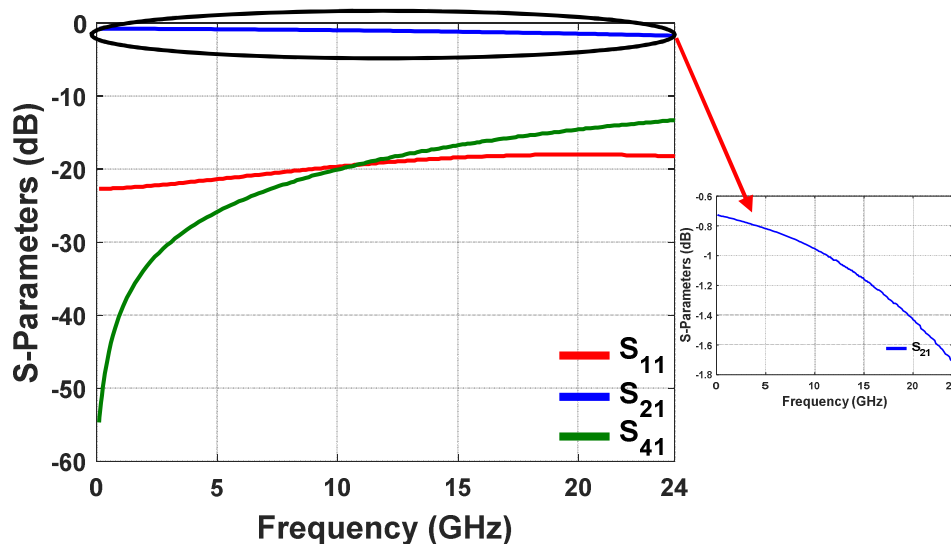


Figure III-37 : Les paramètres de transmission et réflexion simulés pour l'état I de la matrice de commutation.

Les valeurs de C_{off} et de R_{on} des commutateurs à quatre terminaux sont extraites à partir du modèle électrique équivalent (une résistance variable (R_{off} ou R_{on}) en parallèle avec une capacité C_{off}) montré dans la **Figure III-20**. Les valeurs de R_{on} et C_{off} sont respectivement d'environ 18 Ω et 14 fF.

VI.2- Réalisation et mesure

La structure DPDT optimisée ci-dessus a été fabriquée suivant le même procédé de fabrication décrit précédemment pour valider les simulations effectuées. La **Figure III-38.a et .b** montre respectivement une photographie par microscopie optique de la structure de la matrice DPDT réalisée et sa coupe transversale [16].



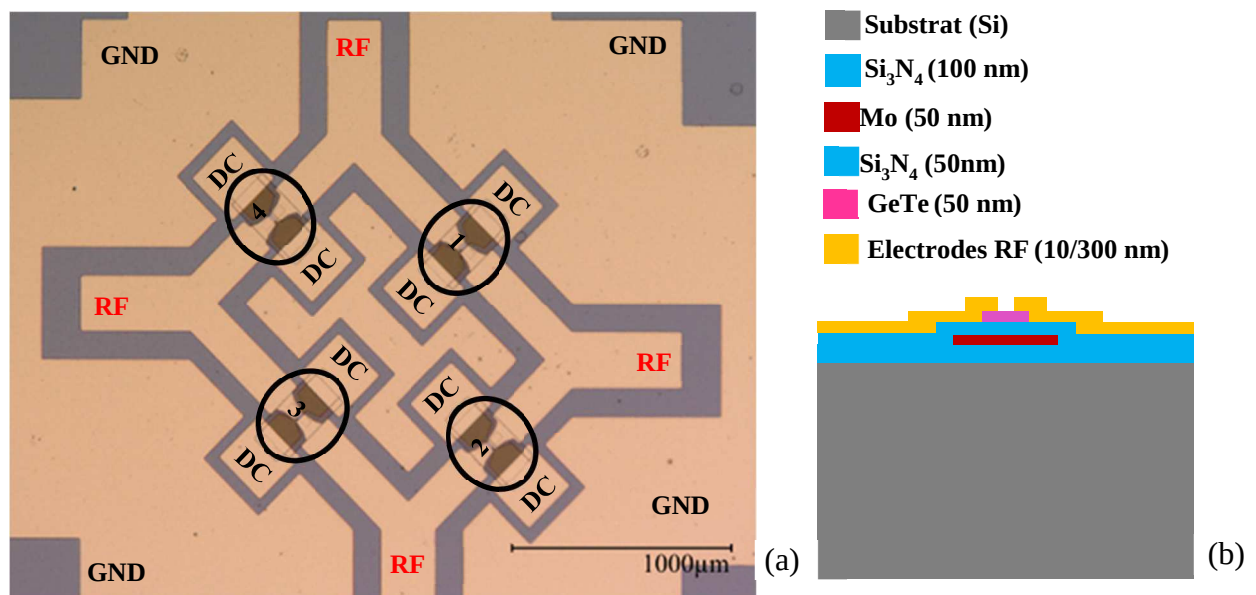


Figure III-38 : (a) photographie prise par microscopie optique de la matrice de commutation réalisée, (b) coupe transversale de la structure d'un commutateur constituant la matrice.

La **Figure III-39.a** montre les paramètres S (S_{21} et S_{11}) mesurés et simulés de tous les commutateurs à l'état cristallin (tel qu'est fabriqué le GeTe). Dans cet état le commutateur présente une perte d'insertion présente de l'ordre de 4 dB jusqu'à 20 GHz.

Pour faire passer le GeTe des commutateurs 2 et 4 à l'état amorphe (état OFF), on applique une impulsion électrique au niveau de l'élément résistif (TFR) avec une amplitude de 45 mA et une durée de 15 μs. Dans cet état nous avons présenté les paramètres S (S_{21} et S_{11}) mesurés et simulés (**Figure III-39.b**). Ce commutateur offre un niveau d'isolation de l'ordre 17.5 dB. Nous obtenons un bon accord entre les simulations et les mesures effectuées sur cette structure.



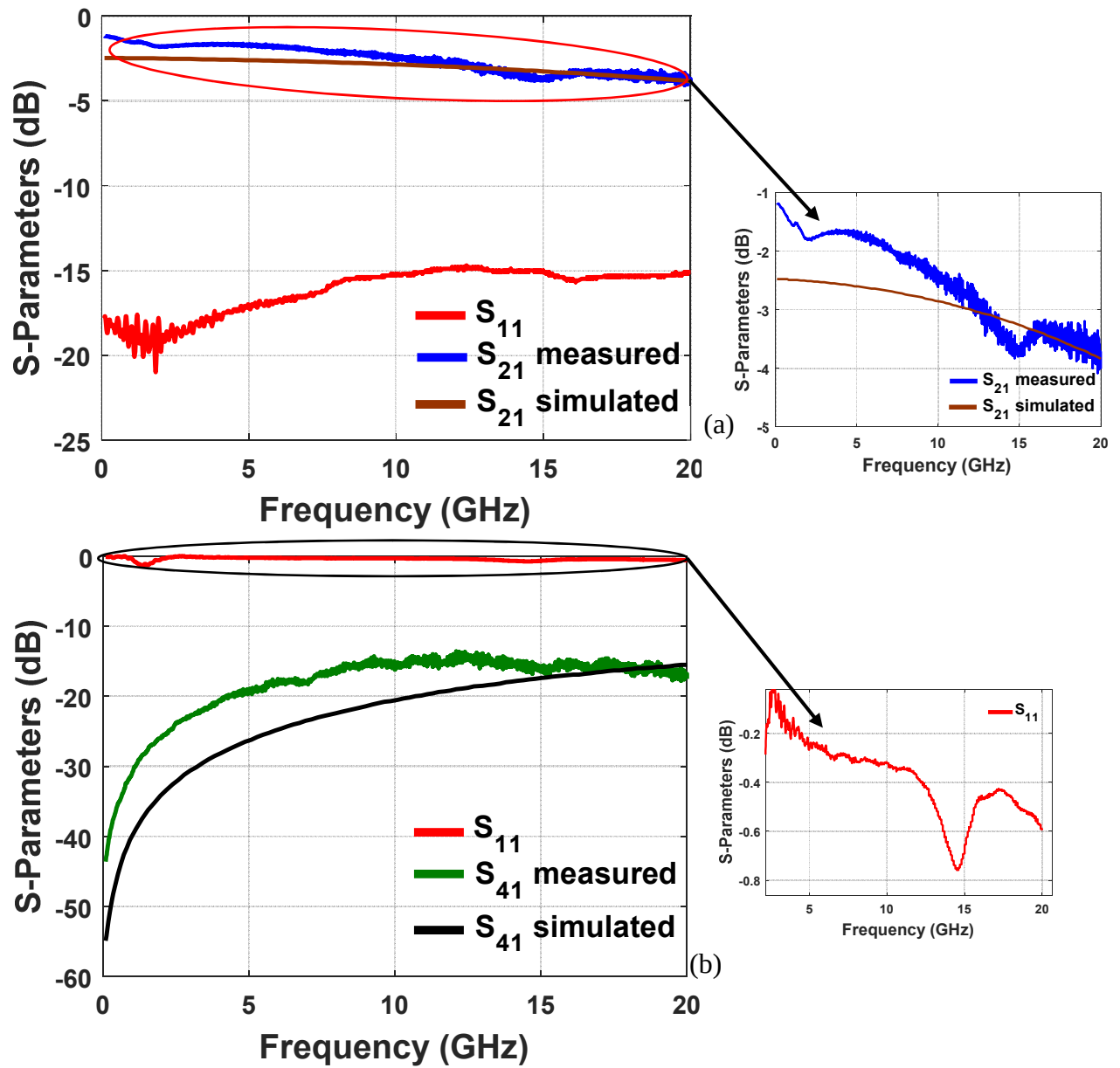


Figure III-39 : les paramètres de transmissions et réflexion mesurés et simulés pour les commutateurs 1 et 4, (a) à l'état ON (GeTe à l'état cristallin), (b) à l'état OFF (GeTe à l'état amorphe).

Ensuite, nous avons identifié les performances électriques : résistance R_{on} du commutateur 1 (état ON) et la capacité C_{off} du commutateur 4 (état OFF) à partir du modèle électrique équivalent de commutateur présenter sur la **Figure III-20**. La résistance R_{on} et la capacité C_{off} calculées sont de l'ordre de 23Ω et 12 fF respectivement.

La **Figure III-40** présente des photographies prises par microscopie optique pour les commutateurs 2 et 4 avec une épaisseur de la couche de GeTe de 50 nm et une zone active de $2 \times 10 \mu\text{m}^2$, quand le matériau est transformé de son état initial cristallin (ON) à l'état amorphe



(OFF). On remarque une variation de couleur entre le GeTe à l'état cristallin (couleur gris) et le GeTe à l'état amorphe (couleur sombre).

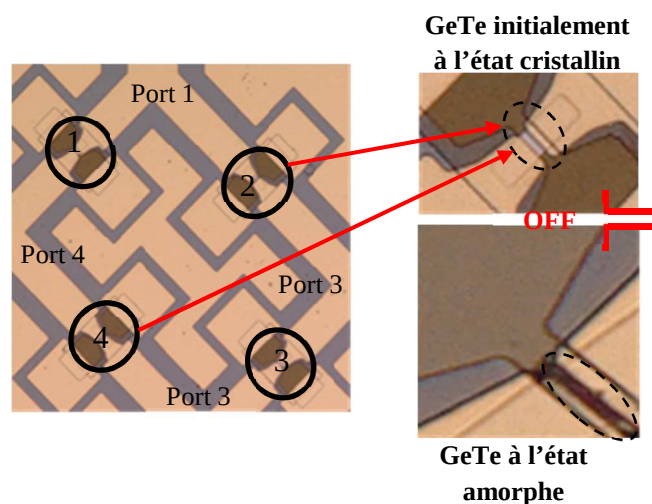


Figure III-40 : Photographies prises par microscopies optiques des commutateur 2 et 4 montrant le contraste du couleur entre les deux états (amorphe-cristallin).



VII. Conclusions

Dans la première partie de chapitre nous avons présenté en détail le procédé de fabrication des commutateurs RF à base de matériau à changement de phase (PCM) en salle blanche.

Plusieurs difficultés liées à ces étapes ont été rencontrées comme les contacts entre le GeTe et les lignes de transmissions, la discontinuité des lignes de masse et le problème de commutation entre les deux états. Nous avons proposé à chaque fois des solutions pour pallier les limitations des commutateurs RF.

Nos travaux se sont ensuite focalisés sur la réalisation des fonctions de commutation à base de PCM. Plusieurs fonctions de commutation ont été présentées dans ce chapitre, on peut citer :

- SPDT est une fonction de commutation multiport qui possède une entrée et deux sorties, une sortie est sélectionnée à chaque fois. Ce commutateur a été conçu et simulé à l'aide du logiciel ADS-Momentum et nous avons obtenus de bonnes performances électriques notamment au niveau de l'isolation à l'état OFF et des faibles pertes d'insertion à l'état ON (1 dB à 24 GHz).
- Série-parallèle est une fonction de commutation contenant un commutateur SPST en série et deux autres en parallèles. Par ce biais, nous avons réussi à améliorer les performances de SPST à l'état OFF (40 dB à 24 GHz au lieu de 24 dB)

Ces structures conçues sont performantes et plus importantes que celles obtenues par la technologie semi-conductrice.

Pour aller plus loin, nous avons contribué au développement de matrices de commutation (DPDT) pour les applications satellitaires en mettant à profit le potentiel de la technologie GeTe qui est le principal objectif de ces travaux de thèse. Quatre commutateurs SPST sont utilisés dans cette configuration. Et les premiers résultats obtenus sont encourageants et démontrent la faisabilité de ces composants sur la technologie disponible au laboratoire.

Dans le chapitre suivant, nous allons exploiter le changement de résistivité présenté par le dioxyde de vanadium (VO_2) pour réaliser des commutateurs RF. Ainsi, pour ce commutateur, nous allons focaliser notre attention sur la bande de fréquence allant du continu jusqu'à 220 GHz.



Références chapitre III

- [1] MATSUMOTO, Tomotaka, MURATA, Yuji, et WATANABE, Jun-ichi. Study of silicon-hydrogen bonds at an amorphous silicon/silicon nitride interface using infrared attenuated total reflection spectroscopy. *Applied physics letters*, 1992, vol. 60, no 16, p. 1942-1944.
- [2] SINHA, A. K., LEVINSTEIN, H. J., SMITH, T. E., et al. Reactive Plasma Deposited Si-N Films for MOS-LSI Passivation. *Journal of the Electrochemical Society*, 1978, vol. 125, no 4, p. 601-608.
- [3] “DirectVacuum.com - Providing quality and affordable tools to facilitate cutting edge nanotechnology.” : <http://www.directvacuum.com/sputter.asp>.
- [4] M. BOULESBAA, “Etude des propriétés des films minces de SiO_xNy obtenus par PECVD”, thèse de doctorat, université de Batna, 2013.
- [5] E. Rimini, R. D. Bastiani, E. Carria, M. G. Grimaldi, G. Nicotra, C. Bongiorno, C. Spinella, «Crystallization of sputtered-deposited and ion implanted amorphous Ge₂Sb₂Te₅ thin films», *J. Appl. Phys.*, vol. 105, no 12, p. 123502, 2009.
- [6] S. W. Ryu, J. H. Oh, B. J. Choi, S.-Y. Hwang, S. K. Hong, C. S. Hwang, H. J. Kim, «SiO₂ Incorporation Effects in Ge₂Sb₂Te₅ Films Prepared by Magnetron Sputtering for Phase Change Random Access Memory Devices», *Electrochem. Solid-State Lett.*, vol. 9, no 8, p. 259-261, 2006.
- [7] E. Morales-Sánchez, E. F. Prokhorov, J. González-Hernández, A. Mendoza-Galván, «Structural, electric and kinetic parameters of ternary alloys of GeSbTe», *Thin Solid Films*, vol. 471, no 1-2, p. 243-247, 2005.
- [8] S. Song, D. Yao, Z. Song, L. Gao, Z. Zhang, L. Li, L. Shen, L. Wu, B. Liu, Y. Cheng, S. Feng, «Phase-change properties of GeSbTe thin films deposited by plasma-enhanced atomic layer deposition», *Nanoscale Res. Lett.*, vol. 10, févr. 2015.
- [9] P. Němec, V. Nazabal, A. Moreac, J. Gutwirth, L. Beneš, M. Frumar, «Amorphous and crystallized Ge–Sb–Te thin films deposited by pulsed laser: Local structure using Raman scattering spectroscopy », *Mater. Chem. Phys.*, vol. 136, no 2-3, p. 935-941, 2012.
- [10] H. Lu, E. Thelander, J. W. Gerlach, U. Decker, B. Zhu, B. Rauschenbach, «Single Pulse Laser-Induced Phase Transitions of PLD-Deposited Ge₂Sb₂Te₅ Films», *Adv. Funct. Mater.*, vol. 23, no 29, p. 3621-3627, 2013.
- [11] P. R. Willmott J. R. Huber, «Pulsed laser vaporization and deposition», *Rev. Mod. Phys.*, vol. 72, no 1, p. 315-328, 2000.
- [12] A. Ghalem, C. Guines, D. Passerieux, J-C. Orlianges, L. Huitema, A. CRUNTEANU “Reversible, Fast Optical Switching of Phase Change Materials for Active Control of High-Frequency Functions” In : *Microwave Symposium (IMS), 2018 IEEE MTT-S International*. IEEE, 2018. p. 1-4.



- [13] Y. Shim, G. Hummel, M. Rais-Zadeh, «RF switches using phase change materials», IEEE 26th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), p. 237-240, Taipei, Taiwan, 2013.
- [14] M. Wang, Y. Shim, M. Rais-Zadeh, «A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch», IEEE Electron Device Lett., vol. 35, no 4, p. 491-493, 2014.
- [15] T. Siegrist, P. Jost, H. Volker, M. Woda, P. Merkelbach, C. Schlockermann, M. Wuttig, «Disorder-induced localization in crystalline phase-change materials», Nat. Mater., vol. 10, no 3, p. 202-208, 2011.
- [16] A. Hariri, A. Crunteanu, C. Guines, C. Hallepe, D. Passerieux, P. Blondy, « Double-Port Double-Throw (DPDT) Switch Matrix Based on Phase Change Material (PCM) », European Microwave Conference (EuMC), p. 945-947, Madrid, Spain, 2018.
- [17] I. A. Blech, «Electromigration in thin aluminum films on titanium nitride», J. Appl. Phys., vol. 47, no 4, p. 1203-1208, 1976.
- [18] J. R. Black, «Electromigration-A brief survey and some recent results», IEEE Trans. Electron Devices, vol. 16, no 4, p. 338-347, 1969.
- [19] V. A. Vashchenko, V. F. Sinkevitch, Physical Limitations of Semiconductor Devices. Springer Science & Business Media, 2008.



Chapitre IV. Commutateur hyperfréquence intégrant une couche mince de VO₂





I. Introduction

Dans le premier chapitre nous avons présenté plusieurs solutions technologiques qui permettent la réalisation de commutateurs RF. Dans ce chapitre, nous allons présenter la réalisation de commutateurs large bande, à l'aide d'un autre matériau à changement de conductivité, le Dioxyde de Vanadium. La transition MIT de ce matériau peut être déclenchée par différents stimuli (thermiques, électriques, optiques, ...) et peut engendrer diverses modifications des propriétés sur un domaine de fréquence qui s'étend du DC au THz. Nous aurions pu réaliser les composants présentés dans ce chapitre à l'aide de films de GeTe, mais l'intégration des dispositifs de chauffage, le contrôle de l'état des switch est beaucoup plus complexe que dans le cas du VO₂.

Le deuxième objectif de nos recherches pendant les travaux de cette thèse est d'exploiter la facilité d'intégration de ces matériaux dans des circuits coplanaires ce qui permet d'élargir leur bande de fonctionnement du continu jusqu'à 220 GHz.

Dans ce chapitre, nous présenterons dans un premier temps une brève description des principes de fonctionnement décrivant la transition isolant-métal du VO₂ à travers les travaux qui ont été développés par le passé au laboratoire XLIM. Ensuite, nous allons présenter les performances des commutateurs RF intégrant des couches minces de VO₂ que nous avons réalisée et simulée sur une bande de fréquence DC- 220 GHz.

A partir de cette cellule de base, un switch intégrant des éléments en série et en parallèle sera présenté dans le but d'améliorer les performances du commutateur à l'état OFF.

II. Principe de fonctionnement d'un commutateur à base de VO₂

Des nombreuses études ont été réalisées au laboratoire XLIM pour montrer la potentialité de VO₂ dans la conception de commutateurs RF. Ces études ont débutées avec la thèse de Julien Givernaud [1] en 2010 et poursuivies par Amine Mennai amine en 2016 [2]. Le principe de fonctionnement d'un commutateur à base de VO₂ est présenté sur la **Figure IV-1**. Cette figure permet de mieux comprendre le principe de la transition métal-isolant (MIT).



Le commutateur à base de film mince de Dioxyde de Vanadium (VO_2) peut présenter sous forme des deux états :

- Un état OFF (état isolant) : dans cet état le commutateur est similaire à un circuit ouvert empêchant le passage du signal entre les deux électrodes métalliques et présente une forte résistivité du VO_2 (de l'ordre de $\text{K}\Omega$).
- Un état ON (état métallique) : dans cet état le commutateur est similaire à un court-circuit permettant la propagation du signal et présente une faible résistivité du VO_2 (de l'ordre de l'ohm).

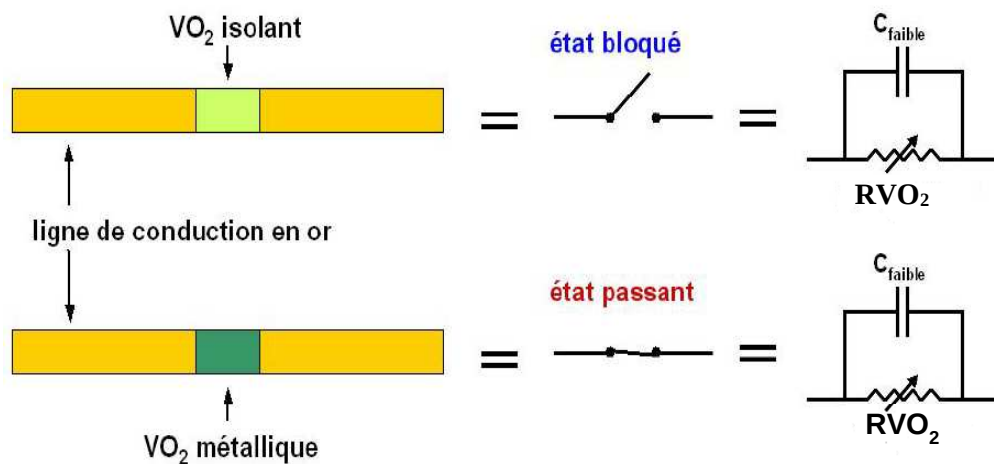


Figure IV-1 : Principe de fonctionnement d'un commutateur à base de VO_2 [2] .

La transition métal-insulant peut être déclenchée thermiquement ou électriquement. La **Figure IV-2** présente la variation de la résistance DC d'un motif de VO_2 avec une dimension de $20 \times 16 \mu\text{m}^2$ [2] lors d'un cycle de chauffage (25°C à 90°C) et suivi d'un cycle de refroidissement (90°C à 25°C). A température ambiante, le VO_2 est à l'état isolant et présente une résistance DC mesurée de l'ordre de $200 \text{ K}\Omega$, ce qui correspond à un commutateur à l'état OFF. Durant le cycle de chauffage la résistance mesurée diminue progressivement avec la diminution de la résistivité du VO_2 . Au-delà d'une température d'environ 68°C , la résistance du film de VO_2 subit une chute brutale liée à la transition MIT. À 90°C le VO_2 est dans un état métallique et présente une résistance mesurée de l'ordre de 9Ω , ce qui correspond à l'état ON du commutateur. A l'issue du cycle de refroidissement (90°C à 25°C), le matériau retourne à son état initial isolant (forte résistivité).

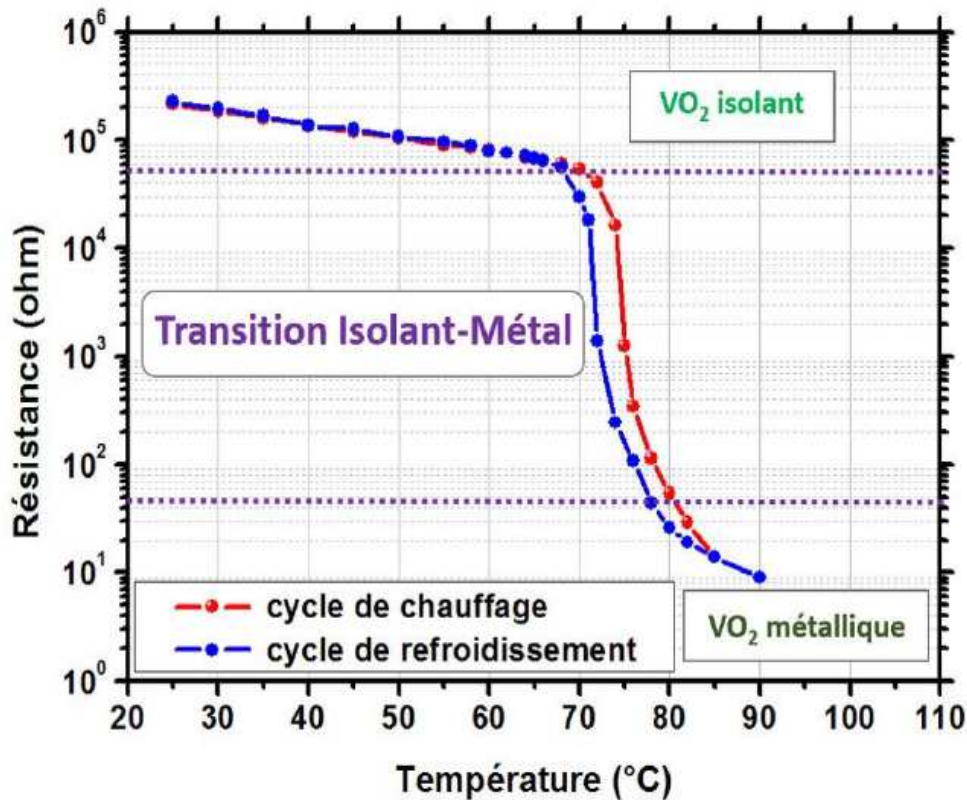


Figure IV-2 : Variation de la résistance DC mesurée du VO₂ en fonction de la température [2] .

L'activation électrique de la transition MIT du VO₂ est effectuée par le passage d'un courant électrique continu ou impulsionnel à travers les deux électrodes métalliques.

La **Figure IV-3** présente une caractéristique typique I-V en mode tension (mode V) obtenue à 25°C pour un dispositif intégrant un motif de VO₂ de dimension 10×16 μm² d'épaisseur 200 nm [2]. À partir de ce graphique, on peut constater que pour une tension appliquée inférieure à 22 V, le VO₂ est à l'état isolant avec une forte résistance. Dans cet état, le courant électrique varie faiblement comme cela peut être observé sur la caractéristique I-V. On peut constater que le commutateur à base de VO₂ présente une transition abrupte d'un état isolant à un état métallique marquée par un saut brutal du courant au-delà d'une tension seuil constante ($V_{th1} \sim 22V$). Pour une tension supérieure à V_{th1} , la résistance du VO₂ continue à diminuer jusqu'à une valeur constante qui correspond à l'état métallique de ce matériau. On peut observer que l'état métallique de VO₂ est représenté sur la caractéristique I-V par une droite qui est la caractéristique d'un comportement ohmique. Lorsque la tension appliquée diminue, le VO₂ subit une transition métal-isolant (phénomène inverse) à une tension seuil $V_{th2} \sim 3V$.



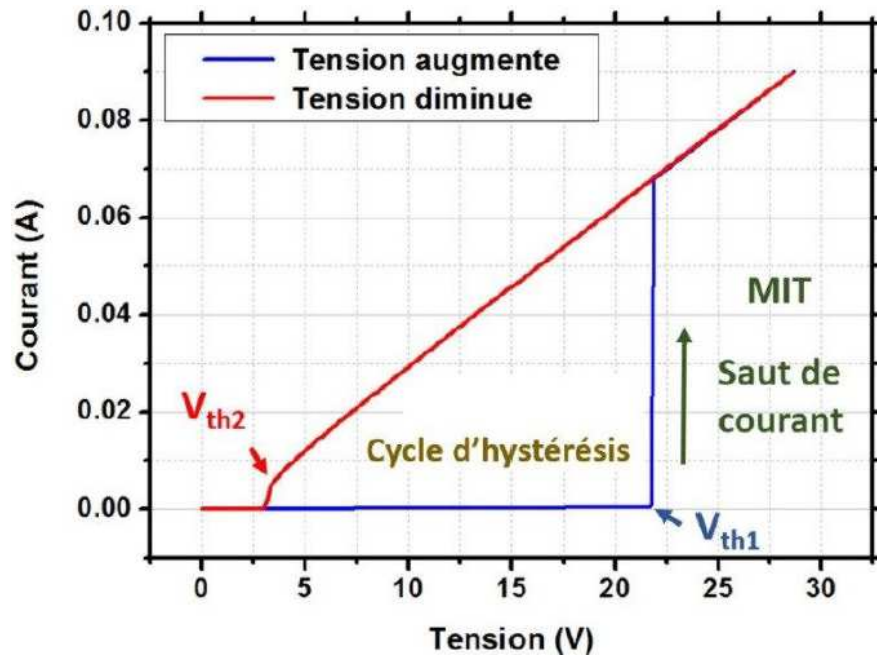


Figure IV-3 : Caractéristiques I-V du commutateur intégrant un motif de VO₂ de dimensions 10*16 μm^2 [2].

Une étude sur l'utilisation de la transition métal-isolant de VO₂ dans les domaines Terahertz (THz) a été développée par Jonathan Leroy en 2013 [3]. L'objectif de cette étude vise à utiliser les propriétés de la transition isolant-métal (MIT) des films de dioxyde de vanadium (VO₂) pour réaliser des dispositifs Terahertz accordables. Les mesures sont réalisées en utilisant la spectroscopie Terahertz dans le domaine temporel THz-TDS (mesures de la transmission d'une onde THz entre une antenne émettrice et une antenne de réception). La **Figure IV-4** présente les courbes de la transmission THz d'un film mince de VO₂ de 100 nm d'épaisseur pour différentes températures comprises entre 20 et 100°C [3]. A température ambiante 20°C la transmission est élevée sur toute la bande de fréquence THz étudiée, ce qui correspond à l'état isolant de VO₂. A 95°C la transmission diminue sur toute la plage fréquentielle et le matériau est à l'état métallique. Cette diminution est due au fait que le VO₂ dans cet état doit absorber ou réfléchir une grande partie des ondes THz. On peut observer aussi que la variation de l'amplitude du signal THz transmis se produit entre 55 et 72°C.



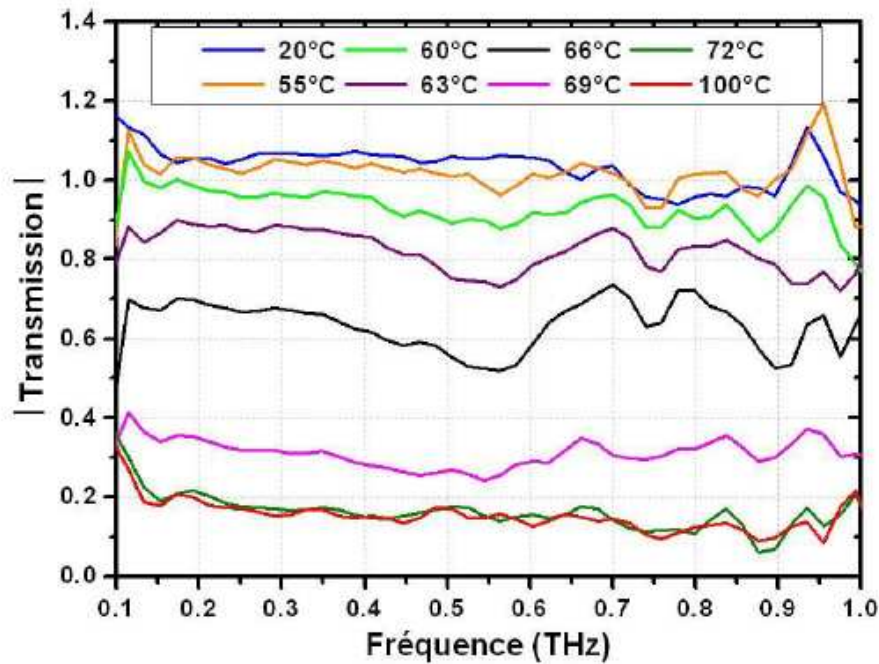


Figure IV-4 : L'évolution avec la température de l'amplitude de la transmission THz d'un film de VO₂ de 100 nm d'épaisseur.

III. Conception et simulation d'un commutateur large bande

III.1- Commutateur SPST

III.1.1- Conception de la structure

Nous nous sommes basés sur ces travaux pour concevoir des commutateurs SPST (2T) en configuration coplanaire à base de dioxyde de vanadium (VO₂). Dans cette étude, l'objectifs ont été visées comme la miniaturisation des dispositifs et la montée en fréquence. Les dispositifs que l'on veut concevoir sont des commutateurs simples composés de deux lignes de transmission, connectées entre elles par une couche mince de VO₂.

La conception de ce commutateur RF est effectuée à l'aide du logiciel de simulations électromagnétiques par la méthode des moments ADS-MOMENTUM. Le logiciel LineCalc nous permet de calculer les dimensions transversales de la ligne coplanaire qui permettent d'assurer l'adaptation de la ligne coplanaire (CPW). La largeur de la ligne de transmission centrale (W) et le gap (G) qui sépare la ligne centrale de la masse sont ajustées pour obtenir une ligne de 50 Ohms. La **Figure IV-5.a** présente une vue en 3D de la structure du commutateur à deux terminaux à base de dioxyde de vanadium (VO₂). Sur la **Figure IV-5.b** nous présentons en coupe transversale l'empilement des différentes couches constituant notre dispositif. Nous utilisons



dans cette étude, une couche mince de VO₂ d'épaisseur 200 nm déposée sur un substrat de saphir de 500 μm avec deux lignes de transmission RF en or (Au) de 400 nm d'épaisseur qui forment la ligne centrale et le guide d'onde coplanaire. Les dimensions optimales de la cellule sont reportées dans le *Tableau IV-1*.

W_1 (μm)	G_1 (μm)	W_2 (μm)	G_2 (μm)	Dimensions motif VO ₂ (μm^2)	Zone active (μm^2)	Dimensions globales (μm^2)
30	15	20	10	10 $\times$ 18	2 $\times$ 10	200 $\times$ 300

Tableau IV-1 : Les dimensions de la structure du commutateur.

Avec W_1 est la distance entre l'accès RF et la ligne de masse, W_2 la distance entre la ligne centrale et la ligne de masse, G_1 est la longueur du gap qui sépare l'accès RF et la ligne de masse et G_2 le gap qui sépare la ligne centrale et la ligne de masse.

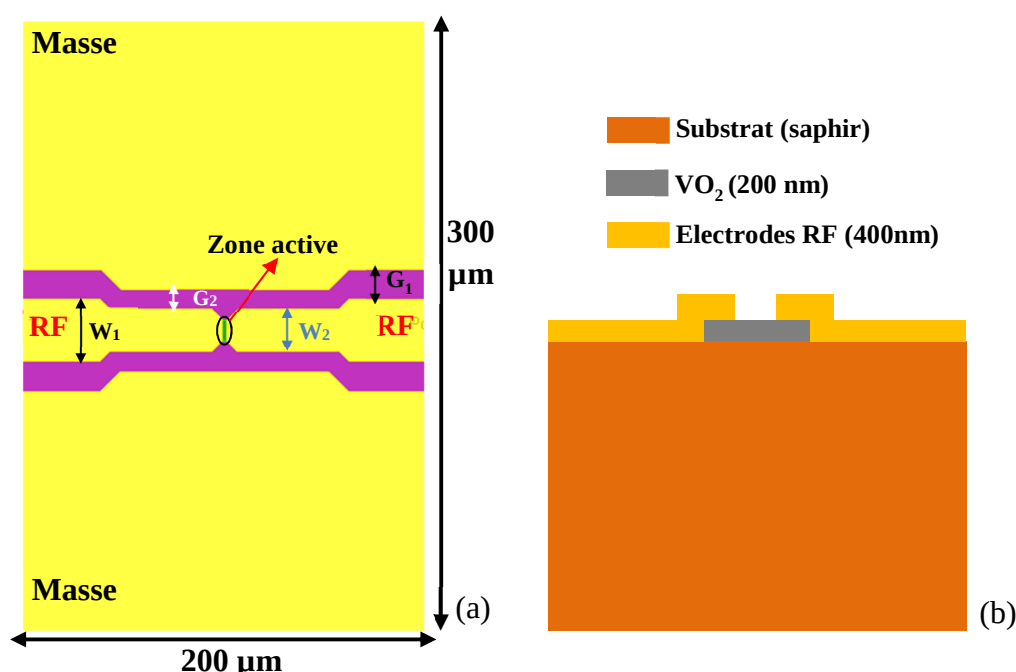


Figure IV-5 : (a) Vue en 3D de la structure du commutateur conçu avec le logiciel ADS-Momentum, (b) coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches.

III.1.2- Simulation EM

Les performances du commutateur dans les deux états (ON et OFF) simulées à l'aide du logiciel ADS-MOMENTUM sur la bande DC – 220 GHz. Les valeurs de la conductivité du film de VO₂ dans les deux états (isolant-métallique) utilisés lors de cette simulation ont été déterminées par la méthode de mesure quatre pointes sur un dépôt de 200 nm d'épaisseur (**Annexe I**). À l'état isolant le VO₂ présente une conductivité de l'ordre de 12,5 S.m⁻¹ et à l'état métallique une conductivité de de 3,5 $\times 10^5$ S.m⁻¹.

La **Figure IV-6** présente les paramètres de transmission et réflexion (S_{11} et S_{21}) simulés entre 100 MHz-220 GHz à l'état ON du commutateur (VO_2 à l'état métallique). A cet état le commutateur présente des pertes d'insertions simulées de l'ordre de 0,6 dB jusqu'à 220 GHz. Ces faibles pertes d'insertion sont obtenues grâce aux petites dimensions des lignes de transmission et à la petite taille de la zone active ($2 \times 10 \mu\text{m}^2$).

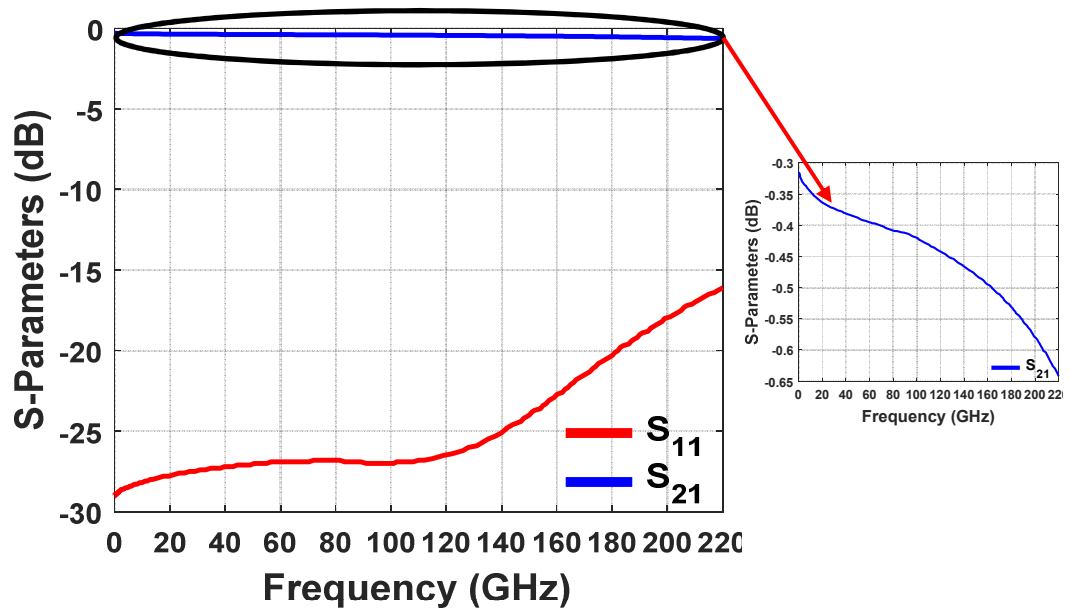


Figure IV-6 : Les paramètres-S simulés à l'état ON du commutateur.

La **Figure IV-7** présente les paramètres S (S_{11} et S_{21}) simulés à l'état isolant (état OFF). Dans cet état, le commutateur a une isolation de l'ordre de 13 dB jusqu'à 220 GHz et on peut observer que le commutateur à un fort niveau d'isolation sur toute la bande de fréquence.



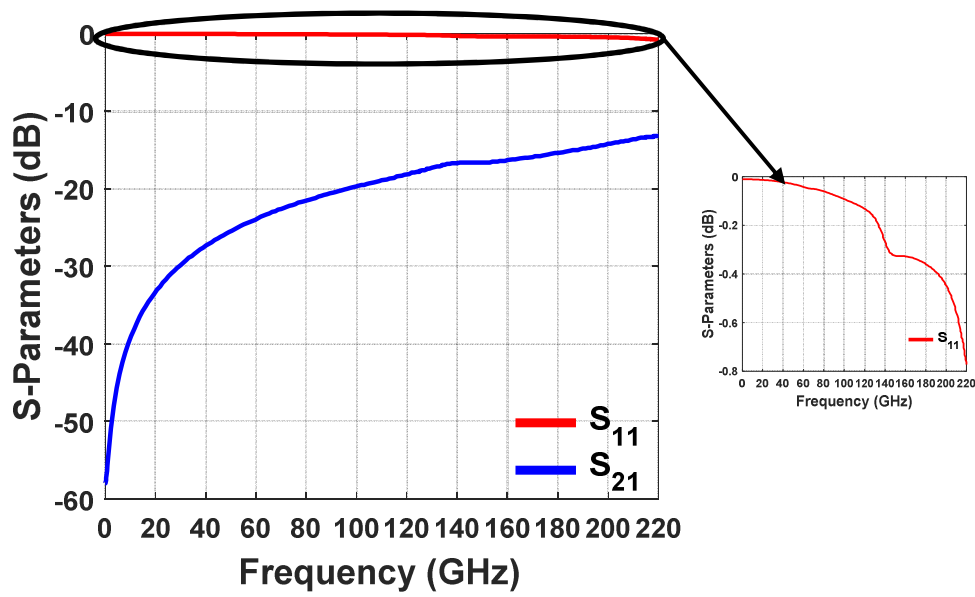


Figure IV-7 : Les paramètres-S simulés à l'état OFF du commutateur.

A partir du modèle électrique présenté dans la **Figure IV-8**, nous avons identifié les performances électriques du commutateur dans les deux états. Le motif du VO₂ est modélisé par une résistance variable (R_{on} ou R_{off} selon l'état du VO₂) reliée en parallèle avec une capacité C_{off} . Les pertes des lignes de transmissions sont modélisées par une résistance de 1 Ω en série avec une inductance L de 1 pH. En adaptant les paramètres du modèle électrique avec les valeurs des paramètres S simulées, nous avons pu estimer les valeurs de la capacité à l'état OFF C_{off} et la résistance R_{on} à l'état ON à 2 fF et 5 Ω respectivement. Ces valeurs correspondent à un facteur de mérite $FOM = R_{on} \times C_{off}$ de l'ordre de 10 fs.



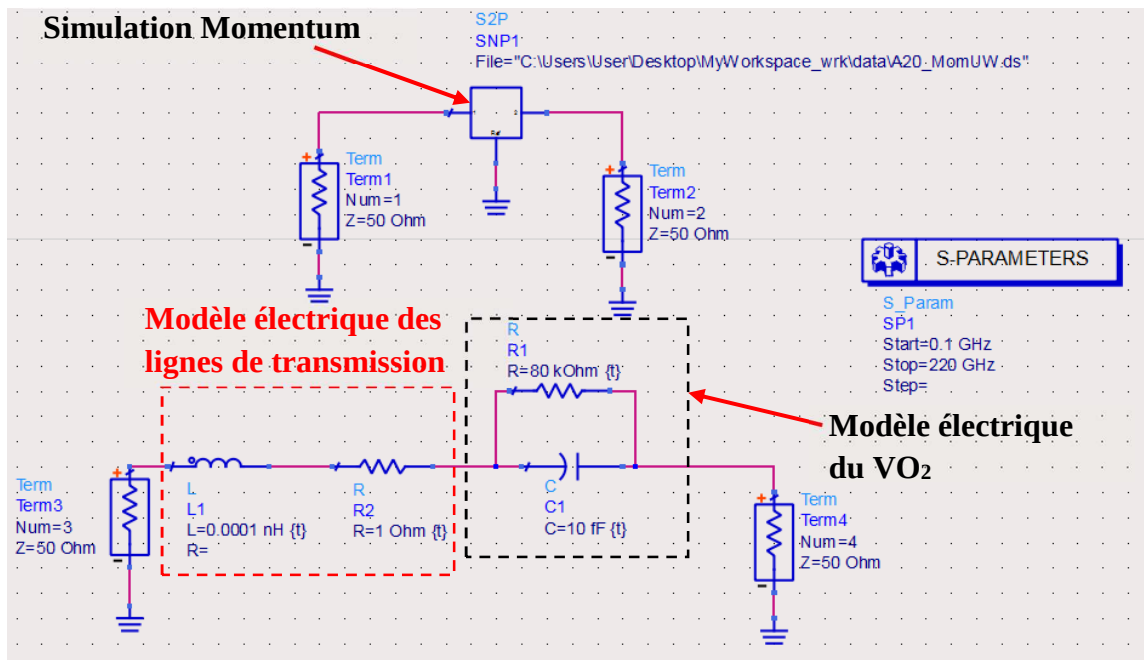


Figure IV-8 : Modèle utilisé pour déterminer les performances électriques du R_{on} et C_{off} du commutateur.

Dans un deuxième temps, nous avons simulé deux autres structures de commutateur pour montrer l'influence de la largeur de ligne centrale (W_2) sur les performances dans les deux états. Les dimensions utilisées pour la conception de ces deux structures sont présentées dans le *Tableau IV-2* ci-dessous.

Structure 1					Structure 2				
W_1 (μm)	G_1 (μm)	W_2 (μm)	G_2 (μm)	Zone active (μm^2)	W_1 (μm)	G_1 (μm)	W_2 (μm)	G_2 (μm)	Zone active (μm^2)
20	10	10	5	2×10	50	24	40	19	2×10

Tableau IV-2 : Les dimensions utilisées pour la conception des structures de commutateur.

A titre d'exemple, nous présentons les simulations des paramètres S d'un commutateur RF intégrant un motif de VO_2 pour les deux cas ($W_2 = 10 \mu\text{m}$ et $W_2 = 40 \mu\text{m}$).

Comme on peut observer sur la **Figure IV-9.a** que le niveau d'adaptation du commutateur se dégrade de manière significative lorsque la largeur de ligne centrale augmente. Ainsi le niveau d'isolation à l'état isolant (état OFF) passe de 18 dB jusqu'à 220 GHz pour $W_2 = 10 \mu\text{m}$ à 8 dB pour $W_2 = 40 \mu\text{m}$ (**Figure IV-9.b**).

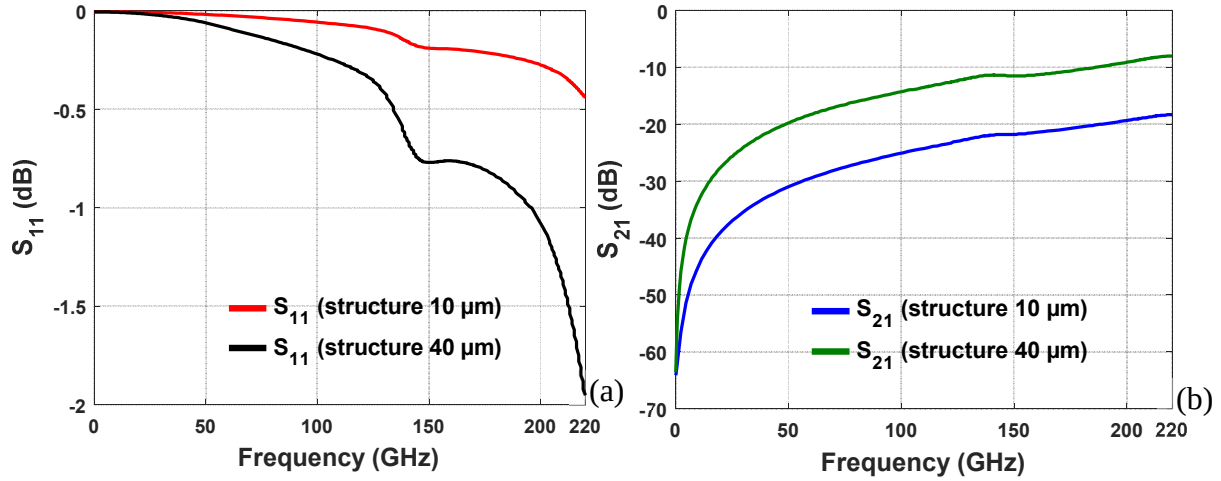


Figure IV-9 : Les résultats des simulations pour les structures 10 et 40 μm à l'état OFF du commutateur (VO₂ à l'état isolant), (a) S_{11} , (b) S_{21} .

Cependant à l'état métallique les pertes d'insertion passent de 0,6 dB jusqu'à 220 GHz pour $W_2 = 10 \mu\text{m}$ à 1 dB pour $W_2 = 40 \mu\text{m}$ (**Figure IV-10.b**). Théoriquement, le facteur de mérite $R_{\text{on}} \times C_{\text{off}}$ est constant, ce qui est facilement observable aux basses fréquences sur les simulations : le switch 40 μm a des pertes plus faibles et une isolation moindre que le switch 10 μm. Aux hautes fréquences ($\gg 100$ GHz) les petites dimensions du switch 10 μm permettent de préserver l'adaptation, ce qui montre tout l'intérêt des matériaux à transition de phase pour les switch millimétriques. Leur facilité d'intégration est un atout considérable pour la réalisation de circuits actifs hautes fréquences.

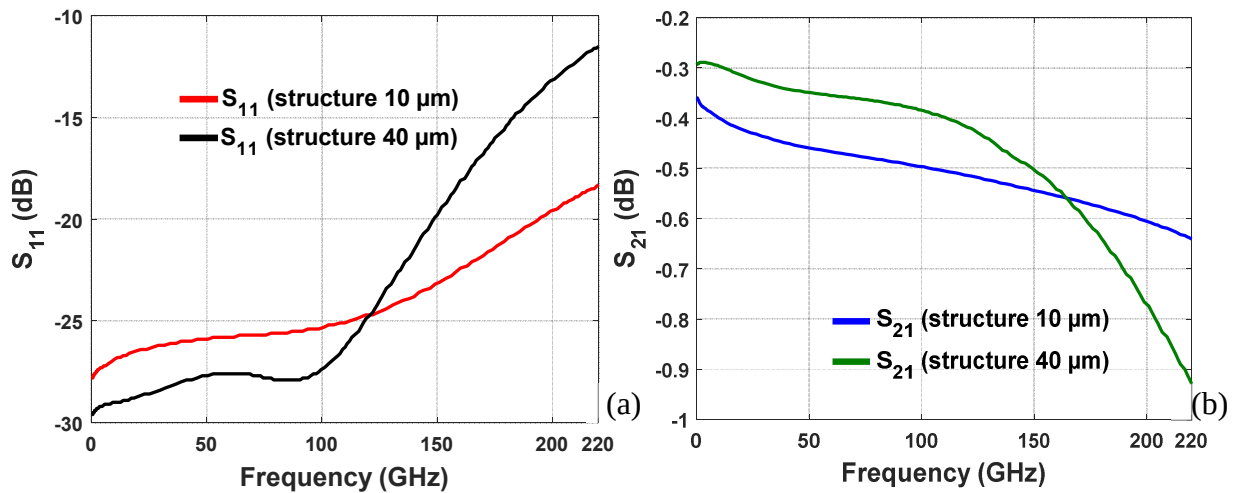


Figure IV-10 : Les résultats des simulations pour les structures 10 et 40 μm à l'état ON du commutateur (VO₂ à l'état métallique), (a) S_{11} , (b) S_{21} .



En utilisant le modèle électrique équivalent d'un switch à base du VO₂ présenté dans la **Figure IV-8**, nous avons calculé les R_{on} et C_{off} pour les deux structures. Les valeurs de R_{on} et C_{off} sont reportés dans le *Tableau IV-3*.

Structure 1		Structure 2	
R _{on} (Ω)	C _{off} (fF)	R _{on} (Ω)	C _{off} (fF)
~4	~1,3	8	5,5

Tableau IV-3 : Les performances électriques pour les deux structures simulées dans les deux états ON et OFF

III.6- Commutateur série-parallèle

III.2.1- Conception de la structure

Dans ce paragraphe nous allons utiliser la structure du commutateur simple présenté sur la **Figure IV-5** pour la conception d'un commutateur série-parallèle suivant le même principe décrit précédemment dans ce manuscrit. La **Figure IV-11.a** présente une vue en 3D de la structure du commutateur série-parallèle conçue sur Momentum qui est formé d'un commutateur SPST en série suivi par deux switch en parallèles. Les dimensions de la structure du commutateur sont présentées dans le *Tableau IV-1* ci-dessus. Pour les deux commutateurs en parallèle l'électrode RF à une largeur de 10 μm et longueur de 4 μm.

La **Figure IV-11.b** présente la coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches.



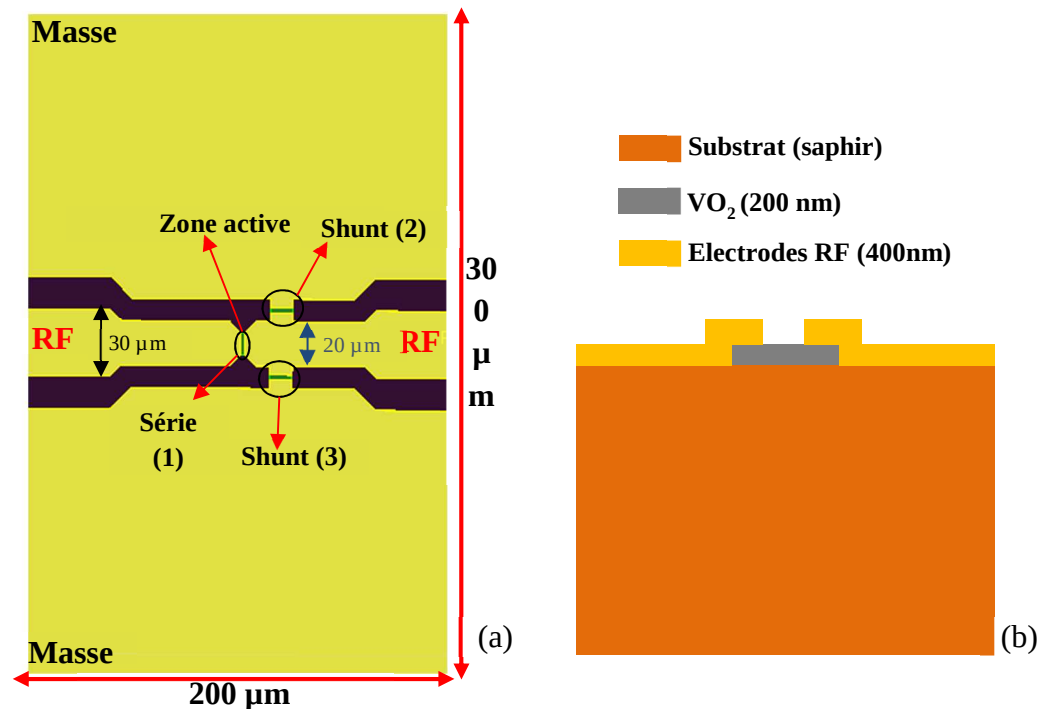


Figure IV-11 : (a) Vue en 3D de la structure du commutateur série-parallèle conçu avec le logiciel ADS-Momentum, (b) coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches.

III.2.2- Simulations Electromagnétiques

La **Figure IV-12** présente les paramètres S (S_{11} et S_{21}) simulés à l'état OFF du commutateur série-parallèle. Dans cet état, le commutateur série est à l'état OFF (VO₂ à l'état isolant) et les commutateurs parallèles sont à l'état ON (VO₂ à l'état métallique). Ce dispositif présente un niveau d'isolation très élevé de l'ordre de 31 dB jusqu'à 220 GHz. Grâce ce montage, nous avons réussi à améliorer fortement les performances du commutateur SPST à l'état OFF (31 dB à 220 GHz au lieu de 13 dB).

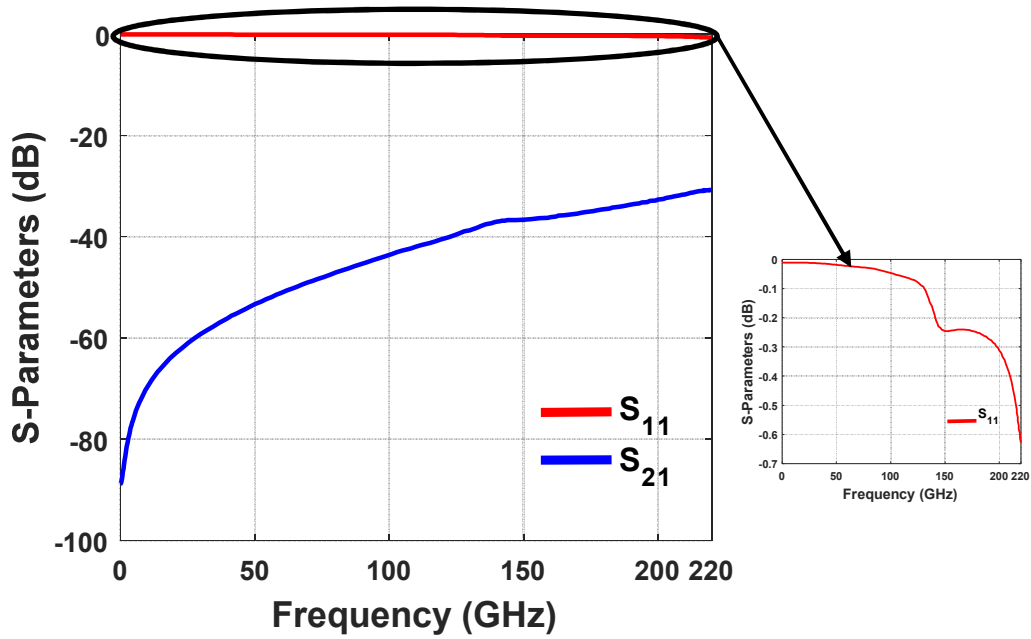


Figure IV-12 : Les paramètres-S simulés à l'état OFF du commutateur série-parallèle.

La **Figure IV-13** présente les paramètres de transmission et réflexion (S_{11} et S_{21}) simulés à l'état ON pour le cas où le commutateur série est à l'état ON (VO_2 à l'état métallique) et les deux parallèles sont à l'état OFF (VO_2 à l'état isolant). Le commutateur présente de faibles pertes d'insertion de l'ordre de 0.6 dB jusqu'à 220 GHz, ce qui est comparable aux pertes obtenues sur le switch série seul.

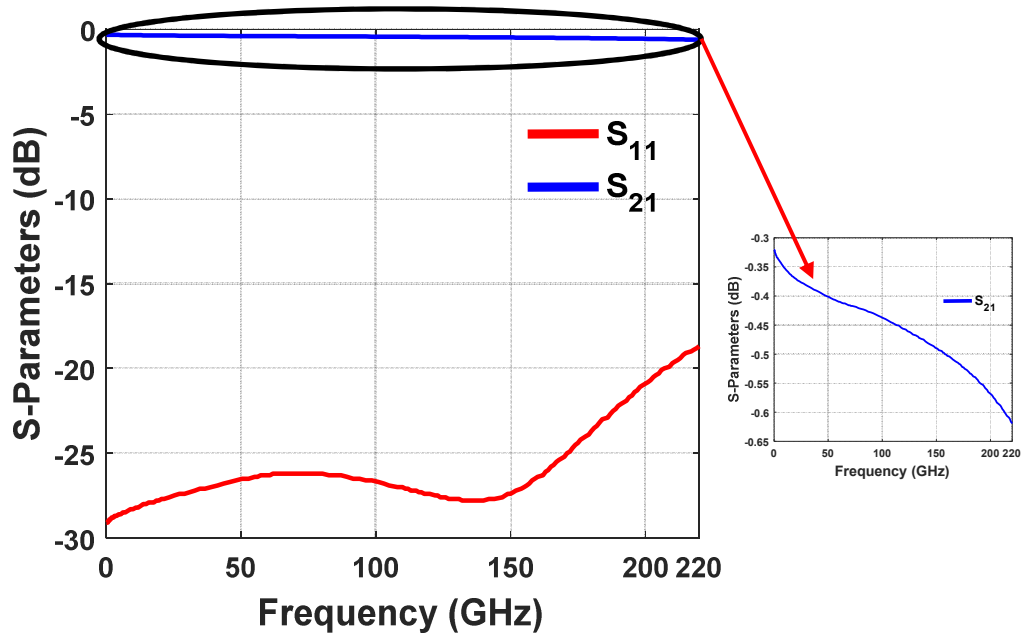


Figure IV-13 : Les paramètres-S simulés à l'état ON du commutateur série-parallèle.



IV. Mesures du commutateur simple intégrant un film mince de VO₂

IV.1- Réalisation du commutateur

La **Figure IV-14.a** présente une photographie prise par microscopie optique du commutateur réalisé. Les différentes dimensions de cette structure de commutateur sont présentées sur la **Figure IV-5** de ce chapitre. L'espacement entre les deux électrodes RF correspond à une longueur de 10 μm et une largeur de 2 μm .

La **Figure IV-14.b** présente la coupe transversale de la structure du commutateur montrant l'empilement des couches. Nous rappelons ici, que la fabrication du dispositif commence par le dépôt d'un film mince de VO₂ de 200 nm d'épaisseur sur un substrat de saphir par évaporation par faisceau d'électrons. Sur ces motifs, les électrodes métalliques en Ti/Au (10 /400 nm) sont déposées puis gravées en utilisant la technique lift-off.

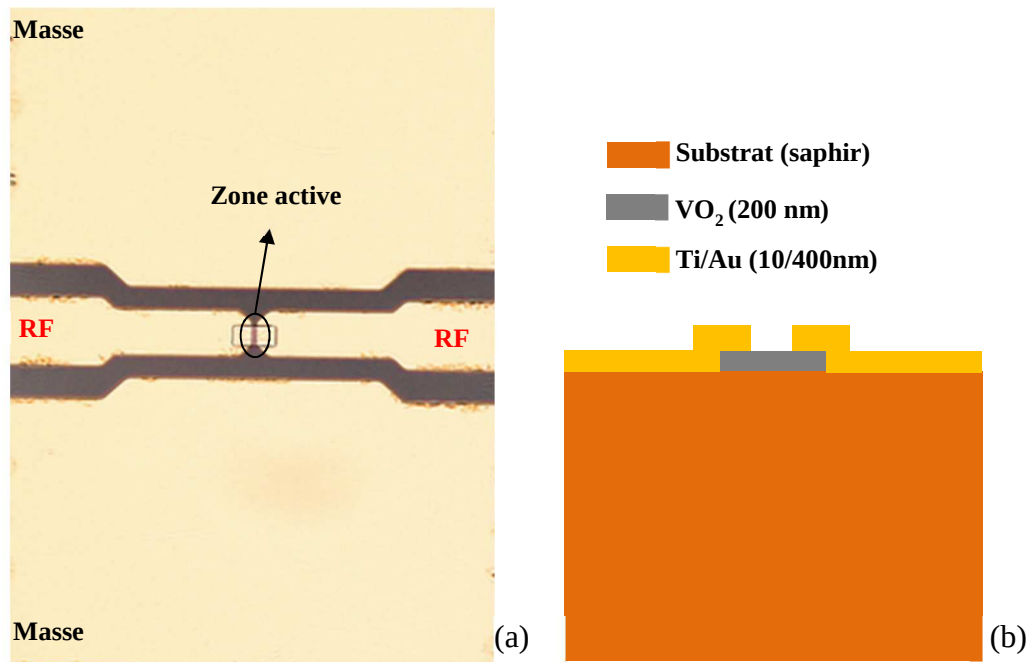


Figure IV-14 : (a) Photographie prise par microscopie optique du commutateur réalisé, (b) coupe transversale de la structure montrant l'empilement des couches.



IV.2- Mesures des paramètres S

VI.2.1- Activation thermique de la transition MIT

Les commutateurs ont été mesurés autour de la transition métal-isolant (MIT) du VO₂ par les mesures des paramètres S (S_{11} et S_{21}) dans les deux états. Ces mesures sont effectuées sur différentes bandes des fréquences : 100 MHz - 70 GHz, 75 - 110 GHz, 110 - 170 GHz et 140 - 220 GHz. Nous avons utilisé un banc de mesure hyperfréquence représenté sur la **Figure IV-15**. Ce banc de mesure comprend un analyseur de réseau vectoriel Agilent PNAX qui peut être connecté à une paire de convertisseurs millimétriques HPW85104A et une sortie en guide WR 10 pour la bande 75-110, WR 7 pour la bande 110-170 et WR 5 pour la bande 140-220 GHz. Les mesures réalisées nous donnent accès aux paramètres S (réflexion et transmission) du dispositif sous test (DUT) par l'utilisation des pointes RF GSG (Ground Signal Ground) qui sont reliées à la sortie des guides ou du câble coaxial pour les fréquences plus basses. La température du film de VO₂ est contrôlée à l'aide d'un dispositif chauffant Peltier. Une alimentation DC de type **PLH120P** est également utilisée pour chauffer le VO₂ par l'application des tensions électriques directes à travers les lignes de transmissions. Cette source est reliée aux pointes RF à travers un Té de polarisation qui permet le couplage du signal RF et du signal continu (la tension appliquée par le générateur). Avant de réaliser les mesures, il est obligatoire d'effectuer un étalonnage de type TRL (Thru Reflect, Line) pour calibrer les pointes RF et corriger les erreurs de mesure dues aux câbles et aux connectiques et conserver les contributions du dispositif seul.



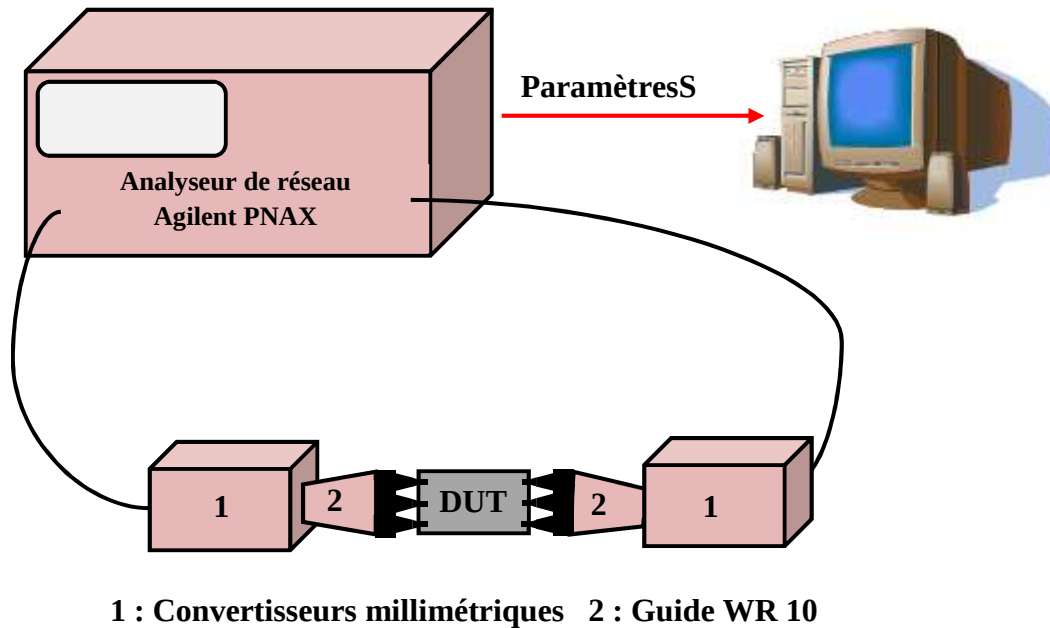


Figure IV-15 : Schéma de banc de mesure hyperfréquence utilisé.

Les premières mesures ont été réalisées sur la bande de fréquence 100 MHz-70 GHz, en utilisant des pointes RF GSG infini Microtech avec un pitch de 125 μm (distance entre Signal et Ground). Dans un premier temps nous avons appliqué un cycle de chauffage (de 25°C à 90°C) suivi d'un cycle de refroidissement (de 90°C à 25°C), en utilisant l'élément Peltier. A la température ambiante $\sim 25^\circ\text{C}$ le VO_2 se trouve à l'état isolant présentant une forte résistivité et le commutateur est à l'état OFF. La **Figure IV-16** présente les paramètres de réflexion et transmission (S_{11} et S_{21}) mesurés et simulés du commutateur l'état OFF. A cet état le commutateur présente une bonne isolation mesurée de l'ordre de 22 dB jusqu'à 70 GHz. Le résultat de la simulation électromagnétique entre le continu et 70 GHz montre une bonne concordance avec la mesure du commutateur à l'état OFF.



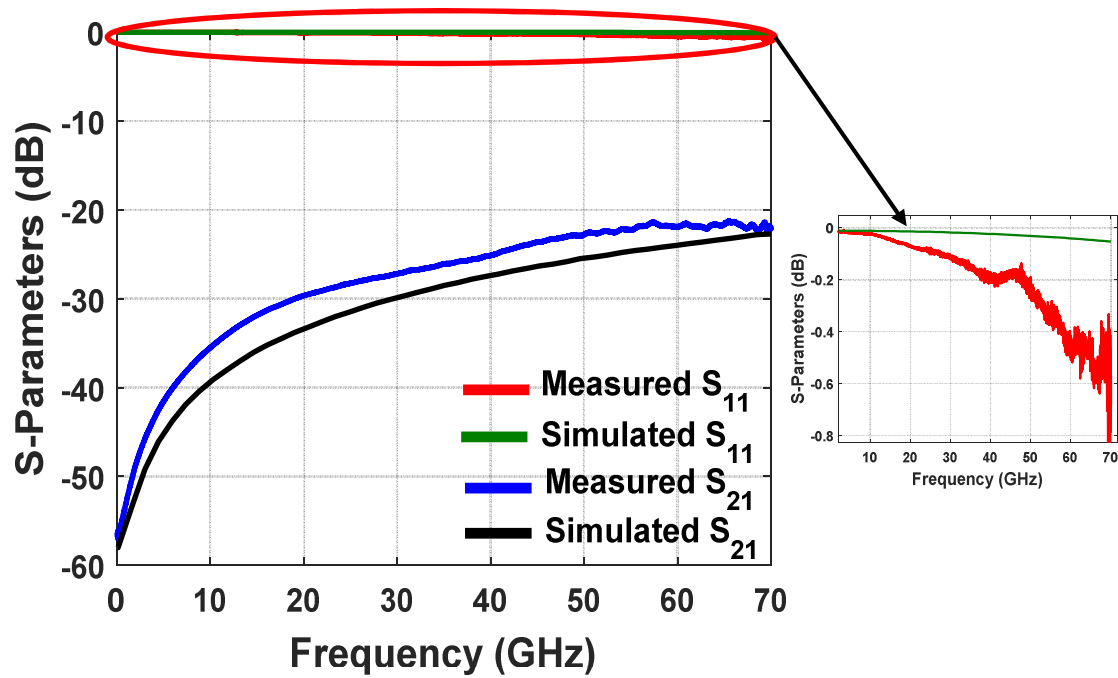


Figure IV-16 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état OFF du commutateur sur la bande de fréquence 100MHz z- 70GHz.

La transition Metal Isolant est déclenchée à partir d'une température d'environ 68°C, le VO₂ passe alors dans son état métallique et le commutateur est à l'état ON. Afin de réduire le plus possible la valeur de la résistance du VO₂, nous avons continué à le chauffer jusqu'à 90°C. La **Figure IV-17** présente les paramètres S (S_{11} et S_{21}) mesurés et simulés à l'état ON du commutateur. Dans cet état, le commutateur présente de faibles pertes d'insertion de l'ordre de 0,7 dB jusqu'à 67 GHz. Le graphique ci-dessous montre qu'on a une différence entre le niveau de pertes d'insertions mesuré et simulé. La métallisation des lignes est de faible épaisseur, ce qui peut expliquer le niveau de pertes relativement élevé.



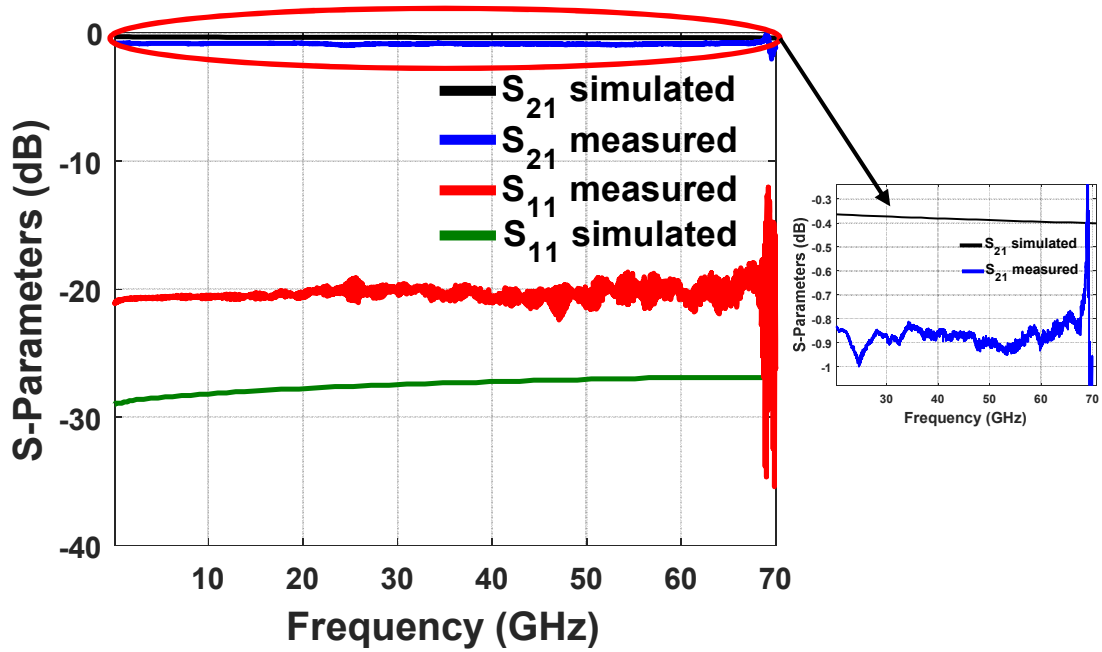


Figure IV-17 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés (Peltier) et simulés à l'état ON du commutateur sur la bande de fréquence 100MHz - 70GHz.

Après le cycle de refroidissement (de 90 à 25°C) le VO_2 retourne à son état isolant et le commutateur est à l'état OFF. La **Figure IV-18** présente les paramètres S (S_{11} et S_{21}) mesurés après le cycle de refroidissement. A cet état, le commutateur a un niveau d'isolation de l'ordre de 20 dB jusqu'à 70 GHz.

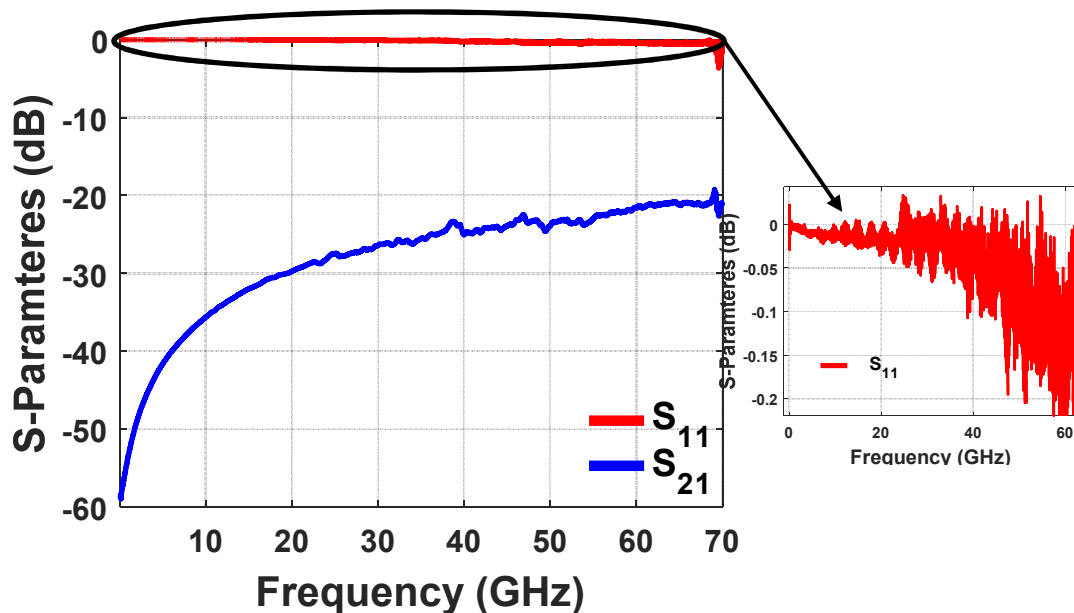


Figure IV-18 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés sur la bande de fréquence 100 MHz – 70 GHz après le cycle de refroidissement du VO_2 .

Ensuite, nous avons effectué les mesures dans la plage 110 – 170 GHz en utilisant le même type de pointes RF (Microtech infinity) avec un pitch de 50 μm . La **Figure IV-19** présente les paramètres de réflexion et transmission (S_{11} et S_{21}) mesurés ($\sim 25^\circ\text{C}$) et simulés du commutateur l'état OFF. A cet état le commutateur a une isolation mesurée jusqu'à 170 GHz de l'ordre de 15,5 dB. Le graphique ci-dessous montre qu'on a une bonne concordance entre les résultats des mesures et simulations à l'état OFF du commutateur.

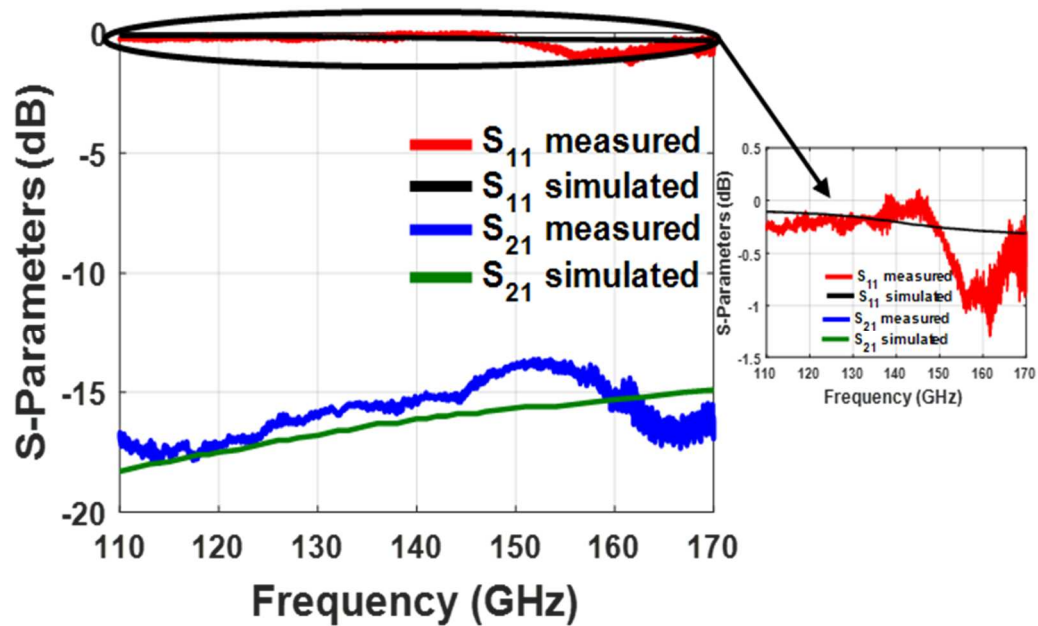


Figure IV-19 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état OFF du commutateur sur la bande de fréquence 110 - 170GHz.

A 90°C , le VO_2 passe à l'état métallique présentant une faible résistivité (état ON du commutateur). Les pertes d'insertion mesurées sont d'environ 0,8 dB jusqu'à 170 GHz (**Figure IV-20**).



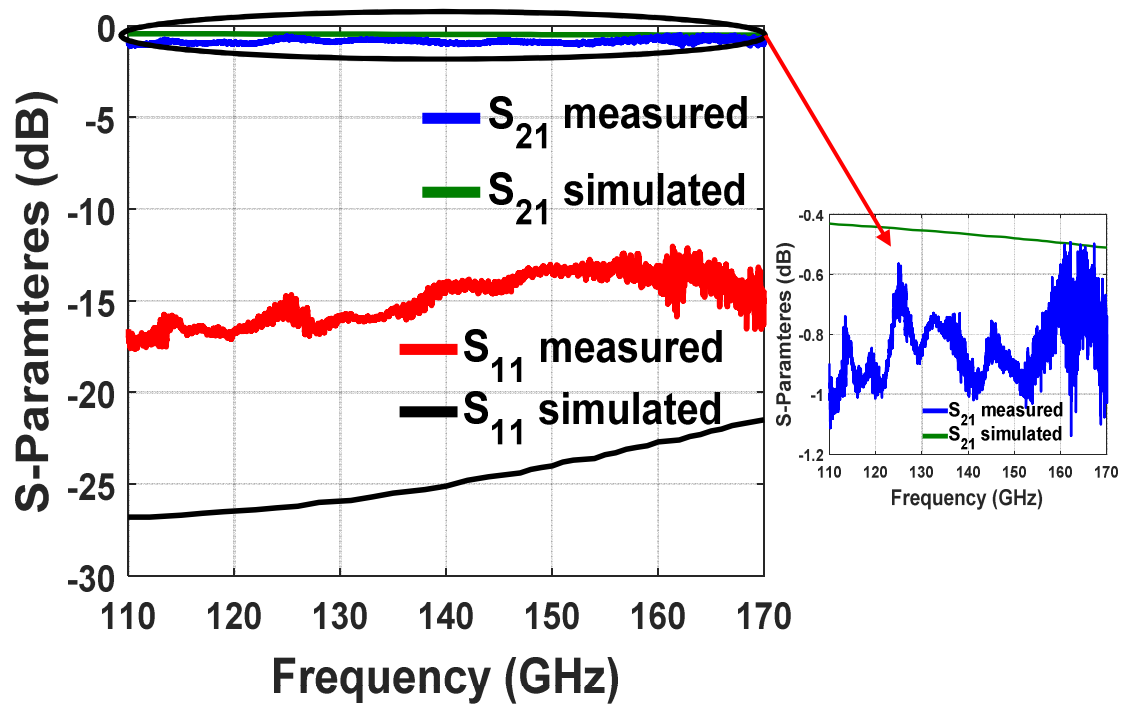


Figure IV-20 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état ON du commutateur sur la bande de fréquence 110 - 170GHz.

VI.2.2- Activation électrique de la transition MIT

Après avoir étudié la transition MIT dans les dispositifs à deux terminaux à base de films VO_2 en mode thermique, nous allons mettre en évidence le déclenchement électrique de cette dernière par l'application d'un courant dans le matériau, à travers d'électrodes métalliques placées sur le film (**Figure IV-21**).



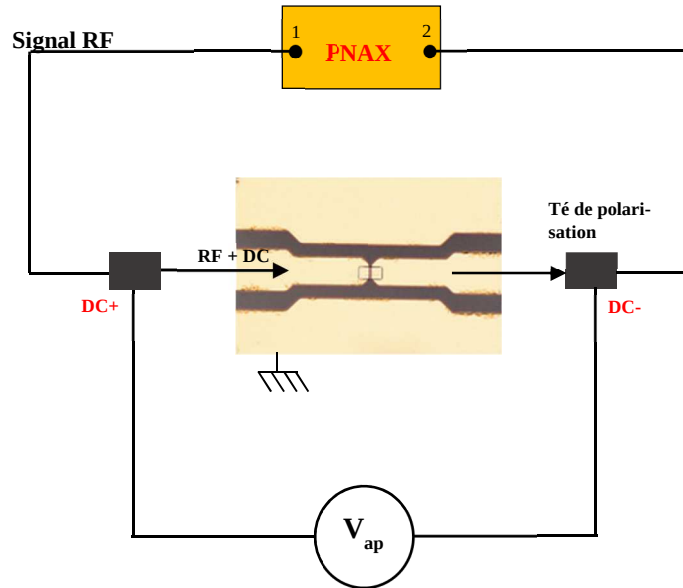


Figure IV-21 : le modèle utilisé pour appliquer la tension électrique à travers les lignes de transmissions.

Dans cette configuration, le film de Dioxyde de Vanadium (VO_2) passe à l'état conducteur pour une tension appliquée de 15 V qui correspond à un courant électrique de 16 mA. A 42 V (courant électrique de 43 mA), la résistance devient plus faible, ce qui correspond à l'état métallique (faible résistif).

La **Figure IV-22** présente les paramètres S (S_{11} et S_{21}) mesurés et simulés à l'état ON du commutateur. À cet état le commutateur présente une perte d'insertion mesurée de l'ordre de 1,8 dB jusqu'à 70 GHz. La différence entre le niveau de perte d'insertion mesuré et simulé est due aux fautes que le matériau n'est pas bien métallisé par la tension appliquée. Ce problème est lié aux pertes engendrées par les câbles reliant la source DC au Té de polarisation, c'est-à-dire qu'il y a une partie de la tension appliquée par la source DC est perdue dans ces câbles.



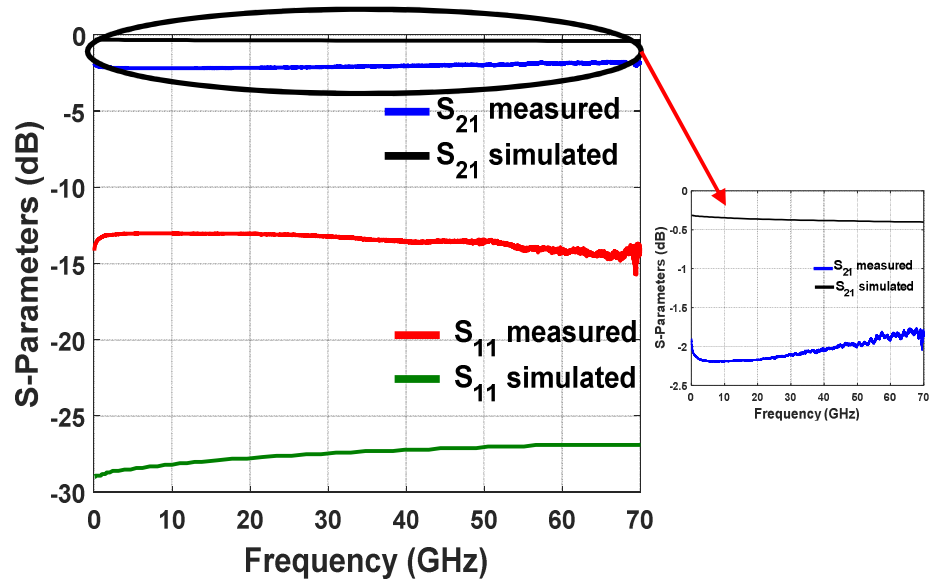


Figure IV-22: Les paramètres de transmission et réflexion mesurés (source de tension) et simulés à l'état ON du commutateur sur la bande de fréquence 100MHz - 70GHz.

Lorsque la tension diminue, le VO₂ retourne à son état initial isolant, le commutateur est à l'état OFF. Ainsi que le niveau d'isolation mesuré de l'ordre de 20 dB jusqu'à 70 GHz (Figure IV-23).

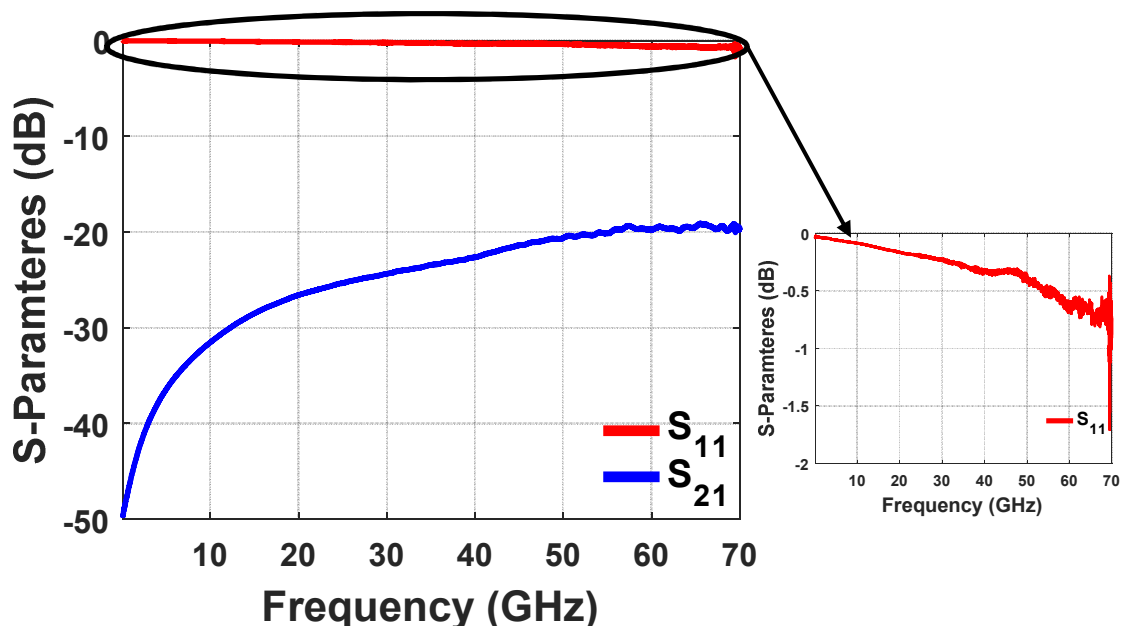


Figure IV-23: Les paramètres de transmission et réflexion mesurés sur la bande de fréquence 100 MHz – 70 GHz après l'application du tension (refroidissement).



V. Commutateur série-parallèle

V.1- Réalisation du commutateur

Dans un deuxième temps, la même brique de base a été utilisée dans un montage série-parallèle afin d'améliorer ses performances à l'état OFF. Sur la **Figure IV-24.a** nous présentons une photographie prise par microscopie optique du commutateur série-parallèle réalisé, ainsi qu'une coupe transversale montrant l'empilement des couches est montrée sur la **Figure IV-24.b**.

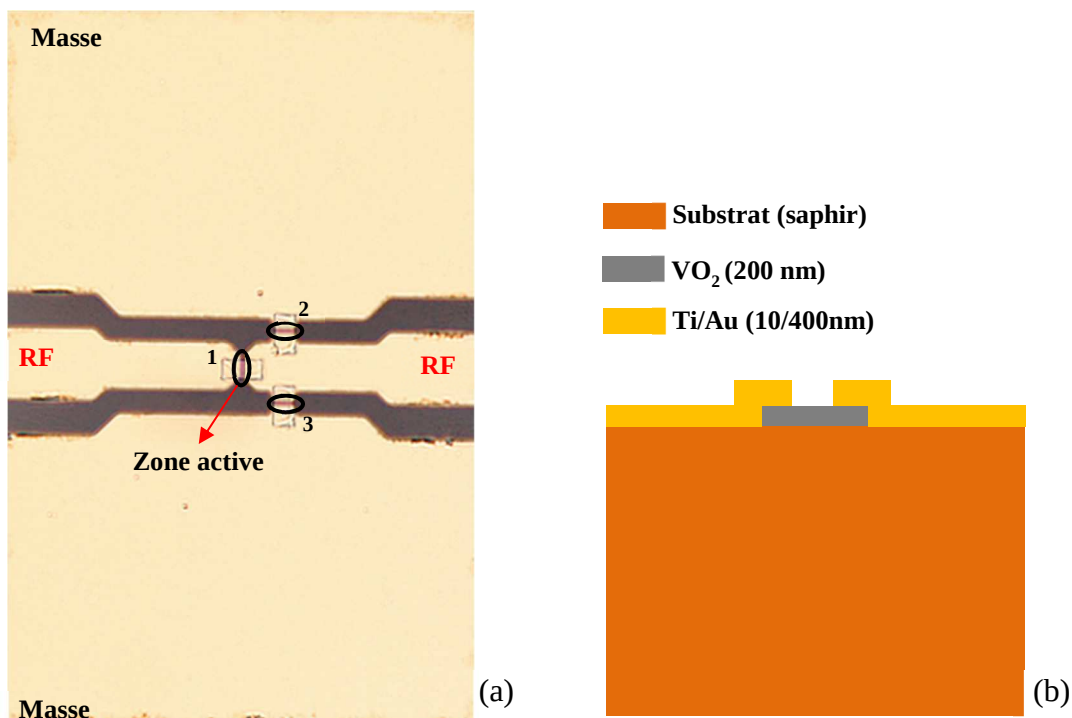


Figure IV-24 : (a) Photographie prise par microscopie optique du commutateur série-parallèle réalisé, (b) coupe transversale de la structure montrant l'empilement des couches.

V.2- Mesures des paramètres S

Les paramètres S mesurés et simulés sont présentés sur la **Figure IV-25** dans la configuration où les trois commutateurs sont à l'état OFF (état isolant). Dans cet état le commutateur série-parallèle présente un niveau d'isolation de l'ordre de 14 dB jusqu'à 70 GHz.



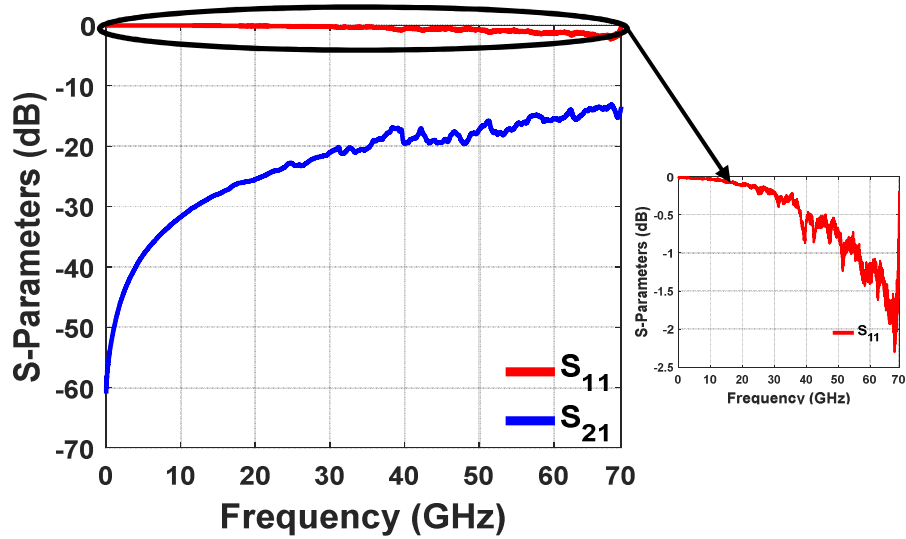


Figure IV-25 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés à l'état où les trois commutateurs sont à l'état OFF (VO_2 à l'état isolant) sur la bande de fréquence 100 MHz – 70 GHz.

Ensuite nous avons pu déterminer les performances du dispositif à l'état ON en appliquant un courant électrique dans le matériau par l'intermédiaire des deux électrodes métalliques et des deux Tés de polarisation de l'analyseur. Dans cet état le commutateur 1 est à l'état ON et les commutateurs 2 et 3 sont à l'état OFF. Avec un courant électrique d'environ 43 mA, les pertes d'insertion mesurées sont de l'ordre de 1 dB jusqu'à 70 GHz (**Figure IV-26**).

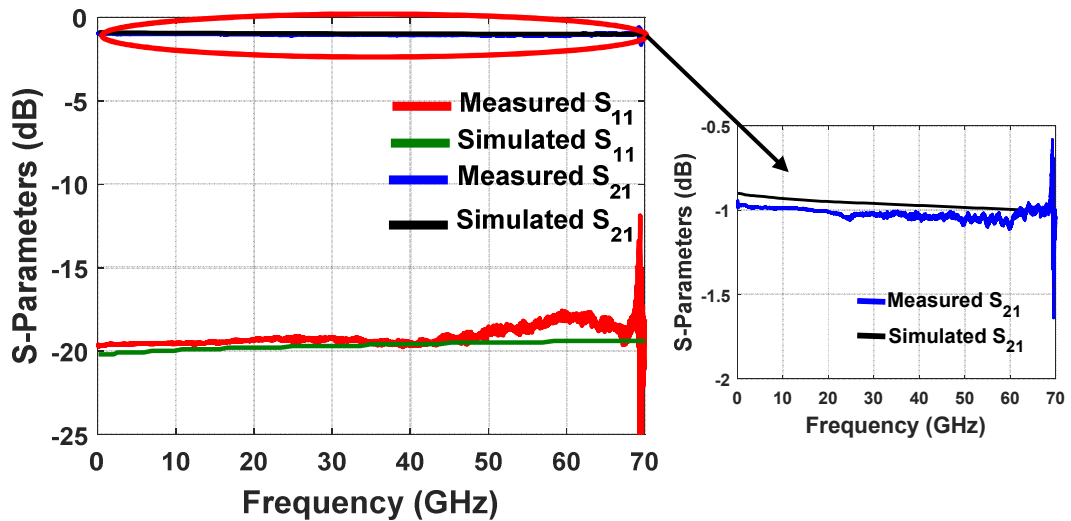


Figure IV-26 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état ON du commutateur série-parallèle sur la bande de fréquence 100 MHz – 70 GHz.

Pour faire passer le dispositif à l'état OFF, nous avons tout d'abord placé l'échantillon sur un élément chauffant Peltier pour faire varier la température (de 25°C à 90°C), tout en injectant un courant à travers des Tés de polarisation DC dans le circuit pour déclencher la transition MIT dans les deux commutateurs parallèles. Dans ce cas il faut que les deux Tés de



polarisation soient reliés à la sortie positif (+) de la source DC. Dans cet état, le commutateur 1 est à l'état OFF et les deux commutateurs 2 et 3 sont à l'état ON. A la fin du cycle de chauffage à 90°C, le VO₂ passe dans son état métallique et les trois commutateurs sont à l'état ON. Lorsqu'on refroidit le commutateur (de 90°C à 25°C) et qu'un courant électrique de 43 mA est appliqué, le commutateur série-parallèle reste à l'état OFF. Le niveau d'isolation mesuré est de l'ordre de 36 dB jusqu'à 70 GHz. (**Figure IV-27**).

Nous pouvons constater que les mesures des paramètres S dans les deux états (ON et OFF) sont en bon accord avec les simulations réalisées.

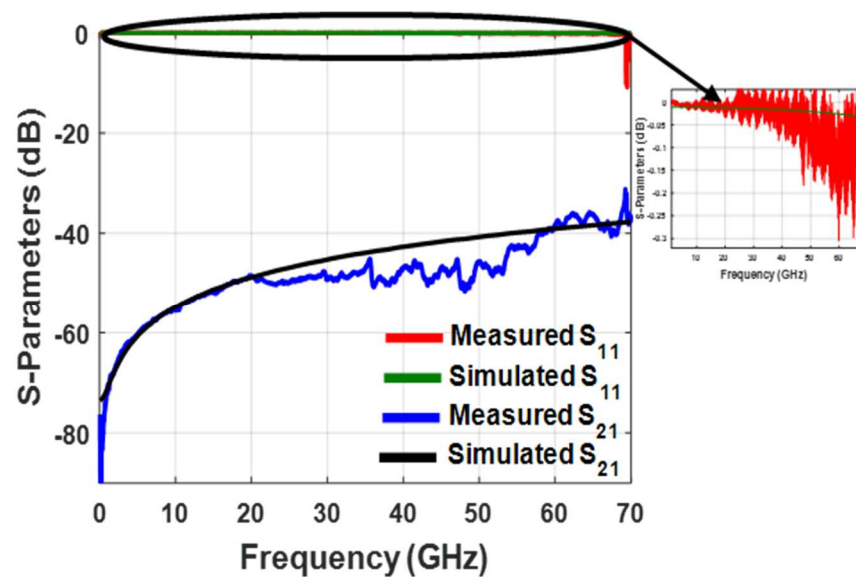


Figure IV-27 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état OFF du commutateur série-parallèle sur la bande de fréquence 100 MHz - 70GHz.

Le même principe de mesure a été utilisé pour effectuer les mesures des performances du commutateur série-parallèle sur la bande de fréquence allant de 110 GHz jusqu'à 170 GHz.

La **Figure IV-28** et **Figure IV-29** montre respectivement les paramètres S mesurés et simulés entre 110 et 170 GHz à l'état ON et à l'état OFF, pour un courant injecté de 30 mA.

A l'état ON le commutateur présente des pertes d'insertion de l'ordre 1,5 dB jusqu'à 170 GHz. Lorsque le VO₂ passe à l'état isolant, le commutateur est à l'état OFF présentant une bonne isolation de l'ordre de 28 dB jusqu'à 170 GHz.



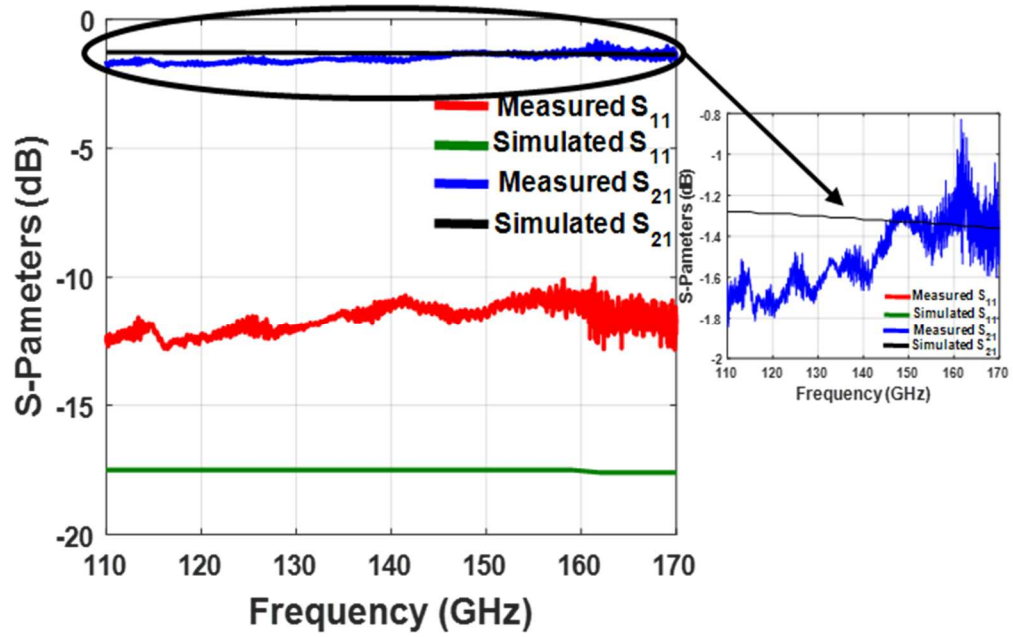


Figure IV-28 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état ON du commutateur série-parallèle sur la bande de fréquence 110 – 170 GHz.

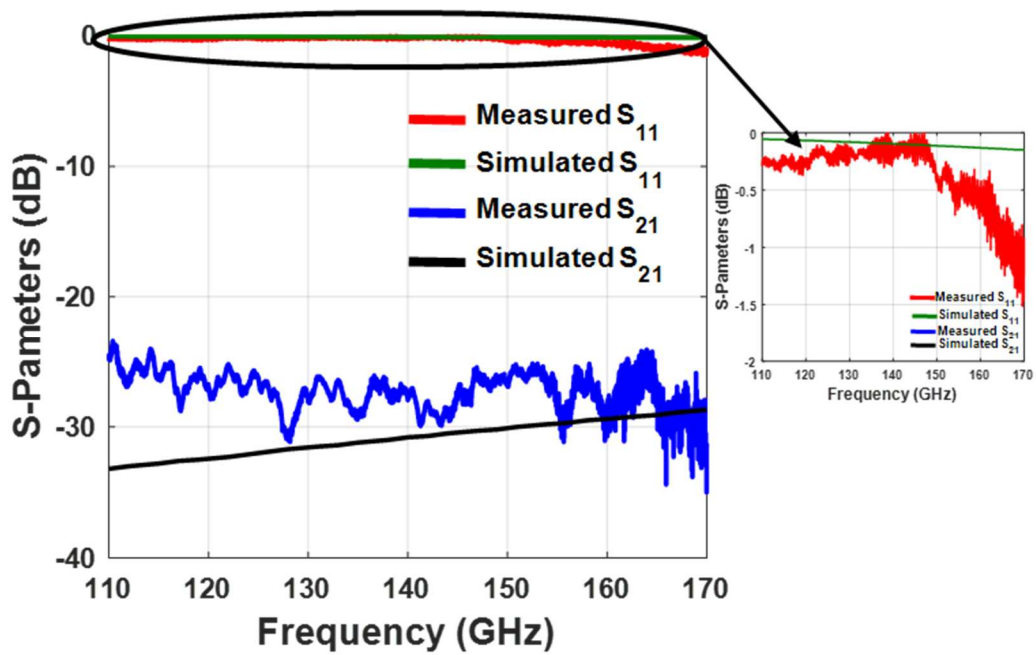


Figure IV-29 : Les paramètres de transmission et réflexion mesurés et simulés à l'état OFF du commutateur série-parallèle sur la bande de fréquence 110 – 170 GHz.



VI. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté les travaux réalisés au laboratoire Xlim sur la conception et la réalisation de commutateurs RF intégrant des matériaux à transition de phase isolant de dioxyde de vanadium VO₂ métal (MIT).

Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons conçu et réalisé un commutateur simple à deux terminaux en intégrant des couches minces de VO₂ sur un guide coplanaire fonctionnant sur une large gamme de fréquence allant de 100 MHz à 220 GHz. Ensuite, nous avons présenté les mesures dans deux gammes de fréquences : 100 MHz – 70 GHz, 110 – 170 GHz et en utilisant le banc de mesures hyperfréquences lors d’une activation thermique de la transition MIT.

Pour la plage de fréquence allant de 100 MHz à 70 GHz, nous avons obtenu une bonne isolation à l’état OFF (20 dB jusqu’à 70 GHz) et des pertes d’insertion modérées à l’état ON (0,7 dB jusqu’à 70 GHz). Ensuite, nous avons mesuré les performances électriques de ce dispositif pour les fréquences allant de 110 à 170 GHz.

A l’état OFF, le niveau d’isolation mesuré de l’ordre de 15,5 dB et, concernant l’état ON les pertes d’insertion du dispositif est d’environ 0,8 dB.

Nous avons par la suite mesuré les performances électriques en utilisant une activation électrique du motif de VO₂ en mode courant, dans le but de mieux comprendre le processus de la transition MIT des motifs de VO₂. Nous remarquons que l’activation thermique donne les mêmes résultats que l’activation électrique.

Les résultats préliminaires semblent être prometteurs et montrent la possibilité d’utiliser cette structure comme briques de base pour fabriquer des structures plus complexes.

Enfin, un circuit de commutation série-parallèle formé à partir de 3 structures SPST (un en série et deux en parallèles) a été réalisé et modélisée dans ce chapitre dans le but d’améliorer les performances de SPST à l’état OFF. Les mesures des paramètres S de ce commutateur ont été effectuées sur deux bandes de fréquence 100 MHz – 70 GHz et 110 – 170 GHz. A l’état OFF, le dispositif présente une forte isolation de l’ordre de 36 dB jusqu’à 70 GHz et 28 dB jusqu’à 170 GHz. Les performances obtenues montrent l’intérêt de cette technologie pour les circuits millimétriques.



Références chapitre IV

- [1] GIVERNAUD, Julien. Etude, conception et fabrication de dispositifs micro-ondes à base de matériaux intelligents type VO₂. 2010. Thèse de doctorat. Limoges.
- [2] MENNAI, Amine. Conception et réalisation de commutateurs RF à base de matériaux à transition de phase (PTM) et à changement de phase (PCM). 2016. Thèse de doctorat. Université de Limoges.
- [3] LEROY, Jonathan. Caractéristiques électriques non-linéaires de la transition isolant-métal du dioxyde de vanadium (VO₂): application à la conception de métamatériaux accordables dans le domaine térahertz. 2013. Thèse de doctorat. Limoges.
- [4] F. Guinneton, L. Sauques, J. C. Valmalette, F. Cros, J. R. Gavarri, «Comparative study between nanocrystalline powder and thin film of vanadium dioxide VO₂: electrical and infra-red properties», J. Phys. Chem. Solids, vol. 62, no 7, p. 1229-1238, 2001.
- [5] M. Sami, G. Sangiovanni, G. Granozzi, F. Parmigiani, «Growth and the structure of epitaxial VO₂ at the TiO₂ (110) surface», Phys. Rev. B, vol. 55, no 12, p. 7850-7858, 1997.
- [6] X. Wu, Y. Tao, L. Dong, Z. Wang, Z. Hu, «Preparation of VO₂ nanowires and their electric characterization», Mater. Res. Bull., vol. 40, no 2, p. 315-321, 2005.
- [7] J. Liu, Q. Li, T. Wang, D. Yu, Y. Li, «Metastable vanadium dioxide nanobelts: hydrothermal synthesis, electrical transport, and magnetic properties», Angew. Chem. Int. Ed., vol. 43, no 38, p. 5048-5052, 2004.
- [8] B.-G. Chae, H.-T. Kim, S.-J. Yun, B.-J. Kim, Y.-W. Lee, D.-H. Youn, K.-Y. Kang, «Highly oriented VO₂ thin films prepared by sol-gel deposition», Electrochem. Solid-State Lett., vol. 9, no 1, p. 12-14, 2006.
- [9] M. B. Sahana, G. N. Subbanna, S. A. Shivashankar, «Phase transformation and semiconductor-metal transition in thin films of VO₂ deposited by low-pressure metalorganic chemical vapor deposition», J. Appl. Phys., vol. 92, no 11, p. 6495-6504, 2002.
- [10] F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Crunteanu, P. Blondy, «rf-microwave switches based on reversible semiconductor-metal transition of VO₂ thin films synthesized by pulsed-laser deposition», Appl. Phys. Lett., vol. 91, no 22, p. 223505, 2007.
- [11] D. H. Kim H. S. Kwok, «Pulsed laser deposition of VO₂ thin films», Appl. Phys. Lett., vol. 65, no 25, p. 3188-3190, 1994.
- [12] D. Ruzmetov, K. T. Zawilski, V. Narayanamurti, S. Ramanathan, «Structural-functional property relationships in rf-sputtered vanadium dioxide thin films», J. Appl. Phys., vol. 102, no 11, p. 113715, 2007.
- [13] F. C. Case, «Influence of ion beam parameters on the electrical and optical properties of ion-assisted reactively evaporated vanadium dioxide thin films», J. Vac. Sci. Technol. A, vol. 5, no 4, p. 1762-1766, 1987.



- [14] J. Leroy, A. Bessaoudou, F. Cosset, A. Crunteanu, «Structural, electrical and optical properties of thermochromic VO₂ thin films obtained by reactive electron beam evaporation», *Thin Solid Films*, vol. 520, no 14, p. 4823-4825, 2012.
- [15] R. E. Marvel, K. Appavoo, B. K. Choi, J. Nag, R. F. H. Jr, «Electron-beam deposition of vanadium dioxide thin films», *Appl. Phys. A*, vol. 111, no 3, p. 975-981, 2012.
- [16] J. Nag R. F. H. Jr, «Synthesis of vanadium dioxide thin films and nanoparticles», *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 20, no 26, p. 264016, 2008.
- [17] 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.
- [18] D. Fu, K. Liu, T. Tao, K. Lo, C. Cheng, B. Liu, R. Zhang, H. A. Bechtel, J. Wu, «Comprehensive study of the metal-insulator transition in pulsed laser deposited epitaxial VO₂ thin films», *J. Appl. Phys.*, vol. 113, no 4, p. 043707, 2013.



Conclusion et perspectives





Conclusion et perspectives

Les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur la conception, la réalisation et la caractérisation des commutateurs RF intégrant des matériaux innovants fonctionnels. Nous avons utilisé le GeTe qui est de la famille des matériaux à changement de phase (PCM) pour réaliser un commutateur RF et l'intégrer dans une nouvelle structure de la matrice de commutation (DPDT). Le but est de remplacer les relais électromécaniques encombrants utilisés actuellement dans les charges utiles des satellites. Nous avons également exploité la transition réversible métal-isolant du dioxyde vanadium (VO_2) pour réaliser une nouvelle structure d'un commutateur RF sur une large bande de fréquence allant de DC jusqu'à 220 GHz.

Dans le premier chapitre, le contexte de travail a été présenté en commençant par les caractéristiques et les topologies des commutateurs RF le plus couramment utilisés. Nous avons présenté les différentes applications du commutateur RF dans les charges utiles du satellite et les systèmes de télécommunications mobiles. Nous avons détaillé l'état de l'art du commutateur RF existant aujourd'hui, qui sont à base des composants électromécaniques (relais électromécaniques, MEMS) et les composants semi-conducteurs (diodes PIN et transistors FET). Nous avons présenté leurs principe de fonctionnement et le comparaison entre les performances électriques (perte d'insertion à l'état ON et isolation à l'état OFF) de ces différentes technologies du commutateur.

Dans ce chapitre nous avons mise en évidence l'intérêt des matériaux innovants fonctionnels dans la conception du commutateur RF. Nous nous sommes intéressés aux matériaux qui peuvent présenter à la fois un état haute résistivité et un état faible résistivité qui définissent les deux état du commutateur OFF et ON. Ces matériaux sont divisés en deux catégories : les matériaux à transition de phase (VO_2) et les matériaux à changement de phase (GeTe, $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$). Ils ont caractérisé par un changement des propriétés (électriques, optiques, mécaniques, etc.) sous l'effet de divers stimuli externe (électrique, thermique, optique, mécanique, magnétique, etc.).

Le deuxième chapitre portait sur l'optimisation de la structure du commutateur à base de PCM par des études réalisées en utilisant les logiciels COMSOL Multiphysics et ADS-Momentum.

Nous avons commencé par des simulations thermiques avec le logiciel COMSOL Multiphysics, pour un modèle simple du commutateur expliquant le principe de chauffage indirect par effet Joule. Le but est d'appliquer une commande électrique rapide au niveau d'un élément chauffant intégré (TFR) pour chauffer le matériau GeTe par effet Joule. Nous avons réalisé les



simulations dans deux états discrets : un premier état consiste à modéliser le chauffage de l'élément résistif jusqu'à sa température de cristallisation de PCM ($\sim 200^{\circ}\text{C}$) et un deuxième état a pour effet de chauffer le TFR jusqu'à sa température de fusion de PCM ($\sim 700^{\circ}\text{C}$). A partir de ces simulations nous avons déterminé la variation de la température de l'élément résistif de chauffage (TFR) en fonction des courants de commande (impulsion électrique). Ensuite nous avons calculé la constante de temps (τ) pour les différentes structures lors du refroidissement. Nous avons montré que la constante de temps (τ) diminue progressivement avec la diminution de la taille du TFR.

Ensuite, nous avons identifié l'influence des capacités parasites qui sont dus uniquement entre les lignes de transmission et l'élément résistif (TFR) sur la performance du commutateur à l'état OFF à l'aide du logiciel ADS Momentum. On peut distinguer que la capacité parasite augmente avec l'augmentation de la largeur de l'élément résistif et zone active (distance entre les deux électrodes RF).

Enfin, nous avons justifié, en fonction des résultats, nos choix de conception adoptés dans le cadre de nos travaux. Nous avons simulé cette structure avec le logiciel ADS-Momentum pour identifier les performances électriques dans les deux états (perte d'insertion et isolation). A partir des résultats des simulations dans les deux états, nous avons calculé la valeur du facteur de mérite FOM ($R_{\text{on}} \times C_{\text{off}}$) qui est de l'ordre de 49 fs. Nous pouvons constater que les performances électriques des commutateurs à base de GeTe sont supérieures à celles des commutateurs présentés par la technologie semi-conductrice (> 80 fs).

Le troisième chapitre s'est ensuite concentré sur la réalisation de la structure du commutateur proposé et à l'intégration de cette structure dans des différentes fonctions de commutations comme : les commutateurs SPDT (une entrée vers deux sorties), le commutateur série-shunt et finalement la matrice de commutation DPDT (Double Port Double Throw).

Dans un premier temps, nous avons présenté le procédé de fabrication d'un commutateur à base de PCM réalisé dans la salle blanche du laboratoire XLIM de l'Université de Limoges. Plusieurs difficultés liées à ces étapes ont été rencontrées, comme le problème de contact entre le GeTe et les lignes de transmissions, la discontinuité des lignes de masse et le problème de commutation entre les deux états. Une solution à chacun de ces problèmes a été proposée pour améliorer les performances des commutateurs fabriqués.

Nous avons ensuite proposé une nouvelle structure de commutateur et nous avons réussi à passer le commutateur entre les deux états ON et OFF en appliquant des impulsions



électriques au niveau du TFR. Nous avons caractérisé le switch par des mesures de la résistance présenté par le GeTe dans les deux états ON et OFF. Cette structure a été dans la suite utilisée comme brique de base dans la conception d'autres architectures plus complexes.

Ensuite nous nous sommes focalisés sur la réalisation des fonctions de commutation à base de PCM :

- Un SPDT, qui est une fonction de commutation multiport qui possède une entrée et deux sorties, une sortie est sélectionnée à chaque fois. Ce commutateur a été conçu et simulé à l'aide du logiciel ADS-Momentum et nous avons obtenu de bonnes performances électriques notamment au niveau de l'isolation à l'état OFF et des faibles pertes d'insertion à l'état ON.
- Un réseau série-parallèle, qui est une fonction de commutation contenant un commutateur SPST en série et deux autres en parallèles. Par ce biais, nous avons réussi à améliorer les performances de SPST à l'état OFF (40 dB à 24 GHz au lieu de 24 dB, par exemple).

Pour aller plus loin, nous avons contribué à la réalisation de matrices de commutation (DPDT) pour les applications satellitaires mettant à profit le potentiel de la technologie GeTe qui est le principal objectif de ces travaux de thèse. Quatre commutateurs SPST sont utilisés dans cette configuration. Pour assurer l'acheminement du signal entre les deux entrées et l'une des deux sorties il suffit d'activer à chaque fois deux commutateurs simultanément. Les premiers résultats obtenus sont encourageants et démontrent la faisabilité de ces composants sur la technologie disponible au laboratoire.

Dans le quatrième chapitre de ce manuscrit, nous avons exploité le changement de résistivité présenté par la transition réversible isolant-métal du dioxyde de vanadium (VO_2) pour réaliser des commutateurs RF sur une large bande de fréquence DC-220 GHz. Ce travail pourrait être adapté aux structures GeTe.

Dans ce chapitre, nous avons commencé par la conception de la structure du commutateur en utilisant le logiciel ADS-Momentum. Ce commutateur intègre une couche mince de VO_2 sur des guides coplanaires micro-ondes (CPW). Nous avons présenté le procédé de fabrication du commutateur réalisé dans la salle blanche. Ensuite, nous avons présenté les mesures dans deux gammes de fréquences : 100 MHz – 70 GHz, 110 – 170 GHz et en utilisant le banc de mesures hyperfréquences lors d'une activation thermique de la transition MIT.

Les résultats des mesures sur les deux bandes de fréquence montrent que le commutateur présente des bonnes performances électriques dans les deux états.



Nous avons par la suite mesuré les performances électriques en utilisant une activation électrique du motif de VO₂ en mode courant, dans le but de mieux comprendre le processus de la transition MIT des motifs de VO₂. Nous remarquons que l'activation thermique donne les mêmes résultats que l'activation électrique.

Enfin, une fonction de commutation de type série-parallèle formé à partir de 3 structures SPST (un en série et deux en parallèles) a été réalisée et modélisée dans ce chapitre dans le but d'améliorer les performances de SPST à l'état OFF. Les mesures des paramètres S de ce commutateur ont été effectuées sur deux bandes de fréquence montrent que le commutateur présente de bonnes performances électriques dans les deux états.

Les différents travaux présentés dans ce manuscrit sont encourageants et démontrent la faisabilité de ces composants pour répondre à la problématique de l'encombrement de la charge utile du satellite. Cependant, de nombreuses perspectives peuvent être envisagées pour la poursuite de ce travail :

- Une première perspective consiste de réaliser une étude approfondie sur le phénomène de base du changement de phase du matériau GeTe sous l'action du chauffage externe, grâce à l'étude des propriétés des matériaux dans les différentes phases (amorphe et cristallin),
- Ensuite la réalisation d'une structure de commutateur bi-stable très large bande serait pertinente dans le domaine hyperfréquences jusqu'aux longueurs d'ondes millimétriques. De plus la caractérisation du switch en puissance dans les deux états de fonctionnement serait une étude intéressante à mener,
- Enfin, l'optimisation de fonctionnement de ces composants devra être poussée davantage, en particulier les différents états de cristallisation du matériau ainsi que l'ingénierie des interfaces entre les différentes couches matériaux (e.g. résistance de chauffage-diélectrique et diélectrique-matériau PCM).



Annexes



Annexes

Annexe 1. Mesures de la résistivité par la méthode des 4 pointes.....	174
Annexe 2. Processus de fabrication du commutateur RF	175





Annexe 1. Mesures de la résistivité par la méthode des 4 pointes

Cette méthode permet de caractériser la résistivité des couches minces de matériaux à température ambiante. Nous avons l'utilisé pour mesurer la résistivité des films de GeTe et VO₂. La *Figure 1* présente le principe de la méthode des mesures à 4 pointes. Elle consiste à utiliser quatre pointes métalliques en tungstène alignées et équidistantes (espacement (S) constant), en contact avec la surface de l'échantillon : deux pour le courant I appliqué et deux pour la différence de potentiel V induite.

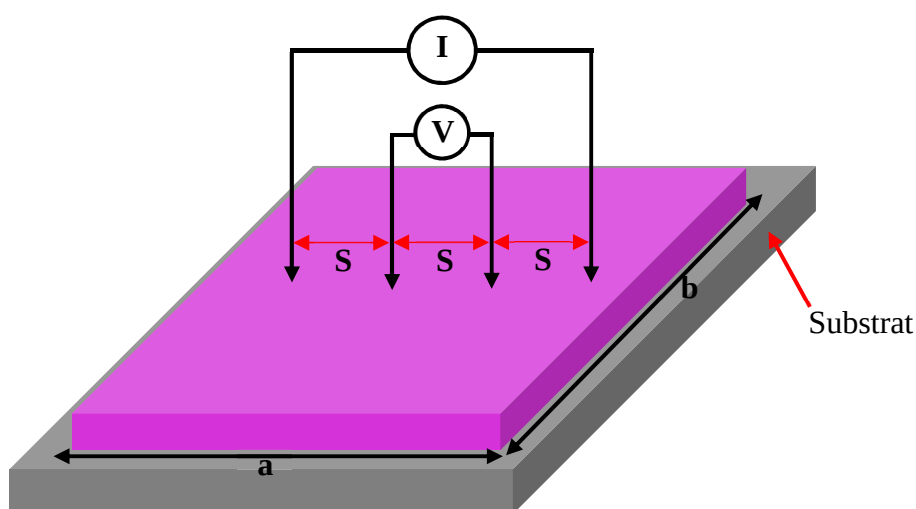


Figure 1. Principe de la méthode des mesures à 4 pointes.

La résistivité de la couche mince du matériau est déterminée à partir de l'équation suivante :

$$\rho = C_1 C_2 e (V/I) \text{ (}\Omega\cdot\text{cm avec e en cm)}$$

Avec I : le courant appliqué, V : la tension mesurée, e : l'épaisseur de dépôt, C₁ : le coefficient correcteur dépendant des dimensions (a et b) de l'échantillon et C₂ le coefficient correcteur fonction de l'épaisseur du dépôt et de l'espacement entre les 4 pointes. Les valeurs de ces coefficients sont propres à l'appareil utilisé et répertoriés dans des tables.

Par exemple pour un échantillon de dimension a = b = 20 mm, un espacement de 1 mm entre les pointes et pour des épaisseurs inférieures à 1 μm, les valeurs de C₁ et de C₂ sont respectivement égales à 4,4364 et 1.



Annexe 2. Processus de fabrication du commutateur RF

Pour réaliser nos structures des commutateurs, nous avons utilisé les techniques des fabrications conventionnelles en salle blanche. Les différentes techniques de dépôt des matériaux métalliques et diélectriques (évaporation par faisceau d'électrons, ablation laser, pulvérisation cathodique, etc.). Un aligneur de masque équipé d'une source d'exposition aux rayons ultraviolet. Les produits chimiques (résines photosensibles et développeurs). Pour réaliser les motifs des matériaux définissant la forme finale des circuits (définie dans la conception) nous avons utilisé la gravure humide (pour les couches de VO_2 et molybdène), la gravure sèche (pour les couches de GeTe, Si_3N_4 , molybdène) et le processus de lift-off (pour la couche métallisation).

- **La gravure par voie humide :** ce processus permet d'enlever une partie des matériaux dans des zones prédéfinies. Il commence par le dépôt du matériau souhaité sur un substrat. Des étapes de photolithographie sont ensuite nécessaires pour définir la géométrie du motif souhaité (*Figure 2.a*) :
 1. Dépôt d'une couche de résine photosensible de type S1813 qui est ensuite étalée à l'aide d'une "tournette" à 4000 tr/min pendant 40 secondes,
 2. Cuisson de la résine pendant 1 minute à 105°C sur une plaque chauffante,
 3. A travers un masque, des parties de la résine seront exposées aux rayons ultraviolets pendant 20 secondes,
 4. Développement de la résine sensibilisée dans une solution de micro-développement,
 5. Recuit pendant 1 minute à 105°C pour la couche de VO_2 ,
 6. Les parties sensibilisées peuvent être ensuite enlevées par voie humide (en utilisant des solutions chimiques adéquates).
 7. Insolation totale (exposition sans masque) de l'échantillon puis un nouveau développement pour enlever la résine protégeant les motifs des matériaux.



- **La gravure par voie sèche :** pour ce processus les étapes de lithographie sont identiques à celles de la gravure humide (*Figure 2.a*), cependant lors de ce processus nous avons utilisé la gravure par RIE (Reactive Ion Etching). Le principe de fonctionnement de RIE consiste à réaliser les gravures des couches des matériaux sous vide par plasma en utilisant des différents types des gaz (SF_6 , CHF_3 , etc.). Elle est équipée d'une source laser qui permet de suivre la fin de gravure. Il faut nettoyer l'enceinte avec un plasma O_2 et Ar (débit : 20 sccm) avant l'introduction des échantillons. La gravure des couches de GeTe et Si_3N_4 se fait par l'introduction du gaz SF_6 (débit 20 sccm) avec le plasma dans l'enceinte. La vitesse de la gravure varie avec le type et l'épaisseur de la couche mince de matériau.
- **Le processus de lift-off :** contrairement à la gravure humide, au cours du processus de lift-off, des étapes de photolithographie sont nécessaires avant le dépôt du matériau (*Figure 2.b*) :
 1. Dépôt d'une résine photosensible négative de type AZ5214E qui est ensuite, étalée à l'aide d'une "tournette" à 4000 tr/min pendant 40 secondes,
 2. Cuisson de la résine pendant 1 minute à 105°C sur une plaque chauffante,
 3. L'exposition de la résine photosensible pendant 3.5 secondes à travers un masque définissant la géométrie des lignes de transmissions,
 4. Recuit d'inversion pendant 1 minute à 120°C ,
 5. Insolation/ exposition (sans masque) totale du circuit pendant 20 secondes,
 6. Développement de la résine sensibilisée dans une solution de micro-développement (MF26A),
 7. Le matériau souhaité est déposé sur la couche de résine développée,
 8. La dernière étape consiste à plonger l'échantillon dans un bain d'acétone permettant d'éliminer la matière déposée sur la couche de résine (sensibilisée) et de garder celle déposée directement sur le substrat.



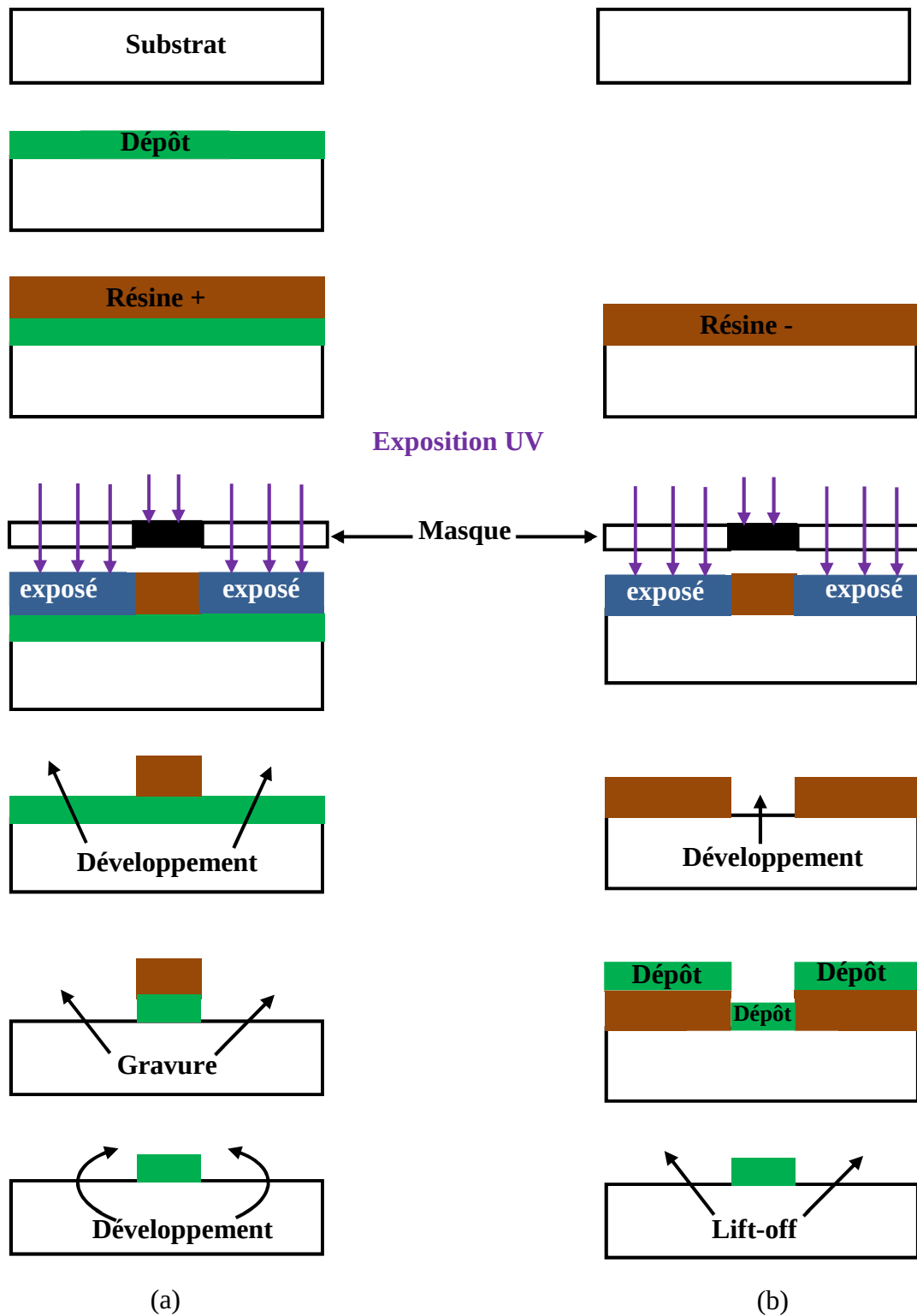


Figure 2.Exemple de réalisation d'un motif obtenu par : (a) gravure humide en utilisant une résine positive ; (b) processus de lift-off en utilisant une résine négative.



■ **PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS**

RELATIVES A CE TRAVAIL

Conférences internationales à comité de lecture

- A. Mennai, **A. Hariri**, A. Crunteanu, et P. Blondy « PCM, PTM and MEMS switches for future microwave and millimeter wave applications». In: *17th International Symposium on RF-MEMS and RF-MICROSYSTEMS (MEMSWAVE 2016)*, Bucharest, Romania, July 4th–6th 2016. 2016.
- A. Ghalem, **A. Hariri**, C. Guines, D. Passerieux, L. Huitema, P. Blondy. & A. Crunteanu, (2017, September). Arrays of GeTe electrically activated RF switches. In *Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on (pp. 1-3).
- **A. Hariri**, A. Crunteanu, C. Guines, C. Hallepee, D. Passerieux, & P. Blondy, (2018, September). Double-Port Double-Throw (DPDT) Switch Matrix Based on Phase Change Material (PCM). In *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)* (pp. 479-482).
- **A. Hariri**, A. Crunteanu, C. Guines, C. Halleppe, D. Passerieux, & P. Blondy, (2018, July). Very Wide-Band and Compact VO 2 Based Switches. In *2018 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)* (pp. 1-3). IEEE.

Conférences nationales à comité de lecture

- A. Ghalem, **A. Hariri**, C. Guines, D. Passerieux, L. Huitema, A. Crunteanu, & P. Blondy. (2017, May). « Réalisation et caractérisations hyperfréquences de commutateurs RF intégrant des matériaux à changement de phase ». In *20èmes Journées Nationales Micro-Ondes JNM 2017*, 16-19 mai 2017 Saint-Malo, France.



Etude de commutateur hyperfréquences bistables à base des matériaux à changement de phase (PCM)

- **Résumé :** Les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur la conception, simulation et réalisation des nouvelles structures des commutateurs hyperfréquences basées sur l'intégration des couches minces des matériaux innovants fonctionnels tels que les matériaux à changement de phase (PCM) et les matériaux à transition de phase (PTM). Le principe de fonctionnement de ces composants repose sur le changement de résistivité présenter par ces matériaux. Nous avons exploité le changement de résistivité réversible du GeTe de la famille des matériaux à changement de phase (PCM) entre les deux états : amorphe à forte résistivité et cristallin à faible résistivité, pour réaliser une nouvelle structure d'un simple commutateur SPST. Ensuite, nous avons intégré ce commutateur dans une nouvelle structure de la matrice de commutation DPDT (Double Port Double Throw) à base de PCM pour l'application dans la charge utile du satellite. Nous avons utilisé la transition isolant-métal présenté par le dioxyde de vanadium (VO_2) de la famille des matériaux à transition de phase, pour réaliser une nouvelle structure de commutateur simple à deux terminaux sur une très large bande de fréquence (100 MHz–220 GHz).
-

- **Mots-clés :** Commutateurs hyperfréquences, matériaux à changement de phase, matériaux à transition de phase, GeTe, dioxyde de vanadium, transition isolant-métal, changement de phase amorphe-cristallin.

Study of bi-stables microwave switch based on phase change materials (PCM)

- **Abstract:** The work presented in this manuscript focuses on the design, simulation and realization of new microwave switches structures based on the integration of thin layers of innovative functional materials such as phase change materials (PCM) and phase transition materials. (PTM). The operating principle of these components is based on the change of resistivity present by these materials. We exploited the reversible resistivity change of GeTe of phase change materials family between the two states: amorphous with high resistivity and crystalline with low resistivity to realize a new structure of SPST switch. Then, we have integrated this switch structure on a new structure of DPDT (Double Port Double Throw) switch matrix based on phase change materials for application in satellite payload. We have used the insulating-metal transition presented by the vanadium dioxide (VO_2) of phase transition materials family to realize a new two terminals simple switch structure on a very wide frequency band (100 MHz–220 GHz).
-

- **Keywords:** Microwave switch, phase change materials, phase transition materials, GeTe, vanadium dioxide, insulating-metal transition, amorphous- crystalline phase change.

