

**Université de Limoges**

**École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques  
(ED 521)**

**FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES**

Thèse pour obtenir le grade de

**Docteur de l'Université de Limoges**

**Discipline : Electronique des Hautes fréquences, Photonique et Systèmes**

Présentée et soutenue par

**Amine MENNAI**

Le 11 mars 2016

**Conception et réalisation de commutateurs RF à base de matériaux à transition de phase (PTM) et à changement de phase (PCM)**

Thèse dirigée par Annie BESSAUDOU, Françoise COSSET et Aurelian CRUNTEANU

**JURY :**

**Président du jury**

Raymond QUERE, Professeur, XLIM, Université de Limoges

**Rapporteurs**

Philippe FERRARI, Professeur, IMEP-LAHC, Université de Grenoble

Gérard TANNE, Professeur, Lab-STICC, Université de Brest

**Examineurs**

Olivier VENDIER, Ingénieur, Thalès Alenia Space, Toulouse

Francis PRESSECQ, Ingénieur, CNES, Toulouse

Annie BESSAUDOU, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Françoise COSSET, Maître de conférences, XLIM, Université de Limoges

Aurelian CRUNTEANU, Chargé de recherche, XLIM, Université de Limoges

**Invité**

Pierre BLONDY, Professeur, Université de Limoges

Thèse de doctorat



*A mes parents...*







## Remerciements

---

Ce travail de thèse a été effectué au sein du département **MINACOM** (Micro et NANotechnologies pour Composants Opto-électroniques et Micro-ondes) de l'Institut de Recherche XLIM et a été dirigé par Madame **Annie BESSAUDOU**, Professeur à l'Université de Limoges, Mademoiselle **Françoise COSSET**, Maître de conférences 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 **Dominique CROS**, directeur de l'école doctorale qui m'ont permis de mener mes travaux au sein du laboratoire ainsi que Madame le Professeur **Valérie MADRANGEAS**, responsable du département MINACOM, pour m'avoir accueilli au sein du département MINACOM.

Je remercie vivement Monsieur **Raymond QUERRE**, Professeur à l'Université de Limoges d'avoir accepté la présidence du jury.

J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury Monsieur **Philippe FERRARI**, Professeur à l'Université de Grenoble et Monsieur **Gérard TANNE**, Professeur à l'Université de Brest qui m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs de cette thèse et je les en remercie.

J'exprime également ma reconnaissance à Monsieur **Olivier VENDIER**, Ingénieur à Thalès Alenia Space de Toulouse et Monsieur **Francis PRESSECQ**, Ingénieur au CNES de Toulouse pour leur participation en tant qu'examineurs.

Je remercie Monsieur **Pierre BLONDY**, Professeur à l'Université de Limoges qui a bien voulu participer à ce jury.

J'exprime ma profonde gratitude à Madame **Annie BESSAUDOU**, Professeur de l'Université de Limoges, Mademoiselle **Françoise COSSET**, Maître de Conférences 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 ne saurais oublier toute l'équipe du laboratoire ainsi que mes collègues et amis avec qui j'ai savouré le goût de la recherche scientifique.



Enfin, il m'est difficile d'exprimer tout ce que je dois à ma famille...

A mes très chers parents **Ahmed** et **Zohra**

Tous les mots du monde ne sauraient exprimer l'immense amour que je vous porte ni la profonde gratitude pour les sacrifices que vous n'avez jamais cessé de consentir pour mon instruction et mon bien-être. Je vous rends hommage par ce modeste travail en espérant ne jamais vous décevoir.

A ma très chère sœur **Emna-7ouya**

Tu n'as jamais cessé de me soutenir et de m'encourager. Je te souhaite une vie radieuse avec tout le bonheur qu'il faut pour te combler.

A mon «grand frère» **Ayman**, sa femme **Sarra** et leur adorable petite **Roukaya**...

Je vous dédie ce travail en vous souhaitant la santé, la prospérité et le bonheur.

A **Jihen** que je lui dis

*jihen ye jihen...*



# Table des matières





# Table des matières

---

<b>Introduction générale</b> .....	<b>3</b>
<b>Chapitre I. Intérêt des matériaux innovants fonctionnels</b> .....	<b>7</b>
I.1. Introduction .....	7
I.2. Importance des commutateurs RF dans la conception des systèmes de télécommunications modernes .....	7
I.3. Caractéristiques d'un commutateur RF .....	8
I.4. Etat de l'art des commutateurs RF .....	10
I.4.1. Les commutateurs RF à base de semi-conducteurs .....	11
I.4.1.1 Les diodes PIN .....	11
I.4.1.2 Les transistors à effet de champs (FET) .....	12
I.4.1.2.1. Les FET sur substrat massif (Bulk) .....	13
I.4.1.2.2. Les FET sur substrats SOI/SOS .....	14
I.4.1.3 Comparaison entre les caractéristiques des composants de type FET .....	16
I.4.2. Les commutateurs RF à base de dispositifs MEMS .....	17
I.4.2.1 MEMS-RF ohmique.....	18
I.4.2.2 MEMS-RF capacitif.....	20
I.5. Comparaison des différentes technologies de commutation classiques.....	22
I.6. Solutions de commutation RF utilisant des matériaux innovants dits fonctionnels.....	23
I.7. La transition Isolant-Métal (MIT) observée dans le VO <sub>2</sub> .....	25
I.7.1. Les changements de propriétés engendrés par la transition Isolant-Métal du VO <sub>2</sub> . 27	
I.7.1.1 Changement de propriété électrique .....	27



I.7.1.2	Changement de propriétés optique et mécanique .....	27
I.7.1.3	Changement de propriété structurale .....	28
I.7.1.4	Mécanismes de la transition Isolant-Métal .....	29
I.7.2.	Applications du dioxyde de vanadium : commutateurs large bande .....	30
I.7.2.1	Les commutateurs DC.....	30
I.7.2.2	Les commutateurs RF/micro-ondes .....	31
I.8.	Le changement de phase amorphe-cristallin observé dans les chalcogénures .....	34
I.8.1.	Le principe du changement de phase amorphe-cristallin .....	35
I.8.2.	Applications des PCM.....	36
I.8.2.1	Les mémoires optiques réinscriptibles.....	36
I.8.2.2	Les mémoires résistives à changement de phase non volatiles NV-PCRAM ..	38
I.8.2.3	Les commutateurs RF à base de PCM (composition GeTe).....	40
I.8.2.3.1.	Commutateur planaire à base de GeTe intégrant un système de chauffage indirect .....	40
I.8.2.3.2.	Commutateur RF planaire à base de GeTe intégrant un système de chauffage direct .....	41
I.8.2.3.3.	Commutateur RF à résistance optimisée à l'état ON .....	43
I.9.	Conclusions .....	43
	Référence chapitre I .....	46
	<b>Chapitre II. Commutateurs RF intégrant des couches minces de dioxyde de vanadium</b>	<b>59</b>
II.1.	Introduction.....	59
II.2.	Elaboration et caractérisation des couches minces de dioxyde de vanadium.....	59



II.2.1. Dépôt des couches minces de VO <sub>2</sub> par évaporation par faisceau d'électrons.....	60
II.2.2. Propriétés structurales et électriques des couches minces de VO <sub>2</sub> .....	62
II.2.2.1 Propriétés structurales des couches minces de VO <sub>2</sub> .....	62
II.2.2.2 Evolution des propriétés structurales du VO <sub>2</sub> en fonction de la température..	65
II.2.2.3 Propriétés électriques des couches minces de VO <sub>2</sub> .....	68
II.3. Commutateurs électriques DC à deux électrodes (2T) à base de VO <sub>2</sub> .....	72
II.3.1. Propriétés électriques des commutateurs DC à 2T.....	74
II.3.1.1 Activation thermique de la transition MIT .....	74
II.3.1.2 Activation électrique de la transition MIT .....	76
II.3.1.3 Caractéristique I-V en mode courant d'un commutateur à deux terminaux intégrant un motif de VO <sub>2</sub> .....	79
II.3.1.4 Déclenchement du phénomène d'auto-oscillations dans le dioxyde de vanadium lié à la présence de la zone NDR.....	82
II.3.2. Mesure des temps de commutation des commutateurs planaires à deux terminaux intégrant un motif de VO <sub>2</sub> .....	84
II.4. Commutateurs RF intégrant des couches minces de dioxyde de vanadium .....	87
II.4.1. Conception et réalisation des commutateurs RF .....	87
II.4.2. Performances électriques des commutateurs RF lors d'une activation thermique de la MIT .....	90
II.4.3. Performances haute fréquence des commutateurs RF à base de VO <sub>2</sub> lors d'une activation électrique de la MIT .....	96
II.4.4. Mesure de la tenue en puissance des commutateurs RF intégrant des motifs de VO <sub>2</sub> .....	98
II.5. Conclusions.....	100



Références chapitre II.....	102
<b>Chapitre III. Commutateurs RF intégrant des matériaux à changement de phase (PCM)</b> .....	<b>109</b>
III.1. Introduction .....	109
III.2. Elaboration et caractérisation des couches minces de PCM.....	109
III.2.1. Réalisation des couches minces de PCM par ablation laser (PLD).....	110
III.2.2. Caractéristiques des couches minces de GST .....	111
III.2.2.1 Propriétés structurales des couches minces de GST .....	112
III.2.2.2 Propriétés électriques et optiques des couches mince de GST et de GeTe ..	113
III.3. Intégration du GST dans des dispositifs en configuration MIM .....	118
III.3.1. Commutateurs électriques DC en configuration MIM intégrant des couches minces de GST .....	118
III.3.2. Commutateurs RF en configuration MIM intégrant un motif de GST .....	120
III.4. Commutateurs RF planaires à base de $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ .....	125
III.4.1. Commutateurs RF planaires à deux terminaux intégrant un motif de GST .....	125
III.4.2. Tenue en puissance des commutateurs RF .....	128
III.4.3. Conception et réalisation des commutateurs RF à base de GST intégrant un système de chauffage indirect.....	132
III.4.3.1 Performances électriques des commutateurs RF (4T) préparés dans les deux états.....	139
III.4.3.2 Performances électriques des commutateurs RF (4T) lors d'un changement de phase induit par effet Joule (impulsion ON/OFF).....	142
III.4.3.3 Variation de la résistance DC du commutateur 4T lors de plusieurs cycles de transformation ON/OFF .....	144





III.5. Commutateurs RF intégrant des couches minces de GeTe .....	147
III.6. Conclusions .....	150
Références chapitre III .....	153
<b>Conclusions et perspectives .....</b>	<b>159</b>
<b>Annexes .....</b>	<b>170</b>
<b>Productions scientifiques .....</b>	<b>177</b>





## Table des illustrations

---

Figure I.1. Schéma bloc radio fréquence d'un émetteur/récepteur (Front-End RF) d'un téléphone mobile moderne (LTE/4G) [3].	8
Figure I.2. Exemple de solution pour réduire la complexité des systèmes de télécommunications modernes : (a) Front-End RF multibandes flexible utilisant des composants accordables [2] ; (b) exemple d'un réseau de commutation SPNT qui peut être intégré en amont d'une antenne multibandes.	8
Figure I.3. Schéma électrique équivalent d'un commutateur RF	9
Figure I.4. Principe de fonctionnement d'une diode PIN : (a) polarisation directe ; (b) polarisation indirecte	12
Figure I.5. Modèle d'un transistor FET : a) canal de conduction de type N ; b) canal de conduction de type P.	13
Figure I.6. Principe de fonctionnement d'un transistor JFET : a) état passant ; b) état bloqué.	14
Figure I.7. Structuration des substrats SOI/SOS : a) silicium sur oxyde (SOI) ; b) silicium sur saphir (SOS).	15
Figure I.8. 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 $\Omega$ .	16
Figure I.9. Paramètres S mesurés et simulés (isolation à l'état OFF et pertes d'insertion à l'état ON) du commutateur RF montré dans la Figure I.8.b.	16
Figure I.10. 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.	19
Figure I.11. 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.	19
Figure I.12. Paramètres de transmission $S_{21}$ du MEMS-RF ohmique présenté sur la Figure I.11 : isolation à l'état OFF (courbe bleue) et pertes d'insertion à l'état ON (courbe rouge).	20
Figure I.13. Principe de fonctionnement d'un MEMS RF capacitif : a) MEMS capacitif avec une poutre bi-encastree ; b) MEMS à l'état haut ( $C_{off}$ ) ; c) MEMS à l'état bas ( $C_{on}$ ).	21



Figure I.14. 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. ....	22
Figure I.15. Variation de la résistivité en fonction de la température d'une couche mince de VO <sub>2</sub> d'épaisseur de 200 nm. ....	27
Figure I.16. Effet de la MIT initiée thermiquement sur les propriétés optique et mécanique du VO <sub>2</sub> : a) variation de la transmission optique en fonction de la température d'une couche mince de VO <sub>2</sub> de 56 nm d'épaisseur pour $\lambda = 1000$ nm ; b) variation du module de Young en fonction de la température. ....	28
Figure I.17. Les effets de la MIT sur la structure cristalline du VO <sub>2</sub> : a) à l'état isolant : structure monoclinique (M) ; b) à l'état métallique : structure tétragonale rutile (R). ....	29
Figure I.18. Activation électrique d'un motif de VO <sub>2</sub> : a) vue en coupe transversale d'un commutateur DC en configuration planaire intégrant un motif de VO <sub>2</sub> d'une longueur de 3 $\mu\text{m}$ ; b) caractéristique courant tension (I-V) du dispositif montré dans la Figure I.18.a. ....	31
Figure I.19. Commutateurs RF à base de VO <sub>2</sub> réalisé à XLIM [97] : a) en configuration série ; b) en configuration parallèle ; c) paramètres de transmission S <sub>21</sub> dans les deux états d'un commutateur en configuration série : état OFF (état isolant du VO <sub>2</sub> (300 K)) et état ON (état métallique du VO <sub>2</sub> (400 K)). ....	32
Figure I.20. Performances électriques d'un commutateur RF à base de VO <sub>2</sub> lors d'une activation électriques de La MIT: a) photographie par microscopie optique du dispositif réalisé par Ha et al. ; b) paramètres de transmission S <sub>21</sub> mesurés à température ambiante dans les deux états : état OFF (pour I = 0) et état ON (I = 70 mA). ....	33
Figure I.21. Commutateur RF planaire à base de VO <sub>2</sub> intégrant un système de chauffage en NiCr utilisé pour chauffer le VO <sub>2</sub> : a) Photographie par microscopie optique du commutateur réalisé ; b) Exemple pour montrer l'utilité du commutateur à base de VO <sub>2</sub> montré dans la Figure I.21.a : démonstrateur d'un déphaseur 2 bits intégrant des réseaux de commutation de type SP4T. ....	34
Figure I.22. Les effets engendrés par le changement de phase amorphe-cristallin réversible, observé dans les chalcogénures. ....	35
Figure I.23. Principe du changement de phase amorphe-cristallin réversible par chauffage moyennant une impulsion électrique (chauffage par effet Joule) ou optique : a) de l'état cristallin à l'état amorphe ; b) de l'état amorphe à l'état cristallin. ....	36



Figure I.24. Schéma de principe d'un DVD (Digital Versatile Disc) réinscriptible utilisant une seule couche mince de PCM. ....	37
Figure I.25. Diagramme ternaire de type Ge-Te-Sb montrant les différents alliages qui présentent un intérêt pour réaliser des mémoires optiques réinscriptibles. ....	38
Figure I.26. Schéma d'une coupe transversale d'une cellule mémoire conventionnelle en technologie PCRAM [109]. ....	39
Figure I.27. 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). ....	39
Figure I.28. 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. ....	41
Figure I.29. 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 ( $24 \mu\text{m}^2$ ) ; b) coupe transversale du dispositif. ....	42
Figure I.30. Photographie par microscopie optique du commutateur réalisé par Moon et al. .	43
Figure II.1. Schéma du dispositif expérimental de l'évaporation par faisceau d'électrons utilisé pour la réalisation des couches mince de $\text{VO}_2$ . ....	60
Figure II.2. Spectre de diffraction caractéristique des trois échantillons (E1, E2, et E3) de 100 nm d'épaisseur réalisés sur des substrat de saphir type c : (a) diffractogramme large spectre ; (b) zoom sur l'orientation (020) du $\text{VO}_2$ autour de $2\theta = 39,9^\circ$ . ....	63
Figure II.3. Spectre Raman mesuré à $25^\circ\text{C}$ pour les trois échantillons E1, E2 et E3 de 100 nm d'épaisseur. ....	64
Figure II.4. Evolution du diffractogramme DRX en fonction de la température d'une couche mince du $\text{VO}_2$ de 100 nm d'épaisseur autour de l'orientation (020) correspondant à $2\theta = 39,9^\circ$ . ....	66
Figure II.5. Evolution du spectre Raman en fonction de la température d'une couche mince du $\text{VO}_2$ de 100 nm d'épaisseur. ....	67
Figure II.6. (a) Variation en fonction de la température de la résistivité d'une couche mince de $\text{VO}_2$ de 100 nm d'épaisseur obtenue sur substrat de saphir ; (b) Dérivée du logarithme de la résistivité en fonction de la température. ....	69



Figure II.7. Evolution des contraintes en fonction de l'épaisseur des couches minces du VO <sub>2</sub> . .....	71
Figure II.8. Commutateur DC à 2T à base de VO <sub>2</sub> : (a) photographie par microscopie optique du dispositif réalisé présentant un motif de VO <sub>2</sub> de dimension 3 x 16 μm <sup>2</sup> ; (b) schéma d'une coupe transversale du dispositif montré dans la Figure II.8.a. ....	73
Figure II.9. Principe de fonctionnement d'un commutateur DC basé sur la transition de phase Isolant- Métal du VO <sub>2</sub> . ....	73
Figure II.10. Dispositif expérimental utilisé pour étudier les caractéristiques électriques des dispositifs 2T à base de VO <sub>2</sub> (activation thermique ou électrique). ....	74
Figure II.11. Variation de la résistance DC en fonction de la température d'un commutateur intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de dimensions 20 x 16 μm <sup>2</sup> . ....	75
Figure II.12. Variation de la résistance DC en fonction de la température de deux commutateurs à base de VO <sub>2</sub> présentant un espacement L <sub>v</sub> = 3 μm (courbe rouge) et L <sub>v</sub> = 20 μm (courbe bleue). ....	76
Figure II.13. Caractéristique I-V en mode tension d'un dispositif intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de dimensions 10 x 16 μm <sup>2</sup> connecté en série avec une résistance de 300 Ω. ....	78
Figure II.14. Variation de la caractéristique I-V en fonction de la température d'un dispositif intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de longueur L <sub>v</sub> = 10 μm. ....	79
Figure II.15. Caractéristique I-V en mode I obtenue à 25°C pour un dispositif à deux terminaux intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de dimensions 10 x 16 μm <sup>2</sup> et d'épaisseur 200 nm connecté en série avec une résistance de 300 Ω. ....	80
Figure II.16. Images par microscopie optique (soumises à un traitement logiciel pour augmenter le contraste) d'un motif de VO <sub>2</sub> (80 x 50 μm <sup>2</sup> ) lors de l'injection de courants avec différentes valeurs correspondant aux diverses zones constituant la caractéristique I-V : (a) zone isolante ; (b) NDR ; (c) zone métallique [31]. ....	81
Figure II.17. Caractéristique I-V en mode I d'un commutateur intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de longueur 10 μm, pour différentes températures. ....	82
Figure II.18. Mise en évidence du phénomène d'auto-oscillations : (a) caractéristique I-V en mode I ; (b) oscillations enregistrées pour différents courants correspondant à la zone NDR. ....	83
Figure II.19. Dispositif expérimental utilisé pour mesurer le temps de commutation des commutateurs intégrant des motifs de VO <sub>2</sub> . ....	85



Figure II.20. Mesure du temps de commutation d'un commutateur planaire 2T intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de longueur L <sub>v</sub> = 3 μm : (a) profil d'impulsions de la tension appliquée et de celle aux bornes du motif de VO <sub>2</sub> ; (b) zoom sur la zone de transition MIT du VO <sub>2</sub> .....	86
Figure II.21. Topologie du commutateur réalisé à l'aide du logiciel ADS-MOMENTUM présentant les différentes dimensions du dispositif.....	88
Figure II.22. Simulation du paramètre de transmission S <sub>21</sub> pour différents espacements L <sub>v</sub> : (a) à l'état OFF (VO <sub>2</sub> à l'état isolant) ; à l'état ON (VO <sub>2</sub> à l'état métallique).....	89
Figure II.23. Principe de fonctionnement d'un commutateur RF à base de VO <sub>2</sub> : (a) Vue globale par microscopie optique du dispositif réalisé ; (b) Etat bloqué OFF (VO <sub>2</sub> à l'état isolant) ; (c) Etat passant ON (VO <sub>2</sub> à l'état métallique) [34].....	90
Figure II.24. Dispositif expérimental utilisé pour mesurer les paramètres S du commutateur RF intégrant un motif de VO <sub>2</sub> . ....	91
Figure II.25. Paramètres S <sub>11</sub> et S <sub>21</sub> mesurés à 25°C pour un commutateur RF intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de longueur L <sub>v</sub> = 3 μm [34]. ....	91
Figure II.26. Paramètres S <sub>11</sub> et S <sub>21</sub> mesurés à 90°C pour un commutateur RF à VO <sub>2</sub> présentant un espacement L <sub>v</sub> = 3 μm [34]. ....	92
Figure II.27. Détermination des valeurs de C <sub>off</sub> et de R <sub>on</sub> sous ADS à partir d'un modèle électrique équivalent simplifié. ....	93
Figure II.28. Paramètre de transmission S <sub>21</sub> mesuré, modélisé et simulé d'un commutateur RF intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de longueur L <sub>v</sub> = 3 μm : (a) à l'état OFF ; (b) à l'état ON.....	93
Figure II.29. Variation des paramètres de transmission (S <sub>21</sub> ) en fonction de la température d'un commutateur intégrant un motif de VO <sub>2</sub> présentant un espacement L <sub>v</sub> = 20 μm.....	94
Figure II.30. Variation des paramètres de transmission S <sub>21</sub> en fonction de l'espacement L <sub>v</sub> (3, 5, 10 et 20 μm) pour des dispositifs à l'état OFF à 25°C (a) et à l'état ON, à 90°C (b).....	95
Figure II.31. Dispositif expérimental utilisé pour mesurer les paramètres S des commutateurs RF lors d'une activation électrique de la MIT du motif de VO <sub>2</sub> . ....	96
Figure II.32. Paramètres de transmission (S <sub>21</sub> ), mesurés à 25°C, d'un commutateur intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de longueur L <sub>v</sub> = 5 μm, pour différentes valeurs de courant [34]......	97
Figure II.33. Variation périodique de la transmission S <sub>21</sub> d'un commutateur intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de longueur L <sub>v</sub> = 5 μm lorsqu'on injecte un courant (3,6 mA) correspondant à la zone NDR [34].....	98



Figure II.34. Description du Principe de mesure de point de compression à 1 dB. ....	99
Figure II.35. Mesure de la tenue en puissance (à 25°C) d'un commutateur RF intégrant un motif de VO <sub>2</sub> de longueur 20 µm.....	100
Figure III.1. Schéma du dispositif expérimental PLD utilisé pour la réalisation des couches minces de PCM. ....	110
Figure III.2. Spectre de diffraction (DRX) caractéristique d'une couche mince de GST à l'état amorphe et à l'état cristallin. ....	112
Figure III.3. Spectre Raman d'une couche mince de GST de 100 nm d'épaisseur préparée dans les deux états : amorphe et cristallin (chauffage à 300°C). ....	113
Figure III.4. Variation de la résistance électrique en fonction de la température, réalisée sur une couche mince de GST de 1 µm d'épaisseur. ....	114
Figure III.5. Variation de la résistance en fonction de la température pour des couches minces de GST et de GeTe de 100 nm d'épaisseur.....	115
Figure III.6. Evolution de la transmission optique des couches minces de PCM (GST et GeTe), de 100 nm d'épaisseur, durant un cycle de chauffage de 25 à 300°C. ....	116
Figure III.7. Images prises par caméra CCD des deux échantillons à différentes températures pendant le cycle de chauffage. ....	116
Figure III.8. Photographie de deux couches minces de GST de 100 nm d'épaisseur préparées dans les deux états : amorphe (tel qu'il est déposé) et cristallin (après un chauffage à 350°C). ....	117
Figure III.9. Dispositifs en configuration MIM de dimension 9 x 9 µm <sup>2</sup> intégrant une couche mince de GST (70 nm). ....	118
Figure III.10. Caractéristique I-V d'un dispositif en configuration MIM de dimension 5x5 µm <sup>2</sup> , intégrant une couche mince de GST de 70 nm d'épaisseur. ....	119
Figure III.11. (a). Photographie par microscopie optique d'un commutateur RF intégrant un film mince de GST en configuration MIM (vue de dessus) (b). Schéma de la coupe transversale du dispositif [17]. ....	120
Figure III.12. Paramètres S mesurés et modélisés à l'état OFF (GST à l'état amorphe) d'un commutateur RF en configuration MIM de dimension 10 x 16 µm <sup>2</sup> intégrant un motif de GST d'épaisseur 100 nm [17]. ....	121





Figure III.13. Caractéristique I-V du dispositif mettant en évidence le déclenchement électrique du changement de phase amorphe-cristallin. ....	122
Figure III.14. paramètres S mesurés et modélisés à l'état cristallin lors d'une activation électrique [17]. ....	122
Figure III.15. Paramètres S mesurés et modélisés à l'état cristallin (lors d'un chauffage direct du dispositif à 300°C) du commutateur montré dans la Figure III.11.a. ....	123
Figure III.16. Schéma de la topologie du circuit utilisée pour simuler les paramètres S sous HFSS. ....	124
Figure III.17. Simulation des paramètres S des commutateurs RF en configuration MIM pour différentes dimensions (3x3, 5x5 et 7x7 $\mu\text{m}^2$ ) pour une épaisseur de GST de 100 nm. ....	124
Figure III.18. Commutateur RF planaire intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 10 \mu\text{m}$ [17]. ....	126
Figure III.19. Paramètres S mesurés et modélisés d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur $10 \mu\text{m}$ à l'état OFF (GST à l'état amorphe) [17]. ....	127
Figure III.20. Paramètres S mesurés pour trois différentes températures (250, 275 et 300°C) d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 10 \mu\text{m}$ : (a) paramètres $S_{21}$ ; (b) paramètres $S_{11}$ . ....	128
Figure III.21. Mesure de la tenue en puissance à 3 GHz d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 10 \mu\text{m}$ : a) à l'état amorphe (état OFF) ; b) à l'état cristallin (état ON) [17]. ....	129
Figure III.22. Activation électrique d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 3 \mu\text{m}$ connecté à une résistance de 1 k $\Omega$ . ....	130
Figure III.23. Changement de phase amorphe-cristallin induit par effet Joule : (a) chauffage indirect utilisé dans la conception des mémoires résistives (PC-RAM) ; (b) chauffage indirect utilisé dans la conception des commutateurs RF planaires à quatre terminaux ; (c) schéma électrique équivalent du système de chauffage indirect ; (d) profil des impulsions thermiques appliquées au GST à travers l'élément chauffant. ....	131
Figure III.24. 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. ....	133
Figure III.25. Topologie des commutateurs RF intégrant un système de chauffage indirect : (a) lorsque $D = L_g$ ; (b) $D > L_g$ . ....	134



Figure III.26. Topologie du circuit utilisée pour simuler les caractéristiques du commutateur RF à base de GST (paramètres S) sous HFSS.....	135
Figure III.27. Simulations par HFSS de l'évolution des paramètres de transmission ( $S_{21}$ ) des commutateurs RF dans le cas où la dimension $L_g$ est égale à la largeur du TFR ( $D$ ) : (a) à l'état amorphe (OFF) et (b) à l'état cristallin (ON).....	136
Figure III.28. Influence de la largeur du TFR sur les performances des commutateurs RF : (a) isolation d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 3 \mu\text{m}$ pour deux dimensions du TFR ( $D = 3 \mu\text{m}$ et $D = 12 \mu\text{m}$ ) ; (b) modèle électrique du commutateur montrant les différentes capacités formées par les différentes couches du dispositif. ....	137
Figure III.29. Pertes d'insertion du commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 3 \mu\text{m}$ pour deux dimensions de TFR ( $D = 3 \mu\text{m}$ et $D = 12 \mu\text{m}$ ).....	138
Figure III.30. Photographie par microscopie optique d'un commutateur RF (4T) intégrant un système de chauffage indirect fabriqué au laboratoire XLIM [22]......	139
Figure III.31. Modèle électrique équivalent du commutateur RF intégrant un système de chauffage indirect.....	140
Figure III.32. Evolution des paramètres S mesurés, modélisés et simulés (HFSS) d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 3 \mu\text{m}$ : (a) GST à l'état amorphe ; (b) à l'état cristallin. ....	141
Figure III.33. Pertes d'insertion des commutateurs RF (2T) et (4T). ....	142
Figure III.34. Mesure et modélisation des paramètres S d'un commutateur RF présentant un espacement $L_g = 3 \mu\text{m}$ : a) dans l'état amorphe lorsqu'on applique sur l'élément TFR une impulsion avec une amplitude de 13 mA et une durée de 16 $\mu\text{s}$ ; b) dans l'état cristallin lorsqu'on applique sur le TFR une impulsion avec une amplitude de 10 mA et une durée de 250 $\mu\text{s}$ [22]. .....	143
Figure III.35. Photographies par microscopie optique d'un commutateur RF- 4T intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 10 \mu\text{m}$ , montrant le contraste de couleur du motif de GST à l'état cristallin (images 1 et 3) et à l'état amorphe (image 2). ....	144
Figure III.36. Variation de la résistance DC du commutateur RF- 4T intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 10 \mu\text{m}$ , suite à l'application des cycles d'impulsions en courant ON/OFF. .....	145



Figure III.37. Paramètres S mesurés et modélisés d'un commutateur RF intégrant un motif de GeTe de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$  : (a) isolation (GeTe à l'état amorphe, tel qu'il est fabriqué); (b) pertes d'insertion (dispositif chauffé à  $300^\circ\text{C}$ ). ..... 148





## Table des tableaux

---

Tableau I.1. Comparaison entre des diodes PIN réalisées sur différents substrats. ....	12
Tableau I.2. Comparaison des performances de différentes technologies des commutateurs à une entrée vers une seule sortie (SPST). ....	17
Tableau I.3. Tableau comparatif entre des différentes technologies des commutateurs RF [9, 34, 52, 53]. ....	23
Tableau I.4. Exemples de matériaux présentant un changement de phase amorphe-cristallin. ....	25
Tableau I.5. Comparatif entre les différents oxydes de vanadium étudiés dans [74, 75]. ....	26
Tableau II.1. Conditions de dépôt et de recuit utilisées pour réaliser des couches minces de VO <sub>2</sub> par évaporation par faisceau d'électrons sur des substrats de saphir. ....	62
Tableau II.2. Comparaison des spectres Raman des échantillons E1 et E2 avec des exemples rapportés dans la littérature. ....	65
Tableau II.3. Rapport de résistivité entre les deux états des couches minces de VO <sub>2</sub> de 100 nm d'épaisseur réalisées sur différents substrats. ....	70
Tableau II.4. Variation de la résistivité entre les deux états (isolant / métallique) en fonction de l'épaisseur des couches minces du VO <sub>2</sub> . ....	71
Tableau II.5. Variation de la résistance DC en fonction de la dimension de Lv des commutateurs (2T) à base de VO <sub>2</sub> . ....	76
Tableau II.6. Propriétés électriques des commutateurs en fonction de l'espacement Lv [34]. ....	96
Tableau III.1. Principaux paramètres de dépôt optimisés pour réaliser des couches minces de GST et de GeTe. ....	111
Tableau III.2. Mesure de la résistivité à l'état cristallin des couches minces de GST et de GeTe de différentes épaisseurs obtenues sur des substrats de saphir. ....	115
Tableau III.3. Les différentes largeurs du TFR (D) correspondant à chaque dimension Lg. ....	134
Tableau III.4. Isolation et pertes d'insertion à 20 GHz des commutateurs RF en fonction des différentes dimensions (Lg, D). ....	138
Tableau III.5. Performances électriques des commutateurs RF intégrant un système de chauffage indirect obtenues dans les deux états : isolation (S <sub>21</sub> à l'état amorphe) et pertes d'insertion (S <sub>21</sub> à l'état cristallin). ....	142



Tableau III.6. Evolution des résistances $R_{on}$ et $R_{off}$ d'un commutateur intégrant un motif de longueur $L_g = 10 \mu m$ en fonction de l'évolution de la résistance du TFR. ....	146
Tableau III.7. Changement de la résistance DC des commutateurs RF (4T) avec plusieurs dimensions $L_g$ , lors d'un changement de phase amorphe-cristallin induit par effet Joule.....	146
Tableau III.8. Variation des résistances $R_{on}$ et $R_{off}$ d'un commutateur RF (4T) intégrant un motif de GST de longueur $L_g = 10 \mu m$ , en fonction de l'amplitude de l'impulsion en courant appliqué sur l'élément TFR.....	147
Tableau III.9. Performances électriques des commutateurs RF à deux terminaux utilisant une composition de type GeTe, en fonction des dimensions $L_g$ . ....	149
Tableau III.10. Mesure de la résistance à l'état cristallin ( $R_{on}$ ) des commutateurs RF (4T) intégrant un motif de GeTe. ....	149



# Introduction générale





La révolution technologique a bouleversé notre société et a contribué à l'essor de nouvelles techniques en particulier dans le domaine des télécommunications, un domaine vaste et varié (Radars, satellites, téléphonie mobile...). Au fil des années, de nouveaux défis au niveau de la conception des émetteurs et des récepteurs radiofréquences (RF), se présentent aux industriels du domaine ; le but principal étant d'atteindre la meilleure performance en assurant un coût et un encombrement réduit du produit. A partir des années 1980, les circuits intégrés monolithiques micro-ondes ont été introduits dans la conception des systèmes de télécommunications. Ils ont permis de réaliser sur le même substrat plusieurs fonctionnalités (oscillateurs, mélangeurs, filtres, antennes, etc.) nécessaires pour la conception d'une chaîne d'émission/réception complète. Avec l'apparition de nouveaux standards sans fil, la diminution de la taille des composants est devenue indispensable pour concevoir des dispositifs plus compacts. Pour répondre à ces nouveaux besoins, les recherches se sont orientées vers la conception d'architectures RF flexibles basées sur l'intégration de composants reconfigurables (agiles) en fréquence (filtres, antennes, déphaseur, etc.). L'une des solutions retenues pour assurer l'agilité de ces composants est d'utiliser des commutateurs comme commande externe permettant l'adaptation de la réponse du dispositif à plusieurs fréquences. Ainsi les performances de ces composants accordables vont également dépendre des caractéristiques des commutateurs utilisés. Dans ce contexte, les commutateurs RF doivent répondre à certaines exigences comme les niveaux d'isolation et de pertes d'insertion, la tenue en puissance, la linéarité, etc.

Du fait de leur fiabilité et de leur faible coût, une grande partie des commutateurs RF est conçue à base de composants semi-conducteurs (diodes PIN et FET). Cependant ces composants sont généralement assujettis à des phénomènes de non linéarité et de forte consommation. Alternativement, les microsystèmes mécaniques (MEMS-RF) sont considérés comme les meilleurs composants en termes de performances électriques (isolation et pertes d'insertion) et de linéarité. Cependant ces composants restent largement moins rapides et plus coûteux que les composants semi-conducteurs.

Les recherches actuelles se tournent vers le développement de matériaux innovants fonctionnels, qui peuvent être une nouvelle solution pour fabriquer des composants électroniques garantissant un bon fonctionnement, une taille réduite, une accordabilité et un temps de réponse plus petit. En fait ces matériaux peuvent présenter un changement de propriétés (résistivité électrique, indice de réfraction, transmittance, réflectance, etc.) sous l'effet de stimuli externes (température, champ électrique, rayonnement incident, contrainte mécanique, pression, etc.). C'est dans ce contexte que se situent mes travaux de thèse. Nous



proposons ainsi une nouvelle approche pour réaliser des commutateurs RF, basée sur l'intégration de matériaux fonctionnels dans de nouvelles architectures adaptées aux applications RF. Parmi ces matériaux, le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ) appartenant à la famille des matériaux à transition de phase (PTM), et les chalcogénures de types  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST) et GeTe appartenant à la famille des matériaux à changement de phase (PCM) nous intéressent, car ils présentent un changement de résistivité important que l'on peut exploiter pour réaliser des commutateurs RF.

Les différents travaux réalisés au cours de ma thèse comprenant le développement des couches minces de  $\text{VO}_2$ , de GST et GeTe ainsi que la conception, simulation, fabrication et la caractérisation des commutateurs RF ont été effectués moyennant l'ensemble des équipements matériels et logiciels disponibles au sein de la plateforme PLATINOM du laboratoire XLIM. Ces travaux sont décrits dans ce manuscrit composé de trois chapitres.

Le **chapitre 1** donne un état de l'art des commutateurs RF existant aujourd'hui. Nous présentons le principe de fonctionnement et les performances de ces composants en nous appuyant sur des exemples de la littérature. Ensuite, nous présentons d'une façon générale l'intérêt des matériaux innovants dits fonctionnels pour réaliser des fonctions électroniques accordables. Plus précisément nous décrivons les propriétés de la transition Isolant-Métal du  $\text{VO}_2$  et du changement de phase amorphe-cristallin des PCM (GST et GeTe). Par la suite nous introduisons l'intérêt de ces matériaux pour réaliser des commutateurs RF.

Dans le **chapitre 2**, nous étudions la conception et la réalisation des commutateurs RF basés sur la transition Isolant-Métal (MIT) du dioxyde de vanadium. Nous présentons la technique et les paramètres de dépôt des couches minces de  $\text{VO}_2$ . Ensuite nous exposons les caractéristiques (isolation, pertes d'insertion, tenue en puissance et temps de commutation) des commutateurs RF intégrant des couches minces de  $\text{VO}_2$ , lors d'une activation thermique et électrique de la transition MIT.

Le **chapitre 3** décrit l'étude et la conception des commutateurs à base de matériaux à changement de phase, en particulier le GST. Nous présentons les caractéristiques des couches minces de GST obtenues par la technique d'ablation laser. Ensuite nous présentons les performances des commutateurs RF en configuration MIM (Métal/Isolant/Métal), en configuration planaire à deux terminaux et à quatre terminaux intégrant un système de chauffage indirect.

Finalement, nous présentons une conclusion générale qui permet d'effectuer un bilan de l'ensemble de ces travaux de recherche. Des perspectives sont ensuite exposées afin de donner des pistes pour améliorer les performances des différents dispositifs réalisés.



# **Chapitre I : Intérêt des matériaux innovants fonctionnels**



### I.1. Introduction

Nos travaux de recherche s'attachent à l'étude et à la réalisation de commutateurs radiofréquence (RF) basés sur l'intégration de deux classes de matériaux différents dits fonctionnels : d'une part les matériaux à transition de phase Isolant-Métal, en l'occurrence le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ), et d'autre part les matériaux à changement de phase (PCM), en particulier à base de deux compositions  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST) et GeTe (GT).

Dans ce premier chapitre nous mettrons en évidence tout d'abord l'importance des commutateurs RF dans la conception des systèmes de télécommunications modernes. Par la suite, nous présenterons un état de l'art des différentes technologies utilisées actuellement pour réaliser ces commutateurs RF. Nous montrerons enfin l'intérêt de l'intégration des matériaux innovants tels que le dioxyde de vanadium et les chalcogénures de type GeTe et  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  pour la réalisation de dispositifs pour la commutation dans le domaine des hautes fréquences.

### I.2. Importance des commutateurs RF dans la conception des systèmes de télécommunications modernes

Au début des années 1990, les téléphones mobiles étaient exclusivement utilisés pour émettre et transmettre la voix. Aujourd'hui, le trafic mondial des données mobiles a doublé au cours des dernières années, ce qui implique une augmentation de débit pour assurer une plus grande vitesse de transfert des données et par la suite l'exploitation d'une plage fréquentielle plus large (multibandes) allant de  $\sim 700$  MHz à  $\sim 5$  GHz [1, 2]. Actuellement les systèmes de télécommunications modernes sont dotés de plusieurs standards sans fils tels que Wifi, Bluetooth, GPS, Radio FM, GSM, UMTS, LTE, etc. Cette diversité de bandes de fréquences, doit être prise en charge par les industriels du domaine de la téléphonie mobile. De nos jours on voit naître une nouvelle génération de systèmes (smartphones, tablettes, objets connectés etc.) dotés de terminaux émission/réception radio fréquence (Front-End RF) plus sophistiqués et plus complexes permettant de couvrir plusieurs bandes de fréquences, répondant ainsi aux différents besoins des utilisateurs. **La Figure I.1** montre un système typique de télécommunications 4G (LTE). Un tel système peut couvrir jusqu'à 16 bandes de fréquences auxquelles sont associées un grand nombre de fonctions électroniques (ports RF, filtres, antennes, etc.) et un grand nombre de commutateurs RF ( $\sim 60$  par port RF) [3]. Les Front-End RF modernes deviennent de plus en plus complexes et encombrants et très gourmands en termes de consommation d'énergie [4].



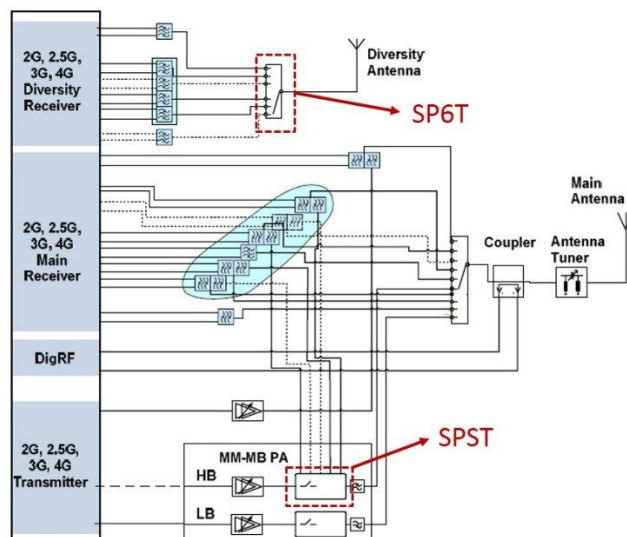


Figure I.1. Schéma bloc radio fréquence d'un émetteur/récepteur (Front-End RF) d'un téléphone mobile moderne (LTE/4G) [3].

L'une des solutions proposées pour réduire la complexité de ces systèmes est d'utiliser des architectures RF flexibles basées sur des composants agiles en fréquence comme les filtres et les antennes accordables (Figure I.2.a). Pour ce type de solution, les commutateurs RF jouent un rôle primordial. En effet ils sont utilisés comme des éléments d'accordabilité ou encore comme des éléments de sélection de trajet simple de type SPST (acronyme en anglais de Single Port Single Throw) ou multiple dans le cas d'un réseau de commutation de type une entrée vers N sorties (SPNT acronyme en anglais de Single Port N Throw, cf Figure I.2.b).

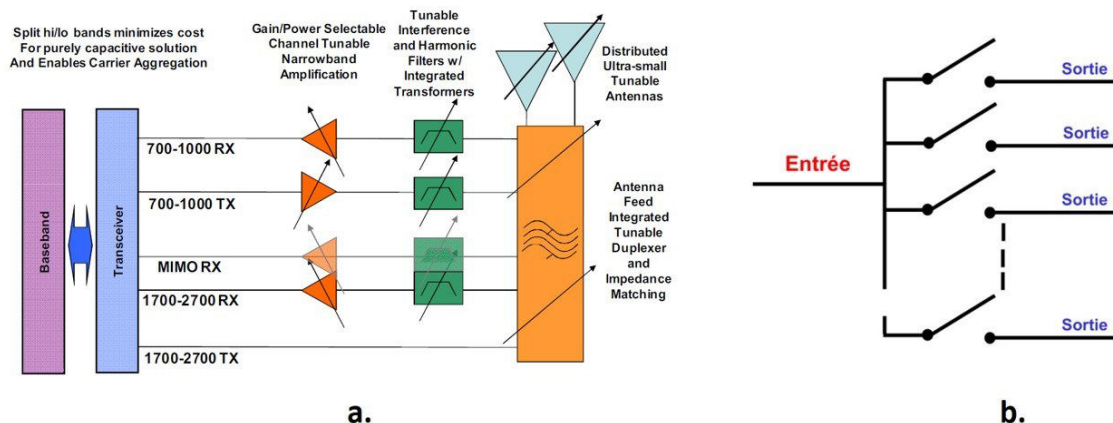


Figure I.2. Exemple de solution pour réduire la complexité des systèmes de télécommunications modernes : (a) Front-End RF multibandes flexible utilisant des composants accordables [2] ; (b) exemple d'un réseau de commutation SPNT qui peut être intégré en amont d'une antenne multibandes.

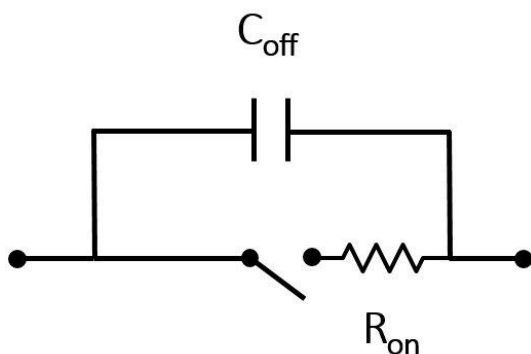
### I.3. Caractéristiques d'un commutateur RF

Un commutateur est un composant qui présente deux états binaires : un état passant (ON) assurant la transmission du signal ou un état bloqué (OFF) empêchant la transmission du signal. Dans le cas idéal, un commutateur à l'état ON assure la transmission du signal sans



perdes et sans distorsions, tandis qu'à l'état OFF, il bloque le passage de la totalité du signal. Un commutateur idéal peut être modélisé par un court-circuit (impédance nulle) à l'état ON et par un circuit ouvert (impédance infiniment grande) à l'état OFF.

Un commutateur RF est un commutateur fonctionnant dans le domaine des radiofréquences. Ce type de commutateur peut être représenté par un circuit équivalent qui présente à l'état ON une résistance  $R_{on}$  et à l'état OFF une capacité  $C_{off}$  (cf **Figure I.3**).



**Figure I.3. Schéma électrique équivalent d'un commutateur RF**

Les performances électriques d'un commutateur RF sont évaluées à travers les valeurs de  $R_{on}$  et de  $C_{off}$  :

- la valeur de  $R_{on}$  renseigne sur les pertes d'insertion à l'état passant (ON) : plus  $R_{on}$  est faible plus les pertes sont minimales ;
- la valeur de  $C_{off}$  renseigne sur le niveau d'isolation à l'état bloqué (OFF) : plus la valeur de  $C_{off}$  est faible, plus le niveau d'isolation est élevé.
- on considère qu'un commutateur est performant lorsque sa réponse s'approche de celle d'un commutateur idéal.

Les performances des commutateurs RF peuvent être caractérisées par une figure de mérite définie par :

$$FOM = R_{on} \times C_{off} (fs)$$

Plus FOM est faible, plus les performances du commutateur se rapprochent de celles d'un commutateur idéal. On trouve dans la littérature également une autre expression de FOM appelée fréquence de coupure  $F_c$  ( $F_c = 1 / (2\pi R_{on} \times C_{off})$ , exprimée en THz) qui traduit aussi les performances électriques du commutateur : plus la valeur de  $F_c$  est grande, plus les performances du commutateur se rapprochent de celles d'un commutateur idéal. De plus, l'efficacité d'un commutateur dépend aussi de sa vitesse de commutation entre les deux états, sa consommation en énergie, sa taille, sa tenue en puissance, sa linéarité, sa fiabilité, etc.



Dans le domaine RF les performances électriques (pertes d'insertion et isolation) sont déterminées à partir des mesures des paramètres S du composant (exprimés en dB). On distingue :

- le paramètre  $S_{21}$  appelé coefficient de transmission, il traduit la proportion de signal transmis qui a été fournie par la source.
- Le paramètre  $S_{11}$  appelé coefficient de réflexion, il traduit la proportion de signal réfléchi vers la source. A l'état passant (ON), une grande partie du signal est transmise, le paramètre  $S_{21}$  est proche de 0 dB (transmission avec des pertes minimales). A l'état bloqué (OFF), une grande partie du signal RF est réfléchi vers la source, le paramètre  $S_{11}$  tend vers 0 dB et le paramètre  $S_{21}$  tend vers des valeurs faibles (en règle générale, on peut considérer qu'un commutateur présente une forte isolation lorsque les valeurs de  $S_{21}$  sont inférieures à - 15 dB). Dans le reste du manuscrit les valeurs des paramètres S seront données en valeurs absolues ( $|S_{21}|$  et  $|S_{11}|$ ).

## I.4. Etat de l'art des commutateurs RF

Les technologies utilisées actuellement dans la conception des commutateurs RF sont majoritairement de type semi-conducteur. Le développement de cette technologie a été lié essentiellement à la découverte des matériaux semi-conducteurs comme le Silicium (Si), l'Arséniure de Galium (AsGa), le Nitrure de Galium (GaN), etc., qui a permis le développement à grande échelle et à faible coût des diodes PIN (Positive Intrinsic Negative) et des transistors à effet de champs FET (Field Effect Transistor). Depuis plusieurs décennies, les FET et les PIN ont fait l'objet de plusieurs développements dans le but d'améliorer leurs performances électriques et d'élargir leur domaine d'exploitation qui s'étend actuellement du continu aux micro-ondes [5].

Au milieu des années 1990, les avancées technologiques et les nouveaux processus de fabrication dans le domaine de la microélectronique ont donné naissance à une deuxième famille de technologies de commutateurs RF basée sur des microsystèmes mécaniques de type MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) [6, 7]. Par rapport aux commutateurs semi-conducteurs, les composants MEMS offrent d'excellentes performances électriques (isolation et pertes d'insertion) et une linéarité nettement meilleure [8].

Afin de dresser un état de l'art qui nous permettra de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de chaque technologie, nous allons décrire de façon globale le principe de fonctionnement et les performances typiques de ces commutateurs RF à base de semi-conducteurs et de dispositifs MEMS.





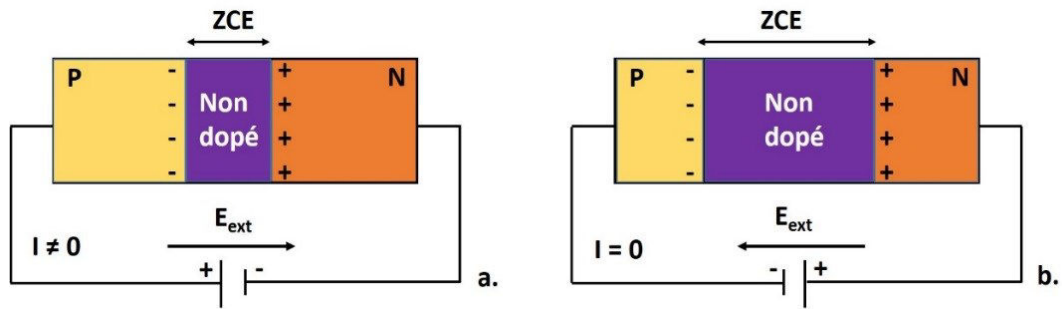
### I.4.1. Les commutateurs RF à base de semi-conducteurs

Comme leur nom l'indique, les matériaux semi-conducteurs ont des propriétés électriques situées entre celles des matériaux isolants et celles des matériaux métalliques. La théorie des bandes d'énergie stipule que certains matériaux possèdent une faible bande interdite  $\Delta E$  ( $\sim 1$  eV). En appliquant une excitation électrique aux bornes du matériau semi-conducteur, des électrons de la bande de valence peuvent migrer facilement vers la bande de conduction, provoquant une diminution de la résistivité du matériau et ainsi l'apparition d'un courant électrique. La valeur de la résistivité ainsi que le courant qui peut circuler dans le semi-conducteur peuvent être contrôlés par l'introduction d'impuretés en très faible quantité dans le matériau semi-conducteur (dopage). On parle d'un dopage de **type N**, si l'on introduit dans le semi-conducteur un élément donneur d'électrons et d'un dopage de **type P** si on introduit un élément accepteur d'électrons. La mise en contact de deux semi-conducteurs dopés différemment (N et P) forme une jonction PN, dont le principe est la base du fonctionnement des transistors FET et des diodes PIN.

#### I.4.1.1 Les diodes PIN

Les diodes PIN sont apparues en 1950 comme l'une des premières applications de la jonction PN. Leur fonctionnement est illustré dans la **Figure I.4**. La diode PIN est composée de trois régions : une région centrale non dopée (dite intrinsèque) intercalée entre une région dopée N et une autre dopée P. L'application d'un champ  $E_{ext}$  dans le sens direct de la diode, engendre une diminution de la largeur de la zone centrale de charge d'espace (ZCE), permettant ainsi au courant de circuler. On considère que la diode est à l'état passant, ce qui correspond à l'état ON d'un commutateur (**Figure I.4.a**). Dans le cas contraire, l'application d'un champ  $E_{ext}$  dans le sens inverse de la diode engendre un élargissement de la zone centrale non dopée diminuant la valeur du courant jusqu'à une valeur seuil de  $E_{ext}$  pour laquelle le courant est nul. Dans cet état, la diode est à l'état bloqué correspondant à l'état OFF d'un commutateur (**Figure I.4.b**). Les diodes PIN peuvent également jouer le rôle d'une résistance variable en faisant varier la largeur de la zone centrale non dopée. Les diodes PIN trouvent leur intérêt pour concevoir des limiteurs de puissance [9, 10] et des déphaseurs [11, 12].





**Figure I.4. Principe de fonctionnement d'une diode PIN : (a) polarisation directe ; (b) polarisation indirecte**

Les diodes PIN sont connues pour leur bonne performance électrique à l'état OFF (forte isolation), cependant les résistances à l'état ON ( $R_{on}$ ) de ces composants sont relativement élevées ce qui se traduit par de fortes pertes d'insertion. Le **Tableau** ci-dessous compare les performances électriques d'une sélection de diodes PIN réalisées sur différents substrats.

**Tableau I.1. Comparaison entre des diodes PIN réalisées sur différents substrats.**

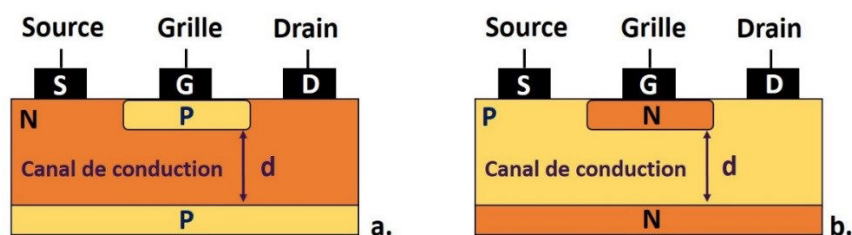
Technologie des diodes PIN	GaAs	SiC	GaN
Référence	[13]	[14]	[15]
$R_{on}$ ( $\Omega$ )	2,5	60	29
$C_{off}$ fF	36	37	47
$F_c$ (GHz)	1770	70,7	117

#### I.4.1.2 Les transistors à effet de champs (FET)

Le transistor à effet de champs est un composant à trois terminaux. Le semi-conducteur est dopé à la fois avec des éléments donneurs et des éléments accepteurs d'électrons de façon à obtenir deux zones de dopage opposé (N et P). Le dopage est effectué dans le semi-conducteur de façon à avoir d'une part une zone constituant la grille et d'autre part une zone appelée canal de conduction qui relie le drain à la source. Les modèles d'un FET avec un canal de type N et avec un canal de type P sont illustrés respectivement sur la **Figure I.5.a** et la **Figure I.5.b**. Le FET est aussi appelé transistor unipolaire car il permet de transporter un seul type de porteurs de charge : des électrons lorsque le canal est de type N ou des trous lorsque le canal est de type P. Dans le cas d'un FET avec un canal de type N, la grille est formée de deux zones dopées P tandis que le canal reliant la source au drain est de type N. Le principe de fonctionnement d'un tel composant repose sur la modulation de la largeur du canal (**d** sur la **Figure I.5**) qui relie la source au drain par une tension de commande  $V_{GS}$  appliquée au niveau de la grille. Une tension  $V_{DS}$  positive appliquée entre le drain et la source permet de faire circuler un courant d'électrons à travers le canal (du drain vers la source), tandis qu'une tension négative  $V_{GS}$  appliquée entre



la grille et la source va créer un champ électrique inverse qui va permettre de réguler la largeur du canal et par la suite permettre ou bloquer le passage du courant entre le drain et la source.



**Figure I.5. Modèle d'un transistor FET : (a) canal de conduction de type N ; (b) canal de conduction de type P.**

Actuellement, on dénombre plusieurs types de transistors FET. Le choix du substrat, du matériau semi-conducteur ainsi que le type et la technique de dopage sont généralement des critères qui influent sur le mode de fonctionnement, les performances et le domaine d'application de ces transistors. Les FET utilisés pour la fonction commutation sont principalement :

- Les JFET (Junction FET)
- Les MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET)
- Les MESFET (Metal Semiconductor FET)
- Les HEMT (High Electron Mobility Transistors)

#### I.4.1.2.1. Les FET sur substrat massif (Bulk)

Le JFET sur silicium est le premier transistor qui a fait son apparition sur le marché (1951) [16]. Le principe de fonctionnement de ce transistor avec un canal de type N est illustré sur la **Figure I.6**. Pour une tension de commande  $V_{GS} = 0$  V, le canal est ouvert et présente une faible impédance, ce qui permet à un courant  $I_{DS}$  de circuler du drain vers la source, avec de très faibles pertes. Le transistor est donc à l'état passant, ce qui correspond à l'état ON d'un commutateur (**Figure I.6.a**). Lorsqu'une tension négative  $V_{GS}$  est appliquée, une zone dépeuplée de charges va se créer autour de la grille diminuant la largeur du canal de conduction. Le courant  $I_{DS}$  diminue progressivement avec la diminution de la tension  $V_{GS}$ . Physiquement l'impédance du canal devient de plus en plus forte jusqu'à une tension seuil  $V_{GS}$  pour laquelle  $I_{DS}$  ne peut plus circuler ( $I_{DS} = 0$ ). C'est l'état bloqué du transistor, le commutateur est à l'état OFF (**Figure I.6.b**).



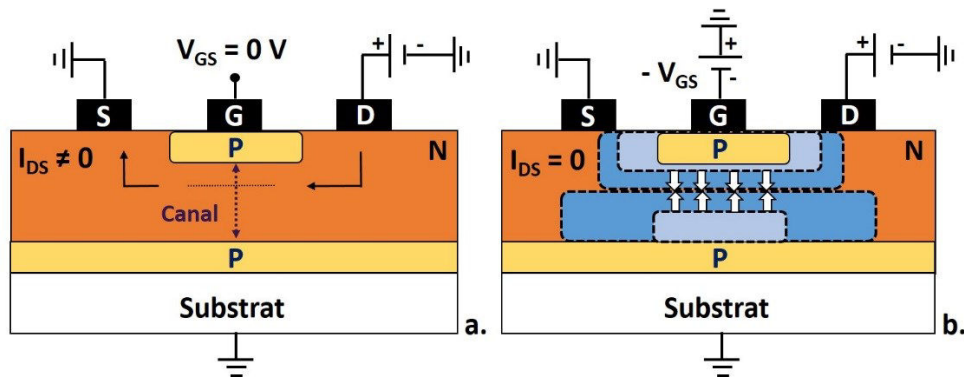


Figure I.6. Principe de fonctionnement d'un transistor JFET : (a) état passant ; (b) état bloqué.

Le MOSFET sur silicium a été développé en 1960 [17]. Cette technologie a comme particularité d'avoir une couche d'oxyde (généralement en dioxyde de silicium  $\text{SiO}_2$ ) qui isole la grille de semi-conducteur. Par rapport au JFET, le MOSFET offre une plus grande capacité d'intégration ainsi que des temps de commutation plus faibles. Pour ces raisons, ces transistors trouvent leur intérêt dans les circuits intégrés numériques.

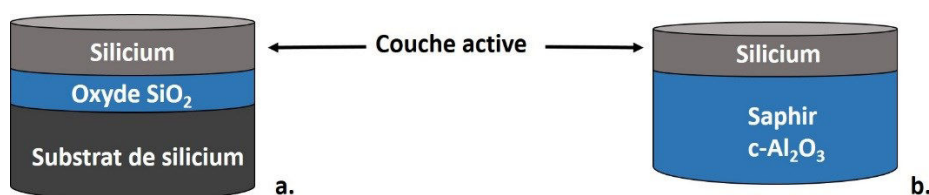
Bien que le silicium présente beaucoup d'avantages tels que son abondance dans la nature (faible coût de production), sa robustesse pour réaliser des substrats (wafer) de grande surface (12''), offrant ainsi une grande capacité d'intégration, il souffre cependant d'une mobilité d'électrons relativement faible ( $\mu_e = 1500 \text{ Cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$ ) [18], ce qui ne permet pas de monter beaucoup en fréquence. Ainsi les recherches se sont orientées vers de nouveaux semi-conducteurs et de nouvelles architectures qui offrent une plus grande mobilité électronique et par la suite des vitesses de fonctionnement des composants plus élevées et permettant également de réduire la résistance du transistor à l'état ON ( $R_{on}$ ) [19]. En 1966, les éléments chimiques des colonnes III et V du tableau périodique (Ge, AsGa, InP,...) ont été utilisés pour la première fois comme substrat à la place du silicium. Cette nouvelle technologie a donné tout d'abord naissance au MESFET (sur GaAs) [20]. Le MESFET ressemble aux JFET avec la différence d'utiliser un seul type de dopage du semi-conducteur (N ou P), la jonction PN est remplacée par une jonction métal/semi-conducteur. Les MESFET sont les premiers transistors utilisés dans le domaine des micro-ondes (jusqu'à 20 GHz) [20]. Puis à partir des années 1980, avec le besoin de monter plus haut en fréquence, les HEMT ont été développés et ils ont pris rapidement la place des MESFET pour des applications qui peuvent monter jusqu'à 60 GHz.

#### I.4.1.2.2. Les FET sur substrats SOI/SOS

Alors que les FET sur silicium massif (bulk silicon) s'approchent de leurs limites technologiques en raison de problèmes de réduction de taille (loi de Moore) et de forte consommation d'énergie, l'utilisation d'autres types de substrats semble être inévitable. Un



nouveau concept consiste à séparer une fine couche de silicium dite couche active (la partie supérieure du substrat) du reste du substrat par une couche isolante. On distingue deux types de substrats : silicium sur isolant (généralement  $\text{SiO}_2$ ) en anglais silicon on insulator (SOI) présenté sur la **Figure I.7.a** et silicium sur saphir en anglais silicon on sapphire (SOS) présenté sur la **Figure I.7.b**. Le but de séparer la couche active de silicium du reste du substrat est d'éliminer les capacités parasites (entre le drain et la source dans le cas d'un FET) ramenées par le substrat et de diminuer les courants de fuite qui peuvent circuler à l'état OFF du transistor. Avec la diminution de l'épaisseur de la couche active de silicium, les substrats SOI/SOS offrent également une mobilité d'électrons plus élevée que les substrats semi-conducteurs décrits précédemment. Cette technologie a permis ainsi d'exploiter les FET à des hautes fréquences ( $\sim 200$  GHz) [21].



**Figure I.7. Structuration des substrats SOI/SOS : (a) silicium sur oxyde (SOI) ; (b) silicium sur saphir (SOS).**

Grâce à ces propriétés, la technologie SOI/SOS a été utilisée massivement ces dernières années par l'industrie des semi-conducteurs pour réaliser des circuits intégrés radiofréquences (RFIC) à savoir des mélangeurs [22], des oscillateurs [23], des amplificateurs de puissance [24], mais surtout pour réaliser des commutateurs RF de type une entrée vers une sortie SPST [21] ou des réseaux de commutation de type une entrée vers N sorties comme les SP4T [25], SP6T [26], SP8T [27], etc. qui sont des éléments incontournables dans la conception des Front-End modernes fonctionnant en multibandes/multimodes.

Un exemple typique de commutateur RF réalisé sur substrat SOI est représenté sur la **Figure I.8.b**. Il s'agit d'un commutateur à une entrée vers une seule sortie (SPST) [21], le FET utilisé est de type CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) dont la structure est illustrée sur la **Figure I.8.a**. Les paramètres S mesurés et simulés entre 140 et 220 GHz sont reportés sur la **Figure I.9**. A l'état OFF, le commutateur présente 16 dB d'isolation correspondant à une capacité  $C_{\text{off}}$  de l'ordre de 36 fF et à l'état ON, entre 1 et 2,5 dB de perte d'insertion correspondant à une résistance  $R_{\text{on}}$  de l'ordre de 5  $\Omega$ . Le FOM ( $R_{\text{on}} \times C_{\text{off}}$ ) calculé est de l'ordre de 180 fs. Rebeiz et al reportent que le FOM obtenu est meilleur que celui obtenu par la même technologie (CMOS) sur silicium massif (300 fs) [21].



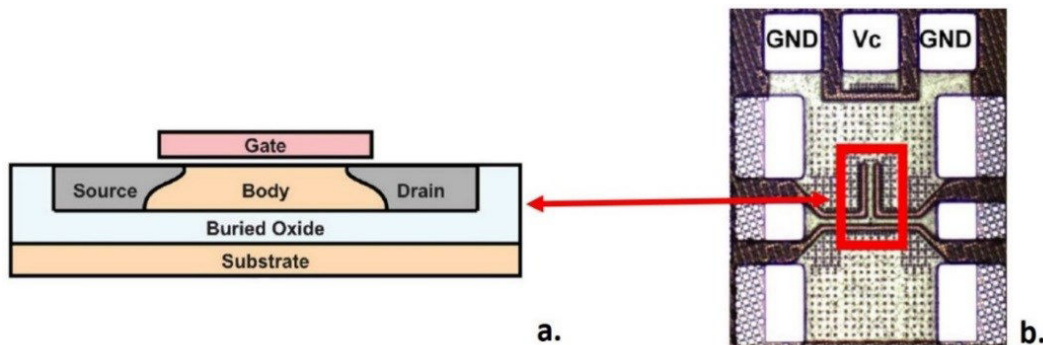


Figure I.8. SPST réalisé à partir d'un CMOS FET en technologie SOI : (a) Profil d'un transistor CMOS ; (b) photo du circuit complet montrant l'implémentation du CMOS FET dans une ligne de transmission en configuration coplanaire (CPW) adaptée-50  $\Omega$ .

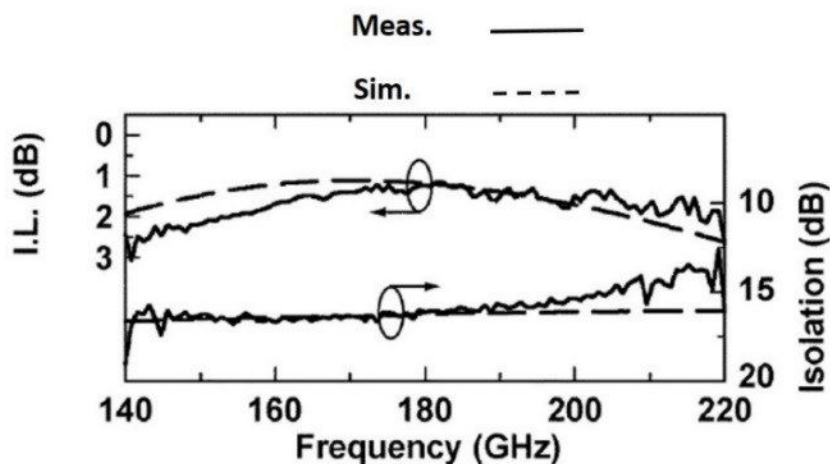


Figure I.9. Paramètres S mesurés et simulés (isolation à l'état OFF et pertes d'insertion à l'état ON) du commutateur RF montré dans la Figure I.8.b.

#### I.4.1.3 Comparaison entre les caractéristiques des composants de type FET

Ces différents types de transistors FET réalisés sur différents types de substrats (silicium massif, AsGa, SOI, SOS) décrivent entre autre l'histoire du développement de la technologie des semi-conducteurs durant les cinquante dernières années. Ce développement a été soutenu par le fort besoin d'intégrer un très grand nombre de composants électroniques sur des surfaces très réduites et par la diversité d'applications qui demandent une exploitation en fréquence de plus en plus large (DC-RF).

Le gain majeur apporté par la technologie SOI/SOS par rapport à la technologie substrat massif repose d'une part sur la diminution de la taille et de la consommation des composants et d'autre part sur la possibilité de monter plus haut en fréquence avec une remarquable amélioration en termes de performances électriques (isolation à l'état OFF et pertes d'insertion à l'état ON). Cependant la technologie SOI/SOS présente des inconvénients qui sont liés à la complexité des procédures de fabrication. En effet cette technologie nécessite de faire croître une fine couche de silicium (couche active) avec de bonnes propriétés physico-chimiques sur



des substrats (oxyde ou saphir) n'ayant pas la même structure cristallographique que le silicium. Ainsi le coût de fabrication d'un wafer SOI croît rapidement, il est deux fois plus élevé qu'un wafer de silicium massif [28]. Un autre inconvénient est lié à la faible conductivité thermique de la couche d'isolation (l'oxyde pour SOI et le saphir pour SOS). En effet cette couche qui est utilisée pour isoler électriquement la couche active du reste du substrat, constitue également une barrière thermique, empêchant ainsi le transfert de chaleur induite dans la couche active vers le substrat. Ce phénomène se traduit par un auto-échauffement du composant, potentiellement responsable de la dégradation des performances du transistor aux hautes fréquences [29, 30].

Dans le tableau ci-dessous nous résumons les points majeurs marquant les performances des technologies FET sur différents substrats.

**Tableau I.2. Comparaison des performances de différentes technologies des commutateurs à une entrée vers une seule sortie (SPST).**

FET	Substrat	Fréquence d'utilisation	Pertes d'insertion (dB)	Isolation (dB)	$R_{on} \times C_{off}$ (fs)	Réf
HJFET	AlGaAs	DC-110 GHz	< 2,55	> 22,2	170	[31]
CMOS	Si (Bulk)	DC-94 GHz	1,6	19-32	300	[32]
pHEMT	GaAs	DC-60 GHz	3	24	-	[33]
pHEMT	InP	DC-20 GHz	< 1,16	> 20	-	[19]
CMOS	SOI	100-220 GHz	1-2,5	16	180	[20]

#### I.4.2. Les commutateurs RF à base de dispositifs MEMS

Parallèlement aux technologies semi-conductrices citées précédemment, il existe des solutions mécaniques pour réaliser des fonctions de commutation, notamment les relais mécaniques qui présentent de bonnes performances électriques avec une forte isolation pouvant atteindre 70 dB et des faibles pertes d'insertion inférieures à 1 dB aux basses fréquences micro-ondes. Cependant ce type de composant souffre d'un temps de commutation très élevé, de l'ordre de la milliseconde (ms) et une mise en boîtier (packaging) très volumineuse, paramètre handicapant pour l'intégration dans des systèmes portables et solution coûteuse pour les systèmes satellites (poids de la charge utile) [34]. Avec l'apparition de nouvelles normes sans fil, la faible taille des composants devient plus que jamais une exigence pour réaliser des systèmes de télécommunications toujours performants, légers, et peu coûteux. De ce point de vue les dispositifs MEMS miniatures sont d'excellents candidats pour la réalisation des commutateurs RF.

Les MEMS ont été développés pour la première fois dans les années 1970, et utilisés essentiellement pour réaliser des capteurs de température et de pression, et des accéléromètres [34]. Le premier MEMS pour des applications micro-ondes militaires a été conçu en 1990 par





un groupe de chercheurs américains [34]. Durant les vingt dernières années, les MEMS ont fait l'objet de nombreuses recherches et développements. En effet au début des années 2000, plus de 30 compagnies travaillant dans le domaine de la microélectronique (Samsung, NEC, Omron, Motorola, etc.) commercialisaient déjà ce type de composant. Aujourd'hui certains MEMS arrivent à maturité, avec une fiabilité comparable à celle des technologies concurrentes [35]. Ainsi, les MEMS ont été largement déployés dans plusieurs domaines (optique, chimique, biologique, micro fluïdique). Dans le domaine micro-onde, les MEMS, appelés MEMS-RF, sont utilisés pour réaliser des réseaux de commutation (SPST, SPNT) [36, 37], des déphaseurs [38, 39], des filtres accordables [40, 41] et des antennes agiles [42].

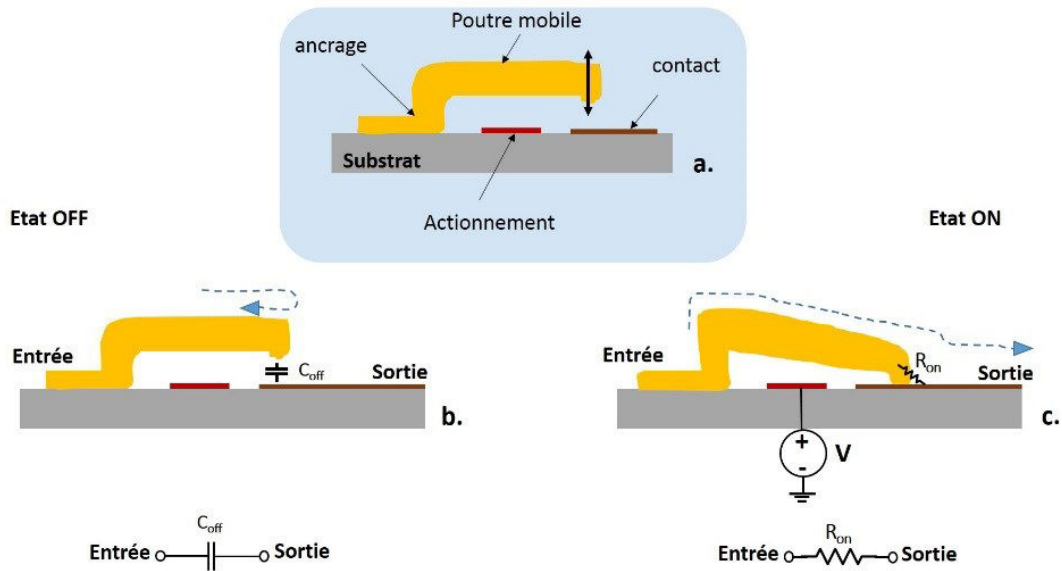
Les MEMS-RF sont des microcomposants qui peuvent assurer des mouvements mécaniques pour créer un court-circuit ou un circuit ouvert électrique sur une ligne de transmission RF. Le mouvement mécanique peut se faire sous l'effet d'une force électrostatique, magnétostatique, piézoélectrique. Dans le cas d'un actionnement de type électrostatique, le MEMS est constitué essentiellement d'une poutre métallique mobile qui peut être ancrée au substrat avec un seul encrage (poutre mono-encastée) ou avec deux encrages (poutre bi-encastée), d'une zone de contact et d'une électrode d'actionnement située au-dessous de la structure mobile. On parle d'un MEMS-RF ohmique, si le contact entre la structure mobile et la zone de contact est de type métal/métal, et d'un MEMS-RF capacitif si le contact est de type métal/diélectrique.

#### I.4.2.1 MEMS-RF ohmique

Un micro-commutateur à contact métallique est un interrupteur miniature. En effet, son fonctionnement consiste à laisser passer le signal électromagnétique avec une faible atténuation sur une large bande de fréquence ou bien le bloquer avec une isolation élevée, selon l'état du commutateur : actionné (ON) ou pas (OFF). Le principe de fonctionnement d'un MEMS-RF ohmique est montré sur la **Figure I.10.a**. Le MEMS peut présenter deux états distincts : en l'absence d'un actionnement électrostatique, le MEMS est à l'état haut. Dans ce cas le signal RF ne peut pas traverser le dispositif à cause d'une capacité appelée  $C_{off}$  créée par le gap d'air entre la poutre mobile et la zone de contact. Ainsi, le commutateur est à l'état OFF (**Figure I. 10.b**). Lorsque le MEMS est actionné, la poutre mobile s'abaisse jusqu'à ce qu'elle vienne en contact avec la zone de contact conduisant à la sortie du dispositif (**Figure I.10.c**). Le contact métal/métal constitue ce qu'on appelle la résistance  $R_{on}$ , caractéristique de l'état ON du commutateur.  $R_{on}$  est généralement de l'ordre de quelques ohms, ainsi le signal traverse le dispositif avec de très faibles pertes.

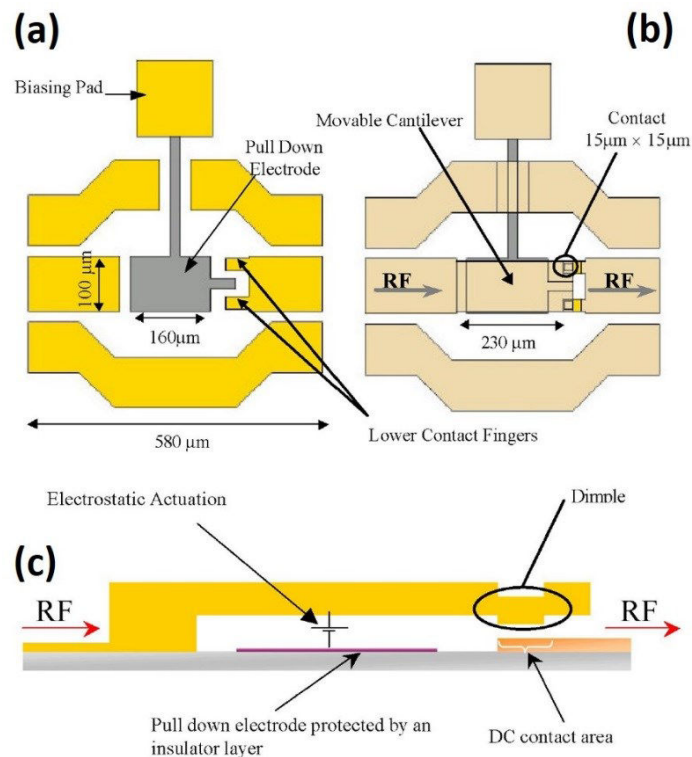






**Figure I.10. Principe de fonctionnement d'un MEMS RF ohmique : (a) MEMS avec une poutre mono-encastree ; (b) schéma électrique équivalent du commutateur MEMS à l'état OFF ; (c) schéma électrique équivalent du commutateur MEMS à l'état ON.**

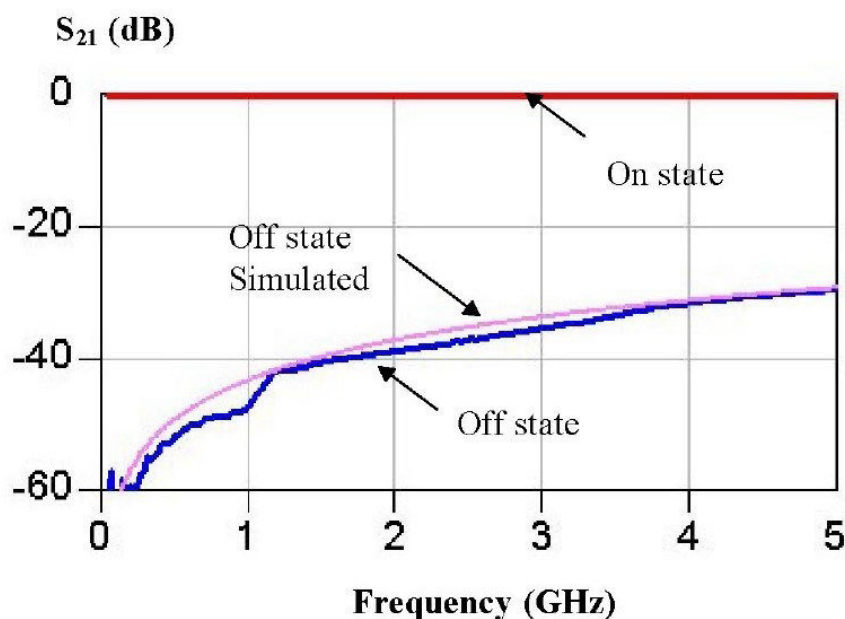
La **Figure I.11** montre un MEMS ohmique développé par Pothier et al. au laboratoire XLIM [43], une poutre étant mono-encastree avec deux plots d'arrêt. A l'état haut le MEMS présente une isolation de l'ordre de 40 dB à 2 GHz correspondant à une capacité  $C_{off}$  de l'ordre de 5 fF (cf courbe bleue sur la **Figure I.12**).



**Figure I.11. 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.**



Le MEMS est actionné à l'aide d'une tension de 27 V, dans cet état bas les pertes d'insertion sont de l'ordre 0,1 dB dans la bande 100 MHz - 5 GHz (cf la courbe rouge sur la **Figure I.12**) correspondant à une résistance de contact  $R_{on}$  de l'ordre de 1  $\Omega$ . Le FOM obtenu est de l'ordre de 5 fs [43].

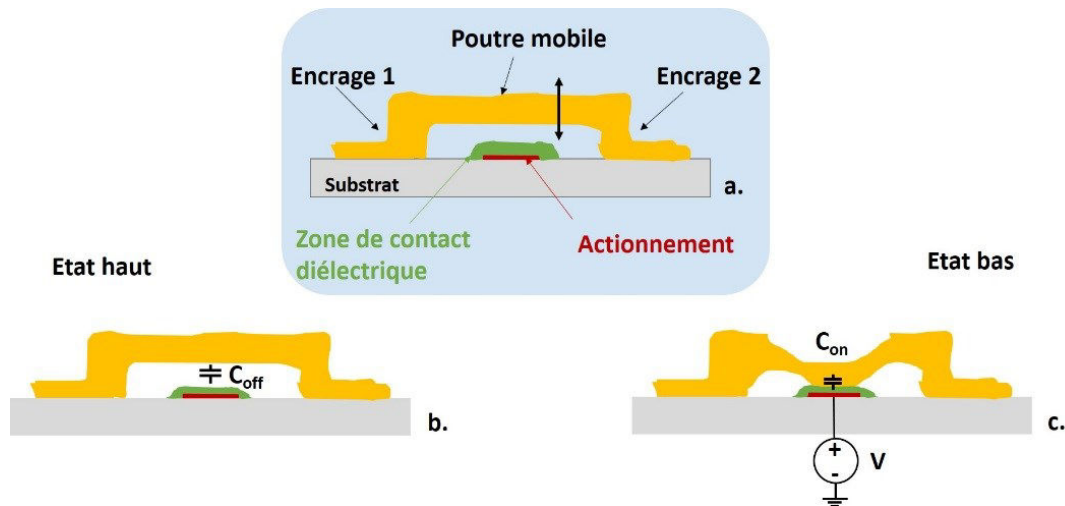


**Figure I.12.** Paramètres de transmission  $S_{21}$  du MEMS-RF ohmique présenté sur la **Figure I. 11** : isolation à l'état OFF (courbe bleue) et pertes d'insertion à l'état ON (courbe rouge).

#### I.4.2.2 MEMS-RF capacitif

Le principe d'un MEMS-RF capacitif est illustré sur la **Figure I.13**. Le contact entre la poutre mobile et la ligne de transmission se fait par l'intermédiaire d'une couche de diélectrique (couche de couleur verte dans la **Figure I.13**). Dans cette configuration la poutre mobile est dite bi-encastrée car elle est ancrée au substrat par deux ancrages. L'électrode d'actionnement est enterrée sous la couche de diélectrique au-dessous de la poutre. En l'absence de la force électrostatique d'actionnement, le MEMS est à l'état haut, le dispositif présente une forte capacité  $C_{off}$  (**Figure I.13.b**). Lorsqu'on applique une force électrostatique, la poutre s'abaisse et vient en contact avec la couche de diélectrique, le MEMS est à l'état bas présentant une faible capacité dite  $C_{on}$  plus faible que  $C_{off}$  (**Figure I.13.c**). Le rapport  $C_{off}/C_{on}$  est le paramètre caractérisant ce type de MEMS.



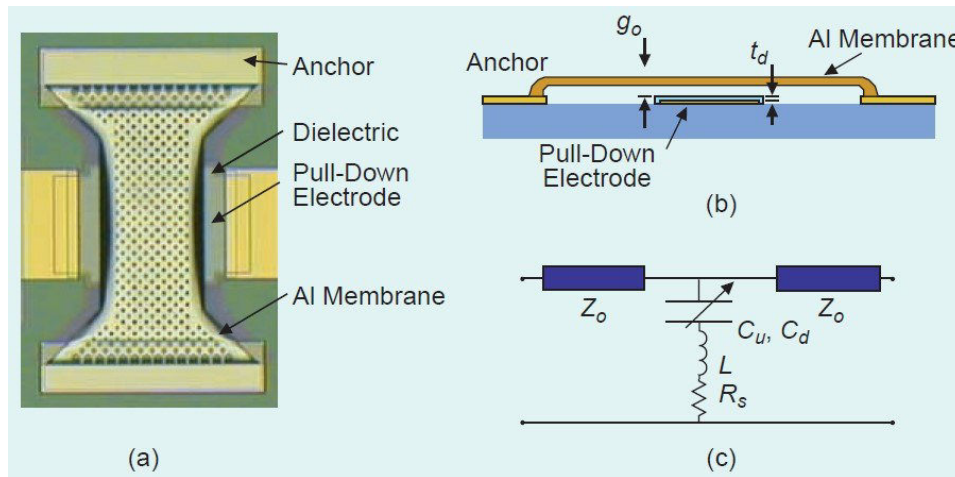


**Figure I.13. Principe de fonctionnement d'un MEMS RF capacitif : (a) MEMS capacitif avec une poutre bi-encastée ; (b) MEMS à l'état haut ( $C_{off}$ ) ; (c) MEMS à l'état bas ( $C_{on}$ ).**

Les MEMS capacitifs peuvent être utilisés comme des commutateurs RF (ON/OFF) quand le rapport  $C_{off}/C_{on}$  est élevé ( $> 20$ ) [44]. Ils sont utilisés aussi comme des capacités variables en présentant deux valeurs discrètes de capacité en l'occurrence  $C_{off}$  et  $C_{on}$  correspondant respectivement à l'état haut et à l'état bas du MEMS. Ce type de composant trouve son intérêt pour réaliser des adaptateurs d'impédance mis en amont des antennes des Front-End des téléphones mobiles modernes[45, 46]. Les MEMS capacitifs sont également utilisés comme des varactors ; dans ce cas la valeur de la capacité du MEMS varie d'une façon continue dans un intervalle borné par deux valeurs de capacité extrêmes [ $C_1$ ,  $C_2$ ]. La variation de la valeur de la capacité constitue en effet un élément clé pour réaliser des fonctions accordables, notamment des filtres accordables en fréquence [47, 48].

Un MEMS-RF capacitif typique développé par la compagnie Raytheon est présenté sur la **Figure I.14** [49]. La poutre mobile bi-encastée est reliée à la masse, lorsque le MEMS est à l'état haut le signal passe à travers la ligne de transmission RF. A l'état bas du MEMS, la poutre est en contact avec le diélectrique et le signal est shunté vers la masse. Le rapport  $C_{off}/C_{on}$  réalisé par cette structure est entre 80 et 110. Le dispositif est utilisé comme un commutateur RF avec une isolation supérieure à 15 dB jusqu'à 40 GHz à l'état bas du MEMS. A l'état haut, les pertes d'insertion ne dépassent pas 0,6 dB sur la plage 10-40 GHz [49].





**Figure I.14. 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.**

En conclusion, les états ON et OFF d'un commutateur RF à base d'un MEMS sont définis par des mouvements mécaniques (abaissement ou soulèvement de la structure mobile), cette technique permet de réaliser des commutateurs RF avec des performances électriques (isolation à l'état OFF et pertes d'insertion à l'état ON) quasi idéales. Cependant les temps de commutation réalisés par ces composants mécaniques sont généralement élevés (de l'ordre de la microseconde) [34]. Les MEMS-RF sont des composants qui nécessitent une mise en boîtier (packaging) : c'est une étape de fabrication supplémentaire nécessaire pour protéger le composant des différentes contaminations provenant de l'environnement externe (humidité, polluants,...) [50]. Cette étape vient donc compliquer davantage la conception et les processus de fabrication des MEMS et de plus, d'autres contraintes liées à la taille et à l'herméticité du "package" sont à prendre en compte [51].

## I.5. Comparaison des différentes technologies de commutation classiques

Dans le **Tableau I.3**, nous dressons un comparatif entre les différentes technologies des commutateurs RF citées précédemment. Les technologies semi-conductrices (FET et PIN) sont les technologies les plus employées actuellement pour leurs fortes capacités d'intégration (faible coût de fabrication), leurs faibles temps de commutation entre l'état OFF et l'état ON (ns) et leur fiabilité. Les MEMS-RF sont largement meilleurs que les technologies semi-conductrices en termes d'isolation à l'état OFF et de pertes d'insertion à l'état ON. Ces performances se traduisent par une meilleure figure de mérite  $R_{on} \times C_{off}$  (4 à 10 fs), ce qui explique l'utilisation des MEMS pour des applications spécifiques et très exigeantes en termes de caractéristiques électriques. Les MEMS se démarquent également par leur forte linéarité et



leur faible consommation d'énergie, qui sont les inconvénients majeurs des FET et des diodes PIN.

**Tableau I.3. Tableau comparatif entre des différentes technologies des commutateurs RF [9, 34, 52, 53].**

	<b>FET (Bulk)</b>	<b>FET (SOI/SOS)</b>	<b>PIN</b>	<b>MEMS</b>
Intégration	Très bonne	Très bonne	Très bonne	Très bonne
Pertes d'insertion (dB)	1-3	0,7 - 2,5	< 2	0,5 - 2
Isolation (dB)	< 25	< 35	< 30	30 - 50
R <sub>on</sub> (Ω)	2 - 6	2 - 4	1 - 4	< 1,5
C <sub>off</sub> (fF)	70 - 200	30 - 180	20 - 100	< 10
R <sub>on</sub> * C <sub>off</sub> (fs)	200 - 800	100 - 700	80 - 400	4 - 10
Temps de commutation (μs)	0,001 - 0,1	0,001 - 0,1	0,001 - 0,1	1 - 300
Limite de fonctionnement en fréquence (GHz)	60	200	20	200
Tenue en puissance (W)	≤ 10	≤ 10	≤ 50	≤ 10
Courant (mA)	0	0	3 - 20	0
Consommation (mW)	0,05 - 0,1	-	5 - 125	0,05 - 0,1
Linéarité IP3 (dBm)	30 - 45	30 - 60	30 - 45	60 - 90
Fiabilité (Nb de cycles)	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>12</sup>	10 <sup>10</sup> -10 <sup>12</sup>
Packaging	Non	Non	Non	Oui (difficile)
Coût (€)	0,5 - 5	-	1 - 10	8 - 20

C'est dans ce contexte que se situent mes travaux de recherche. Nous nous proposons ainsi d'étudier des solutions alternatives aux technologies citées précédemment. Cette nouvelle approche est basée sur l'intégration de nouveaux matériaux, dans des architectures adéquates et simples à réaliser. Plus précisément, notre approche est basée sur l'intégration des matériaux à transition de phase comme le dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>) et des matériaux à changement de phase de type GeTe et Ge<sub>2</sub>Sb<sub>2</sub>Te<sub>5</sub> pour réaliser des commutateurs RF performants.

## **I.6. Solutions de commutation RF utilisant des matériaux innovants dits fonctionnels**

Les matériaux dits fonctionnels sont des matériaux adaptatifs qui ont la caractéristique de changer de propriétés intrinsèques (électrique, optique, mécanique, etc.) sous l'effet de divers stimuli provenant de l'environnement externe (électrique, thermique, optique, mécanique, magnétique, etc.). Sur ce principe, la fonction électronique qu'on désire réaliser va dépendre du type de matériau, notamment de la nature du changement de propriétés qu'il présente. De ce point de vue, ces matériaux fonctionnels peuvent être classés suivant leurs propriétés intrinsèques variables (accordables), on peut distinguer alors :



- les matériaux à permittivité variable dont les plus connus sont les cristaux liquides et les matériaux ferroélectriques de type oxyde pérovskite ( $\text{BaTiO}_3$ ,  $\text{PbTiO}_3$ ,  $\text{CaTiO}_3$ , etc.). Ces matériaux ont la caractéristique de changer de polarisation électrique suite à l'application d'un champ électrique, ce qui se traduit par un changement de permittivité. Ces matériaux trouvent leur intérêt dans la réalisation de mémoires non-volatiles (FeRAM) [54], d'antennes agiles, de filtres accordables et de déphaseurs [55, 56].
- les matériaux à **perméabilité variable** sont typiquement des matériaux ferromagnétiques [57]. Les atomes constituant ces matériaux possèdent chacun un moment magnétique (une grandeur vectorielle traduisant le mouvement des électrons autour du noyau atomique). Dans un état spontané (en absence d'une excitation externe) les moments magnétiques de ces atomes ne sont pas orientés de la même façon. Lorsque ces matériaux sont exposés à un champ magnétique, les moments magnétiques des différents atomes prennent la même direction, ainsi la perméabilité magnétique du matériau change [57]. On trouve actuellement sur le marché du stockage de l'information, des mémoires non volatiles dites MRAM (Magnetic Random Access Memory), dont le principe de fonctionnement repose sur l'orientation des moments magnétiques des atomes [58]. Dans le domaine micro-onde, les matériaux ferromagnétiques sont utilisés pour réaliser des antennes [59], des filtres accordables [60] et des déphaseurs [61],
- les matériaux à **résistivité variable** regroupent les matériaux qui ont la capacité d'évoluer entre deux états de résistivité sous l'effet d'un stimulus externe (thermique, électrique, optique, etc.). Ces types de matériaux sont généralement étudiés pour réaliser des mémoires résistives (ReRAM). On trouve dans la littérature plusieurs types de matériaux qui présentent un changement de résistivité comme certains semi-conducteurs tels que l'AsGa, certains nitrures comme l'AlN [62] ou encore les pérovskites dopés ( $\text{SrZrO}_3$ ) [63]. Les plus connus et les plus étudiés pour ce type d'applications sont les oxydes métalliques binaires à savoir le  $\text{TiO}_2$  [64], ZnO [65],  $\text{Ta}_2\text{O}_5$  [66], HfO [67], etc. Le changement de résistivité des matériaux présentés précédemment varie entre deux et quatre ordres de grandeur [68], cependant leur résistance à l'état faible résistivité est assez grande (quelques centaines d'ohms à quelques kilo ohms) [68, 69], et ne convient pas pour le domaine RF (Dans lequel, pour un commutateur efficace, présentant des faibles pertes d'insertion, la résistance à l'état ON doit être la plus faible possible). Ces dernières années, de nouveaux matériaux à transition de phase électronique Isolant-Métal ou à changement de structure cristalline, ont été étudiés pour leur capacité à effectuer un changement de résistivité avec une



variation supérieure à  $10^4$  et avec la possibilité d’obtenir des résistances à l’état passant ON compatibles avec les demandes du domaine RF. Dans le cadre de cette classe de matériaux fonctionnels à résistivité contrôlable, selon le mécanisme physique responsable du changement de résistivité, on peut distinguer :

- les matériaux à transition de phase Isolant-Métal ou MIT (acronyme anglais de “Metal Insulator Transition”), au cours de laquelle, le matériau passe d’un état isolant (présentant une forte résistance) à un état métallique (présentant une faible résistance) [70]. Cette famille de matériaux regroupe certains oxydes métalliques, parmi eux la famille des vanadates ( $\text{VO}_2$ ,  $\text{V}_2\text{O}_3$ ,  $\text{V}_2\text{O}_5$ ,  $\text{V}_4\text{O}_7$ , etc.) [71],
- les matériaux à changement de phase ou PCM (acronyme anglais de “Phase Change Material”) sont des matériaux qui présentent un changement de phase amorphe-cristallin pour lequel le matériau passe d’un état à haute résistivité (amorphe) à un état à faible résistivité (cristallin) [72]. Dans cette famille de matériaux on trouve essentiellement les chalcogénures qui se présentent sous forme d’alliage regroupant au moins un élément du VI<sup>ème</sup> groupe du tableau périodique à savoir le germanium (Ge), le tellure (Te), l’antimoine (Sb), etc [73]. Dans le **Tableau I.4** se trouve une sélection de quelques chalcogénures présentés sous formes d’alliage binaire, ternaire et quaternaire, qui ont comme propriété de présenter un changement de phase amorphe-cristallin.

**Tableau I.4. Exemples de matériaux présentant un changement de phase amorphe-cristallin.**

Binaire	Ternaire	Quaternaire
SbTe, InSe, GeTe, SbSe	GeSbTe, InSbTe, InSeTl, GeTeSn GeTeAs, GaTeSe, SbSeBi, GeTeTi	GeSbTeSe, AgInSbTe, GeTeSnPd GeTeSnO, InSeTlCo, GeTeSnAu

L’objectif de mes travaux de recherche est d’exploiter le **changement de résistivité** observé lors de la **transition Isolant-Métal du dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ )** et lors du **changement de phase amorphe-cristallin que présentent deux types de compositions ( à savoir le  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  et le  $\text{GeTe}$ )**, pour réaliser des fonctions de commutation dans le domaine RF.

## I.7. La transition Isolant-Métal (MIT) observée dans le $\text{VO}_2$

La famille des vanadates regroupe plusieurs oxydes de vanadium. Parmi eux le monoxyde de vanadium (VO) [74], le sesquioxyde de vanadium ( $\text{V}_2\text{O}_3$ ) [70, 74] et le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ) [74] ont été identifiés comme des matériaux qui présentent une transition





Isolant-Métal (MIT). Les travaux menés par Morin (1959) [75] et Adler (1968) [74] ont mis en évidence un changement de conductivité observé dans plusieurs types d'oxydes de vanadium lors d'une activation thermique de la MIT : la conductivité du matériau augmente considérablement en augmentant la température. Il a été observé que ce changement de propriétés électriques se produit d'une façon brutale (transition de premier ordre) autour d'une température dite température de transition ( $T_{MIT}$ ). Comme le montre le **Tableau I.5**, les matériaux étudiés par Morin et Adler se distinguent par leur température de transition et par le rapport de changement de conductivité enregistré entre l'état isolant et l'état métallique.

**Tableau I.5. Comparatif entre les différents oxydes de vanadium étudiés dans [74, 75].**

$V_xO_y$	VO	$V_6O_{13}$	$V_2O_3$	$VO_2$
$T_{MIT}$ (K)	126	149	165	340
Rapport de changement de résistivité	$10^6$	$4.10^4$	$10^7$	$10^5$

Comme on peut le constater, par rapport aux autres types d'oxydes, le  $VO_2$  se démarque tout d'abord par sa température de transition ( $T_{MIT}$ ) légèrement supérieure à la température ambiante  $\sim 68$  °C. Ceci constitue un paramètre très important facilitant les conditions expérimentales mises en œuvre pour étudier la transition Isolant-Métal du  $VO_2$ . En dehors de la température, cette transition Isolant-Métal du  $VO_2$  peut être initiée par différents types d'excitations : optique, par injection de photons [76, 77], électrique, par injection de charges [78, 79], ou même mécanique par l'application de contraintes mécaniques externes (pression) [80]. Il a été démontré que le temps de commutation du  $VO_2$  dépend du type d'excitation utilisée : il est de l'ordre de la centaine de nanosecondes voir des microsecondes dans le cas de l'excitation thermique [81], quelques nanosecondes à quelques dizaines de nanosecondes dans le cas de l'excitation électrique [81, 82] et peut atteindre des centaines de femtosecondes lorsque la transition est déclenchée optiquement [71, 76]. Pour la réalisation de dispositifs intégrables dans des sous-systèmes plus complexes, l'activation électrique du  $VO_2$  est favorisée par rapport à l'activation thermique, en termes de vitesse de transition. Elle offre également plus de facilité d'intégration par rapport aux autres types d'activation (optique et mécanique). En outre, lors d'une excitation électrique, on peut remarquer l'apparition de propriétés non linéaires spécifiques, notamment celles présentées dans la caractéristique courant-tension (I-V) d'un dispositif à deux terminaux intégrant un motif de  $VO_2$  détaillée dans le **chapitre II**.





## I.7.1. Les changements de propriétés engendrés par la transition Isolant-Métal du VO<sub>2</sub>

### I.7.1.1 Changement de propriété électrique

Comme indiqué sur la **Figure I.15**, à température ambiante le matériau VO<sub>2</sub> est à l'état isolant, présentant une forte résistivité. Quand la température augmente, la résistivité du VO<sub>2</sub> commence à diminuer progressivement avant de subir une chute brutale autour de la température de transition (~ 68°C). Pour des températures supérieures à 68°C, le matériau passe à l'état métallique, présentant une faible résistivité. La transition MIT est responsable d'un changement de résistivité très important entre les deux états, qui peut atteindre 5 ordres de grandeur. On peut constater (cf. **Figure I.15**) également que le changement de résistivité du VO<sub>2</sub> est de type volatile, c'est-à-dire qu'en l'absence d'excitation, le matériau retrouve son état initial, ici en l'occurrence la résistance du matériau augmente lorsque la température diminue jusqu'à ce que le matériau retrouve son état isolant initial caractérisé par une résistivité élevée.

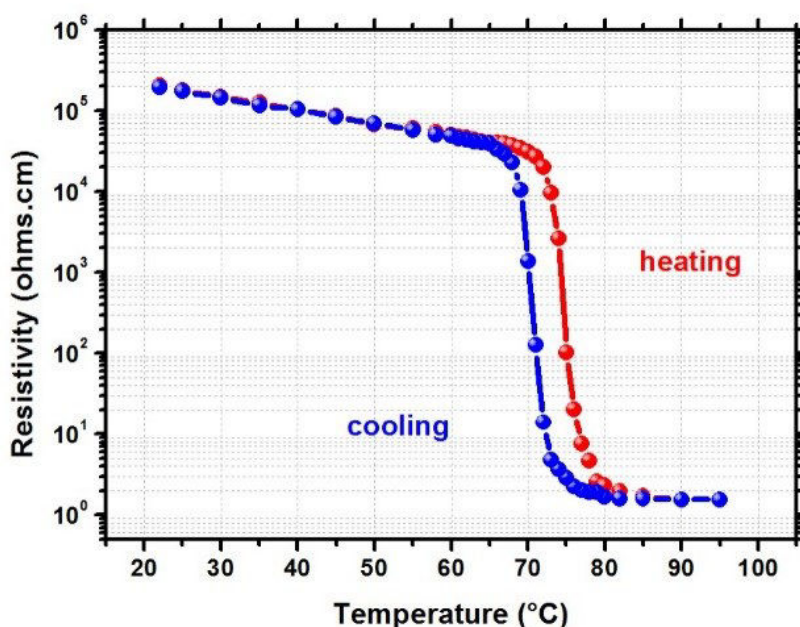


Figure I.15. Variation de la résistivité en fonction de la température d'une couche mince de VO<sub>2</sub> d'épaisseur de 200 nm.

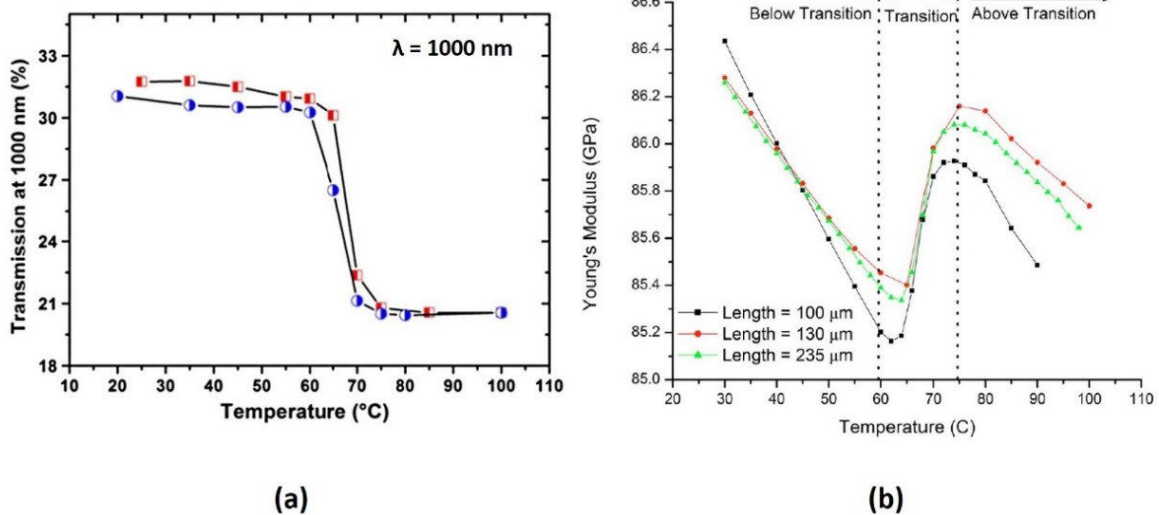
### I.7.1.2 Changement de propriétés optique et mécanique

Les changements de propriété électrique dus à la transition Isolant-Métal sont accompagnés de changements de propriétés optiques, marqués par une variation de la transmission optique (du visible jusqu'à l'infrarouge) du VO<sub>2</sub>. Comme on peut le constater sur la **Figure I.16.a**, la transmission optique (à une longueur d'onde  $\lambda$  de 1000 nm) varie entre 32 % environ (lorsque le VO<sub>2</sub> est à l'état isolant) à 20 % environ lorsque le VO<sub>2</sub> passe à l'état métallique [83]. Il a été rapporté qu'on peut observer un contraste encore plus grand dans le



changement de propriété optique pour des longueurs d'onde de l'infrarouge lointain du spectre ( $\lambda \gg 1500 \text{ nm}$ ) [84].

Les changements de propriété engendrés par la MIT sont également d'ordre mécanique, avec, par exemple, un changement brutal de la valeur du module de Young du  $\text{VO}_2$ . Entre 30 et 65°C, le  $\text{VO}_2$  est à l'état isolant ; lorsque la température augmente dans cet intervalle, comme on peut le voir sur la **Figure I.16.b**, le module de Young du matériau diminue d'une façon linéaire (pente négative), ce qui correspond à un comportement élastique du matériau. Puis à partir de 65 °C, le matériau entame sa transition vers l'état métallique, dans cette zone nous observons une augmentation brutale du module de Young (pente positive) jusqu'à 75°C. Puis finalement le  $\text{VO}_2$  acquiert son état métallique ( $T > 75^\circ\text{C}$ ) et reprend son comportement élastique avec à nouveau une diminution du module de Young [85].



**Figure I.16.** Effet de la MIT initiée thermiquement sur les propriétés optique et mécanique du  $\text{VO}_2$  : (a) variation de la transmission optique en fonction de la température d'une couche mince de  $\text{VO}_2$  de 56 nm d'épaisseur pour  $\lambda = 1000 \text{ nm}$  ; (b) variation du module de Young en fonction de la température.

### I.7.1.3 Changement de propriété structurale

Parallèlement à la transition Isolant-Métal, le  $\text{VO}_2$  subit une transition de phase structurale responsable du changement de structure cristalline du matériau. Dans son état isolant ( $T < 68^\circ\text{C}$ ), le  $\text{VO}_2$  présente une structure de type monoclinique (M) **Figure I.17.a**. Pour des températures supérieures à 68°C, le  $\text{VO}_2$  acquiert son état métallique en présentant une structure de type tétragonale rutile (R) **Figure I.17.b** [86].



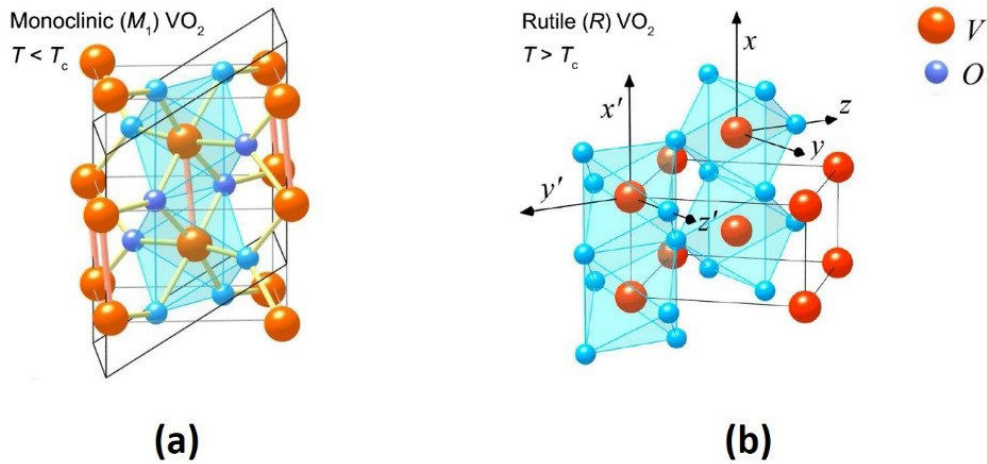


Figure I.17. Les effets de la MIT sur la structure cristalline du  $\text{VO}_2$  : (a) à l'état isolant : structure monoclinique (M) ; (b) à l'état métallique : structure tétragonale rutile (R).

#### I.7.1.4 Mécanismes de la transition Isolant-Métal

De nombreux travaux ont été consacrés à l'étude du mécanisme physique conduisant à la transition MIT, cependant la compréhension exacte de la transition MIT du  $\text{VO}_2$  fait toujours l'objet de débats. On trouve dans la littérature essentiellement deux mécanismes qui sont susceptibles d'être à l'origine de cette transition : un mécanisme purement électronique (théorie de Mott-Hubbard) et un autre de type structural (théorie de Peierls).

La Transition Isolant-Métal de Mott-Hubbard stipule que certains matériaux isolants comme le dioxyde de vanadium, peuvent évoluer vers un état métallique grâce à des effets purement électroniques (dus à des effets d'interaction de type électron-électron corrélés) [87]. La théorie de Mott-Hubbard définit une concentration électronique critique  $n_c$  dans le matériau, au-dessus de laquelle les interactions entre les électrons deviennent supérieures à celles formées par une paire électron-trou ( $n_c^{1/3} a_H = 0,2$  avec  $a_H$  le rayon de Bohr spécifique à chaque matériau). Ceci va provoquer la migration (délocalisation) des électrons et par la suite la formation des zones métalliques (ou à forte densité électronique) dans le matériau.

La Transition Isolant-Métal de Peierls est fondée sur les effets de l'interaction électrons-phonons [88]. Dans ce cas, le changement de résistivité est provoqué par un changement structural du matériau, qui induit une déformation du réseau d'atomes constituant la matière (disposition et distance entre atomes), ce qui modifie le potentiel périodique ionique du matériau et par conséquent entraîne un changement de la structure de bandes.



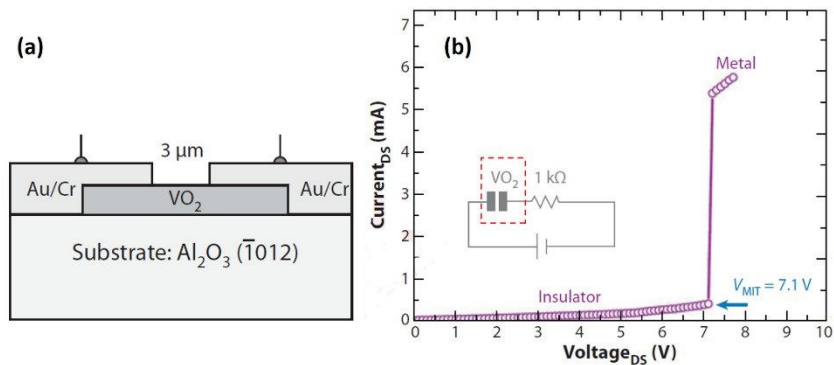
## I.7.2. Applications du dioxyde de vanadium : commutateurs large bande

Toutes ces propriétés font du dioxyde de vanadium un matériau présentant un grand potentiel pour réaliser une grande variété de fonctions électroniques qui s'étendent sur un large domaine fréquentiel (DC, RF, THz ou encore optique). Avec les avancées technologiques dans le domaine de croissance des couches minces des matériaux, il est possible d'intégrer le VO<sub>2</sub> (sous forme de couches minces ou de nanofils) dans des dispositifs miniatures de plus en plus avancés, exploitant les changements de propriétés engendrés par la MIT. Grâce au changement de ses propriétés optiques, le VO<sub>2</sub> a été utilisé pour réaliser des capteurs, des commutateurs [89] et des modulateurs optiques [90, 91]. Pour ses propriétés thermo-chromiques (changement de couleur en fonction de la température), le VO<sub>2</sub> est utilisé également dans le revêtement intelligent des vitres [92]. Avec la possibilité de déclencher la transition MIT mécaniquement (pression), le VO<sub>2</sub> a trouvé son intérêt pour réaliser des capteurs de pression et de gaz [93]. Le changement rapide de la résistivité du VO<sub>2</sub> en fonction de la température a été exploité pour réaliser des micro-bolomètres [94], des capteurs et des commutateurs thermiques [71]. Le déclenchement de la MIT du VO<sub>2</sub> par excitation électrique a un intérêt particulier pour réaliser des commutateurs électriques ultra-rapides.

### I.7.2.1 Les commutateurs DC

La **Figure I.18.a** montre l'exemple typique d'un commutateur DC intégrant un motif de VO<sub>2</sub> [95]. Il s'agit d'un dispositif à deux terminaux en configuration planaire où le VO<sub>2</sub> assure la jonction entre deux électrodes métalliques. Ces commutateurs exploitent le grand contraste de résistivité entre les deux états : la haute résistivité à l'état isolant et la faible résistivité à l'état métallique du VO<sub>2</sub> définissent respectivement l'état bloqué (OFF) et l'état passant (ON) d'un commutateur. L'activation électrique de la MIT du VO<sub>2</sub> se fait à température ambiante par l'application d'une tension ou d'un courant aux bornes des deux électrodes. Comme on peut le voir sur la caractéristique I-V présentée dans la **Figure I.18.b**, le VO<sub>2</sub> passe de l'état isolant à l'état métallique pour une tension seuil appelée aussi tension d'activation  $V_{MIT} = 7 \text{ V}$  [95]. Les temps de commutation de ces commutateurs planaires (gap micrométrique) sont estimés de plusieurs dizaines [95] à quelques centaines de nanosecondes [96]. Il a été démontré que le temps de commutation de ces commutateurs dépend des paramètres intrinsèques du matériau et du design du commutateur, notamment l'espacement qui sépare les deux électrodes [81]. Au Laboratoire de recherche XLIM, il a été démontré qu'un dispositif présentant un espacement de 125 nm entre les deux électrodes peut être actionné avec des faibles tensions (de 1 et 2 V) avec des temps de commutation record pouvant atteindre 5 ns [82].





**Figure I.18. Activation électrique d'un motif de  $\text{VO}_2$  : (a) vue en coupe transversale d'un commutateur DC en configuration planaire intégrant un motif de  $\text{VO}_2$  d'une longueur de  $3 \mu\text{m}$ ; (b) caractéristique courant tension (I-V) du dispositif montré dans la Figure I.18.a.**

### I.7.2.2 Les commutateurs RF/micro-ondes

Un commutateur RF à base de  $\text{VO}_2$  utilise le même principe de fonctionnement qu'un commutateur DC à savoir le changement de résistivité entre l'état isolant et l'état métallique induit par la MIT. La conception d'un commutateur RF consiste à intégrer un motif de  $\text{VO}_2$  dans un design adapté aux signaux RF.

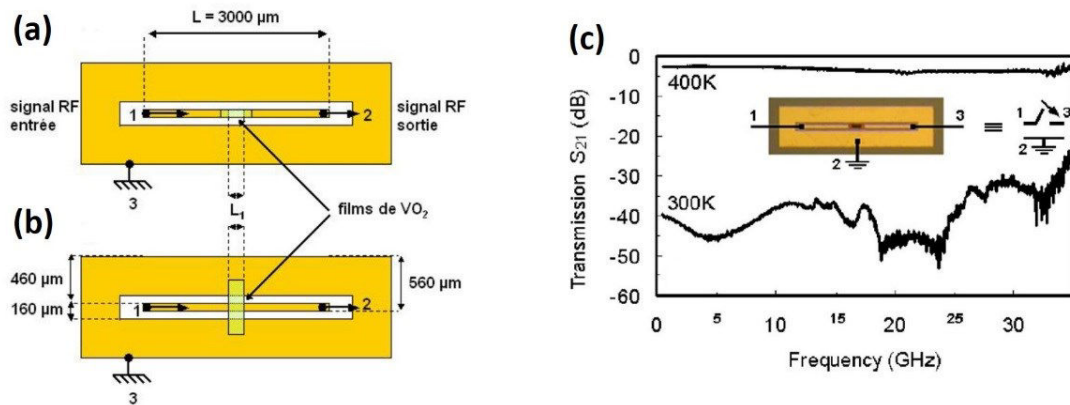
La Figure I.19 montre un commutateur réalisé au sein du laboratoire XLIM [97]. Le motif de  $\text{VO}_2$  est inséré dans un guide d'onde coplanaire CPW (ligne de transmission et lignes de masse sur le même plan) suivant deux configurations :

- une configuration en série, lorsque le motif du  $\text{VO}_2$  assure la jonction entre les deux parties discontinues qui constituent la ligne de transmission centrale (Figure I.19.a). Dans cette configuration, lorsque le  $\text{VO}_2$  est métallique le signal RF est transmis (de 1 vers 2), dans le cas contraire le signal RF est bloqué par la forte résistance que présente le  $\text{VO}_2$  lorsqu'il est à l'état isolant,
- une configuration en parallèle, lorsque le motif du  $\text{VO}_2$  relie la ligne de transmission centrale à la masse du circuit (Figure I.19.b). Dans cette configuration le signal RF est court-circuité vers la masse lorsque le  $\text{VO}_2$  est métallique et au contraire, il est transmis à travers la ligne de transmission centrale lorsque le  $\text{VO}_2$  est à l'état isolant.

Les performances électriques d'un commutateur en configuration série présentant  $500 \mu\text{m}$  d'espacement entre les deux électrodes ( $L_1 = 500 \mu\text{m}$  sur la Figure 19.a), mesurées lors d'une activation thermique du  $\text{VO}_2$  sont reportées sur la Figure 19.c. Dans la bande de fréquence 500 MHz - 35 GHz, le commutateur présente une forte isolation ( $> 25 \text{ dB}$ ) lorsque le  $\text{VO}_2$  est à l'état isolant ( $\sim 23^\circ\text{C}$ ) et des pertes d'insertion comprises entre 2 et 5 dB lorsque le  $\text{VO}_2$  est à l'état métallique ( $\sim 123^\circ\text{C}$ ) [97]. Dans des travaux complémentaires portant sur la fiabilité de ces commutateurs RF, il a été rapporté que lors d'une activation électrique, le temps de commutation d'un tel dispositif est estimé à 100 ns et que ce type de composant



peut effectuer plus de 200 millions de cycles ON/OFF en utilisant une activation électrique du motif de VO<sub>2</sub> avec des impulsions de courant [98].

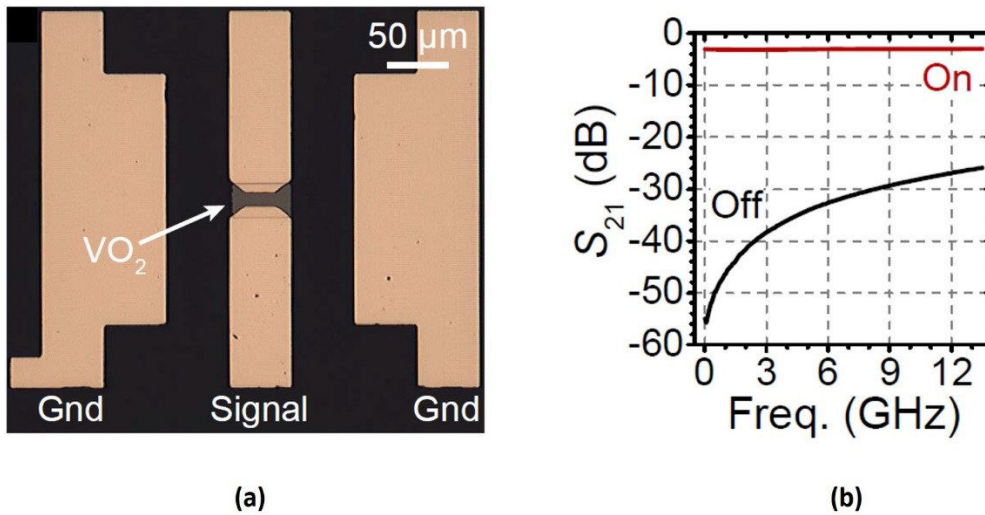


**Figure I.19. Commutateurs RF à base de VO<sub>2</sub> réalisé à XLIM [97] : (a) en configuration série ; b) en configuration parallèle ; (c) paramètres de transmission S<sub>21</sub> dans les deux états d'un commutateur en configuration série : état OFF (état isolant du VO<sub>2</sub> (300 K)) et état ON (état métallique du VO<sub>2</sub> (400 K)).**

A travers des travaux similaires à ceux réalisés à XLIM, Ha et al. de l'Université de Harvard ont étudié les performances électriques d'un commutateur RF lors d'une activation électrique de la MIT du VO<sub>2</sub> [99]. Le dispositif réalisé est montré dans la **Figure I.20.a**. Il s'agit d'un motif de VO<sub>2</sub> de 120 nm d'épaisseur inséré en série avec une ligne de transmission CPW adaptée 50 Ω. Les mesures de la résistance DC du dispositif (résistance vue entre les deux électrodes RF) lors d'une activation thermique montrent un changement de résistivité de 3 ordres de grandeur entre les deux états. Le même ordre de grandeur a été obtenu lors d'une activation électrique (la résistance DC est extraite à partir de la caractéristique I-V du dispositif). La caractérisation RF (isolation et pertes d'insertion dans le domaine RF) des commutateurs a été effectuée à température ambiante en injectant différentes valeurs de courant dans le circuit. Pour un courant de 0 mA, le commutateur est à l'état OFF, il présente une isolation de l'ordre de 25 dB à 13 GHz (cf courbe noire sur la **Figure I.20.b**). Avec l'augmentation du courant injecté dans le circuit, le VO<sub>2</sub> passe progressivement à l'état métallique, une valeur de courant entre 70 et 80 mA permet d'obtenir un plus faible état de résistivité ( $R_{on}$  n'est pas reportée dans ces travaux), ce qui correspond à un minimum de pertes d'insertion (2,95 dB jusqu'à 13 GHz) (cf courbe rouge sur la **Figure I.20.b**) [99].





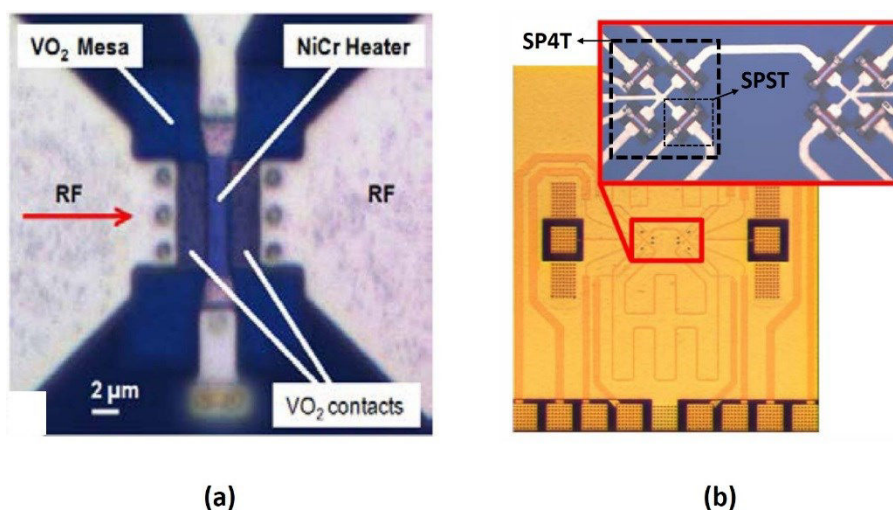


**Figure I.20. Performances électriques d'un commutateur RF à base de VO<sub>2</sub> lors d'une activation électrique de La MIT: (a) photographie par microscopie optique du dispositif réalisé par Ha et al. ; (b) paramètres de transmission S<sub>21</sub> mesurés à température ambiante dans les deux états : état OFF (pour I = 0) et état ON (I = 70 mA).**

Hillman et al. ont présenté dans leurs travaux un commutateur RF planaire à base de VO<sub>2</sub> très large bande (bande millimétrique) avec la particularité d'intégrer un système de chauffage indirect utilisé pour chauffer le VO<sub>2</sub> et donc pour déclencher la MIT [100]. **La Figure I.21.a** montre le commutateur réalisé, il s'agit d'un dispositif à deux terminaux métalliques (ports RF) connectés entre eux par un motif de VO<sub>2</sub>. La transition MIT est déclenchée thermiquement moyennant un système de chauffage fabriqué à partir d'un film mince résistif (heater) en NiCr placé à proximité de la zone active du circuit (couche de VO<sub>2</sub> entre les deux électrodes RF). Le dispositif intègre également une couche de diélectrique (typiquement SiN<sub>x</sub>) utilisée pour isoler électriquement le film résistif de la couche de VO<sub>2</sub> et des électrodes RF. L'excitation électrique (courant ou tension) est appliquée au niveau du film mince en NiCr, ce dernier chauffe par effet Joule et la chaleur induite est transmise au VO<sub>2</sub> à travers la couche de diélectrique, ce qui provoque le changement de propriétés du matériau. Les auteurs reportent les caractéristiques d'un commutateur présentant un espacement de 2 μm et intégrant une couche mince de VO<sub>2</sub> de 600 nm d'épaisseur. Lorsque le VO<sub>2</sub> est à l'état isolant, le commutateur présente une résistance DC, R<sub>off</sub>, de l'ordre de 17 kΩ. Une excitation électrique appliquée au film de NiCr générant une puissance de l'ordre de 20 mW transforme le VO<sub>2</sub> dans son état métallique. Dans cet état le commutateur présente une faible résistance R<sub>on</sub> de l'ordre de 1 Ω. Ces propriétés ont permis de réaliser des performances électriques quasi-idéales avec notamment une forte isolation (27 dB à 30 GHz et environ 15 dB jusqu'à 100 GHz) et de très faibles pertes d'insertion (0,1 dB à 30 GHz et environ 0,5 dB à 100 GHz) La figure de mérite **FOM** (R<sub>on</sub> x C<sub>off</sub> = 3,5 fs) obtenue est au moins 20 fois plus petite que celle des technologies semi-conductrices (**FOM** > 80 fs) et du même ordre de grandeur que celle des MEMS [34]. Les



auteurs reportent ensuite l'utilité de ce type de commutateur en présentant les performances d'un déphaseur 2 bits intégrant un réseau de commutation de type SP4T très compact fabriqué à partir de 4 commutateurs élémentaires de type SPST (**Figure I.21.b**) [100].



**Figure I.21. Commutateur RF planaire à base de VO<sub>2</sub> intégrant un système de chauffage en NiCr utilisé pour chauffer le VO<sub>2</sub> : (a) Photographie par microscopie optique du commutateur réalisé ; (b) Exemple pour montrer l'utilité du commutateur à base de VO<sub>2</sub> montré dans la Figure I.21.a : démonstrateur d'un déphaseur 2 bits intégrant des réseaux de commutation de type SP4T.**

A XLIM, des commutateurs DC à deux terminaux à base de VO<sub>2</sub> ont été intégrés pour réaliser des dispositifs plus complexes, à savoir des filtres accordables [101], des limiteurs de puissance [102] et des métamatériaux accordables dans le domaine THz [103].

Nous allons nous intéresser dans la suite à la famille de matériaux dont le changement de résistivité est dû au changement de phase amorphe-cristallin, les matériaux à changement de phase (ou « Phase Change Materials », PCM).

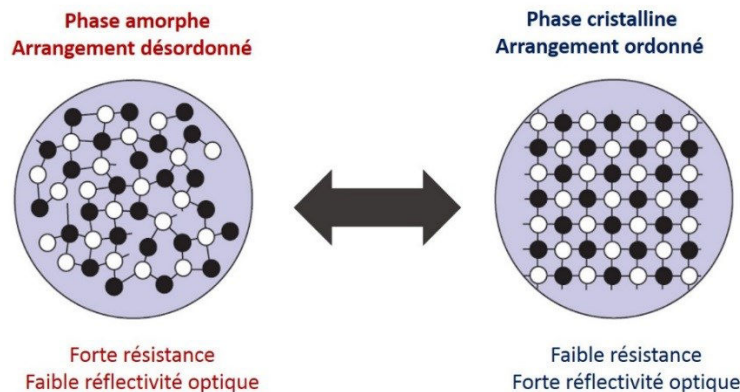
## I.8. Le changement de phase amorphe-cristallin observé dans les chalcogénures

La découverte des matériaux à changement de phase remonte au début des années 1900 par Alan Tower Waterman de l'Université de Yale [104]. A travers ses travaux portant sur l'émission thermo-ionique de certains matériaux comme les chalcogénures, il a démontré que dans certaines conditions de chauffage obtenues par effet Joule (excitation électrique) ou par excitation optique (injection de photons), ces matériaux peuvent se présenter sous la forme de deux états : un **état  $\alpha$  à haute résistivité** et un **état  $\beta$  à faible résistivité**. Par manque d'outils d'analyse physique (analyse par diffraction des rayons X), Waterman n'était pas en mesure de déduire le changement physique produit au niveau du matériau qui peut expliquer ce changement de résistivité. A partir des années 1960, les matériaux à changement de phase ont





été évalués de nouveau par Ovshinsky [72]. Le changement de phase observé dans les chalcogénures a été identifié comme un changement réversible du matériau d'un **état amorphe** (avec un arrangement désordonné d'atomes) à un **état cristallin** (avec arrangement ordonné d'atomes) (**Figure I.22**). La différence structurale entre l'état amorphe et l'état cristallin se traduit par un changement drastique des propriétés électrique et optique du matériau : à l'état amorphe le matériau présente une forte résistance électrique et une faible réflectivité optique à l'opposé de l'état cristallin, où le matériau est caractérisé par une faible résistance et une forte réflectivité optique.



**Figure I.22.** Les effets engendrés par le changement de phase amorphe-cristallin réversible, observé dans les chalcogénures

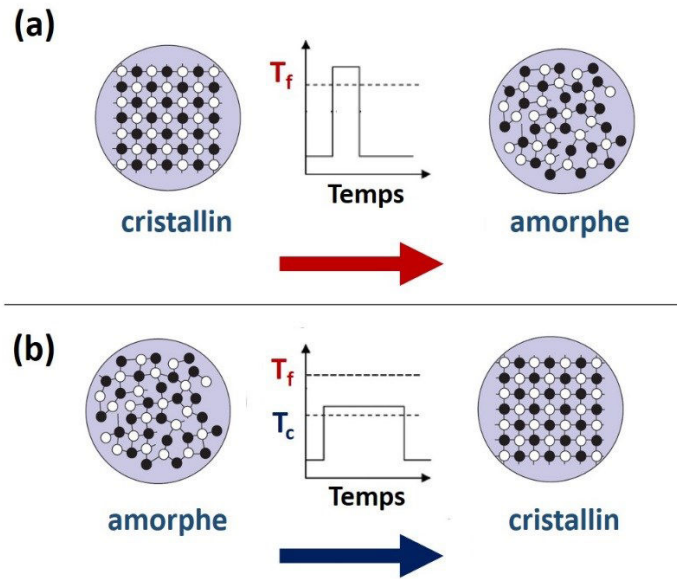
### I.8.1. Le principe du changement de phase amorphe-cristallin

Les matériaux à changement de phase possèdent la propriété unique de commuter réversiblement entre l'état amorphe et l'état cristallin suite à un traitement thermique spécifique (chauffage et refroidissement du matériau de façon contrôlée) moyennant des impulsions électriques (tension ou courant) [72] ou des impulsions optiques laser [105]. Le principe de changement de phase est illustré sur la **Figure I.23**.

- Pour faire passer le matériau de l'état cristallin à l'état amorphe on applique une impulsion électrique ou optique ayant une amplitude élevée et une courte durée (**Figure I. 23.a**). Cette opération a comme effet de chauffer le matériau au-delà de sa température de fusion  $T_f$ , à cette température le matériau n'est plus à l'état cristallin et les atomes sont arrangés aléatoirement. La durée de l'impulsion est courte (50 à 100 ns), le matériau subit un refroidissement quasi instantané, les atomes restent figés dans un état désordonné et le matériau passe à l'état amorphe [106].
- Le changement de phase de l'état amorphe vers l'état cristallin est obtenu en chauffant le matériau jusqu'à sa température de cristallisation  $T_c$  ( $T_c \ll T_f$ ), cette opération est contrôlée par une impulsion électrique (courant ou tension) ou optique (laser) ayant une



amplitude moins élevée mais avec une durée plus grande (**Figure I.23.b**). La durée de l'impulsion est suffisamment large (typiquement 200 à 500 ns), ce qui permet aux atomes de s'organiser et au matériau de reprendre son état cristallin.



**Figure I.23. Principe du changement de phase amorphe-cristallin réversible par chauffage moyennant une impulsion électrique (chauffage par effet Joule) ou optique : (a) de l'état cristallin à l'état amorphe ; (b) de l'état amorphe à l'état cristallin.**

Contrairement au dioxyde de vanadium, les PCM présentent **un changement de propriétés de type non volatile**, en effet ces types de matériaux peuvent garder en mémoire l'état dans lequel ils ont été amenés (amorphe ou cristallin) en absence de stimuli externe. Ainsi les dispositifs intégrant des matériaux à changement de phase peuvent fonctionner en mode bistable.

## I.8.2. Applications des PCM

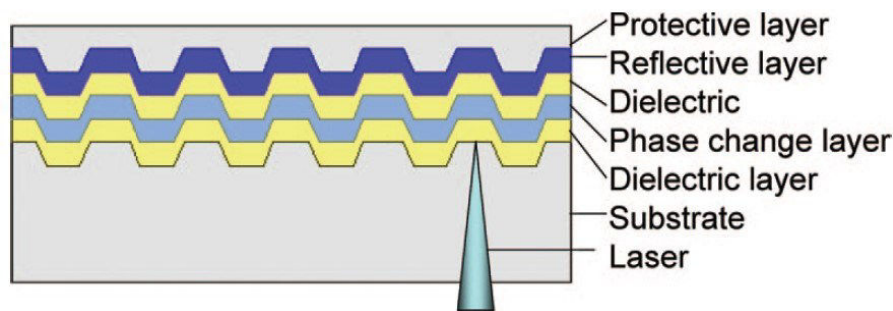
Deux principales applications des matériaux à changement de phase existent aujourd'hui : les mémoires optiques réinscriptibles matures et les mémoires résistives ou PCRAM émergentes.

### I.8.2.1 Les mémoires optiques réinscriptibles

Ce type de mémoire utilise comme principe de fonctionnement, le contraste de propriétés optiques que présentent certains matériaux à changement de phase. Les disques optiques de stockage sont des dispositifs multicouches (**Figure I.24**), où le matériau à changement de phase est pris en sandwich entre deux couches de diélectrique. Par-dessus se trouvent une couche réfléchive qui permet d'augmenter l'absorption de l'énergie au niveau du



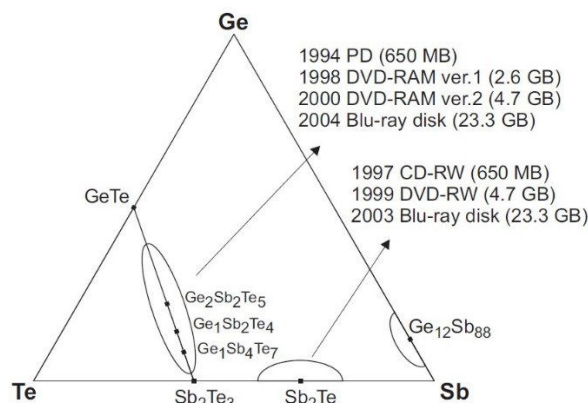
PCM et une couche protectrice pour protéger le dispositif d'éventuels dommages mécaniques [107]. Le stockage ou l'écriture de l'information se fait par la création de zones amorphes dans un matériau PCM initialement à l'état cristallin. L'amorphisation du matériau se fait par l'intermédiaire d'une impulsion laser comme décrit précédemment sur la **Figure I.23.a**. De cette façon on obtient deux zones différentes dans le matériau PCM : des zones qui n'ont pas été marquées par le laser où le matériau reste dans son état cristallin (forte réflectivité optique) et d'autres qui ont été marquées par le laser et qui ont été transformées à l'état amorphe (faible réflectivité optique). L'information stockée sous forme de marques amorphes sur le PCM peut être effacée en utilisant le processus inverse (processus de cristallisation) (cf **Figure I.23.b**), ainsi le matériau retrouve son état cristallin initial, d'où l'appellation mémoire réinscriptible [105]. La lecture de l'information stockée sur le disque se fait en détectant la différence de réflectivité optique moyennant un laser ayant une intensité faible pour éviter le changement de propriété du matériau.



**Figure I.24. Schéma de principe d'un DVD (Digital Versatile Disc) réinscriptible utilisant une seule couche mince de PCM.**

Depuis leur apparition sur le marché des mémoires non volatiles (1990), la capacité de stockage des mémoires réinscriptibles à base de PCM a été multipliée par dix en passant d'environ 500 MB (pour les toutes premières générations CD-RW en 1990) à 50 GB (pour la quatrième génération dual layer Blu-ray discs en 2004) [105]. L'évolution de capacité de stockage a été accomplie par l'optimisation du dispositif optique en diminuant les longueurs d'ondes des lasers utilisés pour irradier la couche de PCM (ce qui correspond à des marques amorphes de plus en plus petites) [105]. Ces mesures ont impliqué le développement des matériaux à changement de phase présentant les propriétés nécessaires pour réaliser des fonctions mémoires optiques, à savoir un changement de propriété optique prononcé observé dans le domaine des longueurs d'onde du laser utilisé (exemple : laser bleu pour les disques Blu-ray) et une faible vitesse de commutation entre les deux états [108]. D'après Yamada et al. [105], les compositions formées à partir du diagramme de phase ternaire de type Ge-Sb-Te sont les matériaux les plus adaptés pour réaliser des mémoires optiques réinscriptibles (**Figure I.25**)





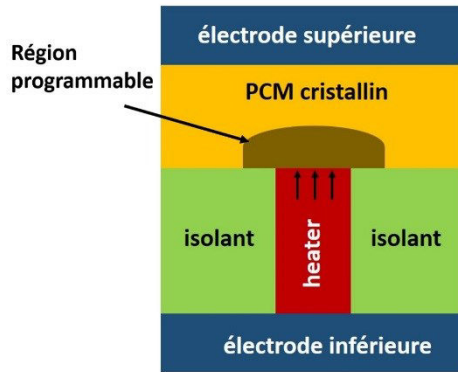
**Figure I.25. Diagramme ternaire de type Ge-Te-Sb montrant les différents alliages qui présentent un intérêt pour réaliser des mémoires optiques réinscriptibles.**

L'utilisation croissante, rapide et réussie des matériaux à changement de phase dans les mémoires optiques a déclenché le développement des mémoires électroniques ou résistives exploitant le changement de résistivité du matériau. Ces mémoires sont connues sous le nom des PCRAM (acronyme en anglais de Phase Change Random Access Memory).

### I.8.2.2 Les mémoires résistives à changement de phase non volatiles NV-PCRAM

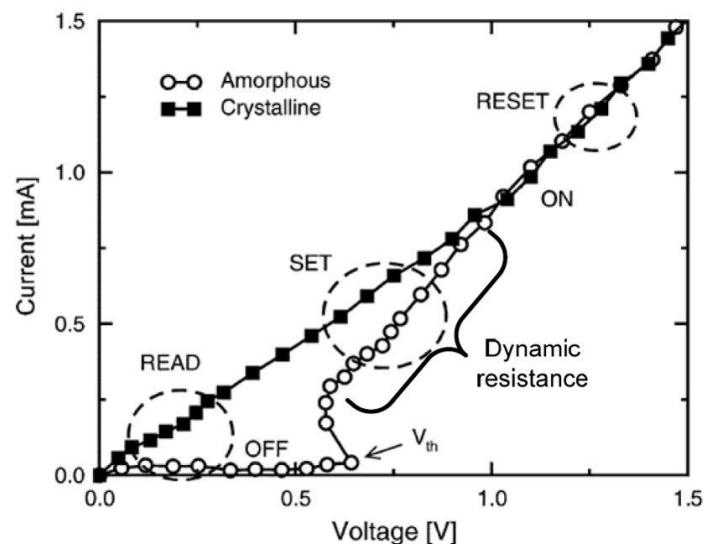
Les mémoires résistives à changement de phase PCRAM sont des technologies mémoires émergentes qui utilisent une résistance programmable constituée à partir d'une couche mince de PCM. Le stockage de l'information se fait sous forme binaire (0 ou 1) en exploitant le grand contraste de résistivité (5 à 7 ordres de grandeur [109]) observé lors du changement de phase dans les PCM. Le schéma d'une cellule mémoire PCRAM conventionnelle est illustré sur la **Figure I.26** [109]. Il s'agit d'un empilement de couches, où la couche de PCM est intégrée dans une structure confinée. Le dispositif comporte un système de chauffage constitué d'une résistance chauffante (heater) entouré par une couche isolante (généralement un oxyde). La couche de PCM et le système de chauffage sont pris en sandwich entre deux électrodes (supérieure et inférieure). Pour faire transiter le matériau dans un état ou l'autre une impulsion électrique appropriée (cf **Figure I.23**) est appliquée entre les deux électrodes, un courant circule à travers l'élément chauffant (heater) et passe directement dans la couche de PCM initialement à l'état cristallin. La conception de ce type de mémoire favorise un échauffement local d'une partie du matériau au voisinage du heater (cf région programmable dans la **Figure I.26**) et pas la totalité du PCM. En effet, la présence d'une couche isolante autour de l'élément chauffant va forcer le passage du courant à travers une petite ouverture formée par le contact entre le PCM et le heater. La résistance vue entre les deux électrodes (supérieure et inférieure) est équivalente à la résistance de la partie cristalline du PCM en série avec la résistance de la région programmable (la partie transformée du PCM) [107, 109].





**Figure I.26.** Schéma d'une coupe transversale d'une cellule mémoire conventionnelle en technologie PCRAM [109].

Plusieurs types d'alliages ont été étudiés pour réaliser des PCRAM, mais seuls les matériaux qui présentent dans leur caractéristique courant-tension (I-V) un phénomène dit seuil de commutation électronique ( $V_{th}$  dans la caractéristique I-V) sont intéressants [107, 110]. **La Figure I.27** montre une caractéristique I-V typique d'un dispositif à base de PCM. Avant la tension seuil le matériau reste dans l'état amorphe bloquant le passage du courant. Quand la tension atteint le seuil  $V_{th}$ , un flux important de courant commence à passer, provoquant le chauffage du matériau et par la suite sa commutation à l'état cristallin à faible résistivité. Il a été reporté que le seuil de commutation ( $V_{th}$ ) provoque le changement de phase pour de très basses tensions (quelques volts) [110]. En l'absence de ce phénomène, une centaine de volts serait nécessaire pour faire transiter le matériau de l'état amorphe à l'état cristallin.



**Figure I.27.** 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 réinscriptibles, les alliages formés à partir du diagramme ternaire de type Ge-Sb-Te (représenté sur la **Figure I.25**) sont les matériaux les plus adaptés



pour réaliser des PCRAM. Aujourd'hui le  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  est l'alliage le plus utilisé en offrant des tensions de programmation qui ne dépassent pas 1,4 V, des temps de commutation faibles (100 ns pour la cristallisation (SET) et une dizaine de ns pour l'amorphisation (RESET), des temps de rétention (capacité de garder en mémoire l'information à une température donnée) dans un état donné de l'ordre de 10 ans à 85°C et une durée de vie qui dépasse  $10^8$  cycles ON/OFF [111].

Très récemment (2010) [112], les matériaux à changement de phase ont été étudiés pour réaliser des commutateurs RF. Le GeTe a été identifié comme un matériau bien adapté pour réaliser des fonctions de commutation RF. En effet, il présente un grand contraste de résistivité entre les deux états mais surtout une très faible résistivité à l'état cristallin, ce qui permettra de réaliser des commutateurs ayant de faibles pertes d'insertion (faible  $R_{on}$ ). Une autre propriété très importante que partage le GeTe avec les autres compositions de type PCM, c'est son changement de résistivité non volatile. Ainsi, comme mentionné auparavant, les commutateurs à base de PCM fonctionneront en mode bistable (le dispositif garde l'état dans lequel il a été amené sans apport énergétique pour le maintenir dans cet état (ON ou OFF), offrant une solution efficace pour diminuer la consommation d'énergie.

Nous allons maintenant présenter différentes architectures possibles permettant de réaliser des commutateurs RF à base de PCM ainsi que les points les plus marquants en termes de performances.

### **I.8.2.3 Les commutateurs RF à base de PCM (composition GeTe)**

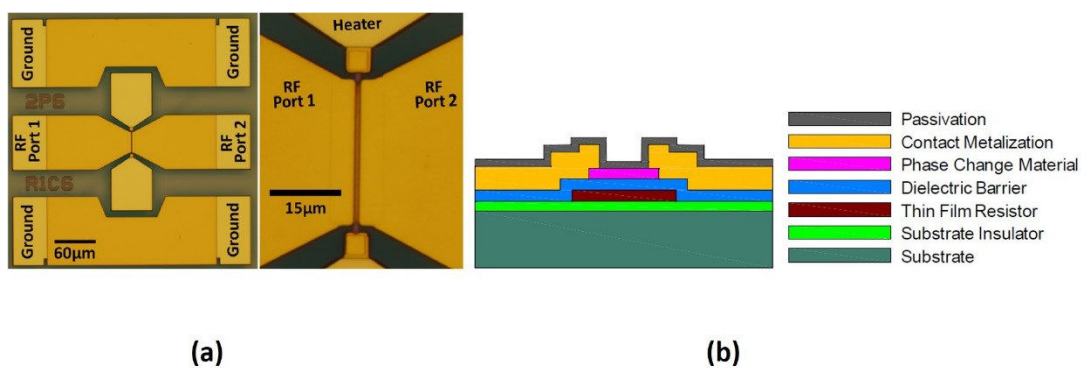
#### **I.8.2.3.1. Commutateur planaire à base de GeTe intégrant un système de chauffage indirect**

Les chercheurs de Northrop Grumman Electronic Systems ont développé un commutateur RF intégrant une couche PCM de GeTe avec une configuration planaire spécifique permettant le changement de structure du matériau [113]. Ainsi, ils rapportent pour la première fois l'implémentation d'un système de chauffage indirect qui consiste à utiliser un film résistif pour chauffer la couche de PCM à travers une barrière diélectrique. Les auteurs expliquent leur choix par le fait que dans les systèmes de chauffage direct (utilisés traditionnellement dans les technologies PCRAM), le matériau à changement de phase est pris en sandwich entre deux électrodes résistives (typiquement W, TiN). Dans cette configuration, les résistances à l'état cristallin sont typiquement de l'ordre du  $\text{k}\Omega$ , ce qui ne répond pas aux besoins pour réaliser un commutateur RF présentant de faibles pertes d'insertion (faible résistance  $R_{on}$ ). Comme le montre la **Figure I.28.a**, le concept proposé consiste en un dispositif planaire à quatre terminaux en configuration coplanaire CPW : deux ports RF et deux électrodes





DC (utilisés pour le chauffage indirect de la couche PCM). L'empilement des différentes couches constituant le commutateur RF est montré sur la **Figure I.28.b**. Les deux électrodes RF sont reliées entre elles par un motif de GeTe (PCM). L'élément chauffant ou TFR (acronyme en anglais de Thin Film Resistor) est déposé orthogonalement à la ligne RF et au-dessous la couche de GeTe. La couche de diélectrique (Dielectric Barrier) joue un double rôle : d'une part elle permet d'isoler électriquement le TFR du reste du circuit (électrodes RF et GeTe), d'autre part, de coupler thermiquement le TFR et le GeTe. Le chauffage du matériau (GeTe) est indirect, car les impulsions électriques sont appliquées au niveau du TFR, ce dernier chauffe par effet Joule et la chaleur générée est transmise vers le GeTe à travers la couche de diélectrique. Par conséquent le matériau GeTe change de propriétés électriques (résistivité) modifiant ainsi l'impédance vue entre les deux électrodes RF. Les auteurs rapportent que le GeTe est commuté réversiblement entre l'état amorphe et l'état cristallin en utilisant des puissances comprises entre 0,5 W et 4 W moyennant des impulsions électriques ayant des durées comprises entre 30 ns et 1,5  $\mu$ s (les amplitudes des impulsions ne sont pas reportées dans ces travaux) [113]. Les mesures DC et RF effectuées sur un dispositif présentant 0,9  $\mu$ m d'espacement entre les deux électrodes montrent un rapport de résistance DC ( $R_{off}/R_{on}$ ) voisin de  $10^5$ , une isolation de 13 dB à 18 GHz et des pertes d'insertion inférieure à 0,3 dB jusqu'à 40 GHz. La Figure de mérite obtenue ( $\sim 22$  fs) est nettement meilleure que celle des technologies semi-conductrices ( $> 80$  fs) et comparable à celle des MEMS (entre 2 et 20 fs).



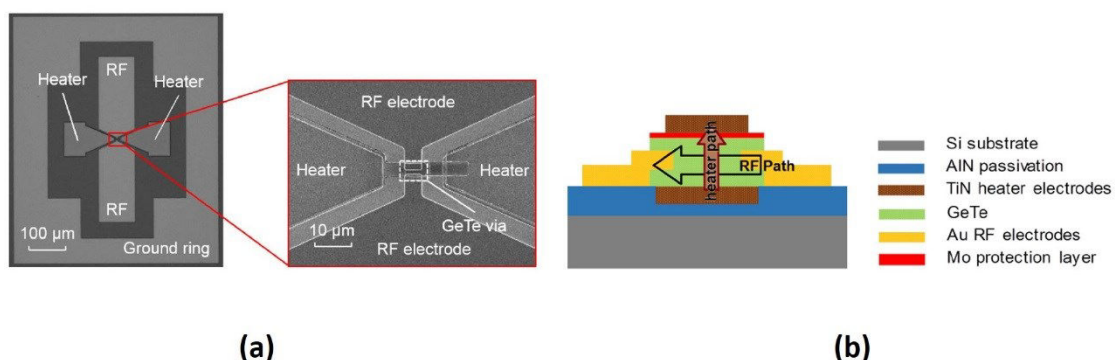
### I.8.2.3.2. Commutateur RF planaire à base de GeTe intégrant un système de chauffage direct

L'approche adoptée par Wang et al. de l'Université de Michigan [114] combine les avantages d'un commutateur RF planaire intégrant un système de chauffage indirect (forte isolation, tenue en puissance) et celles d'une structure verticale (MIM) avec un système de chauffage direct qui a comme effet de minimiser la consommation en puissance nécessaire pour



faire transiter le matériau entre les deux états. Le résultat est ainsi un commutateur RF planaire intégrant un système de chauffage direct utilisé pour chauffer le GeTe. La **Figure I.29.a et b** montre respectivement le commutateur RF réalisé et sa coupe transversale [114]. Il s'agit d'un dispositif à quatre terminaux métalliques : deux électrodes RF et deux électrodes DC utilisées pour le chauffage du matériau (heater). Comme le montre la coupe transversale, une couche de GeTe de 100 nm d'épaisseur est connectée horizontalement aux électrodes RF (constituant le chemin RF) et verticalement aux électrodes DC (constituant le système de chauffage). Pour faire transiter le GeTe entre l'état cristallin et l'état amorphe, des impulsions en courant sont appliquées entre les deux électrodes résistives (typiquement TiN) et la chaleur induite par effet joule est transmise directement au matériau qui change de propriété. Ainsi l'impédance vue entre les deux électrodes va commuter entre une forte valeur ( $R_{off}$ ) et une faible valeur ( $R_{on}$ ) suivant l'état du GeTe (amorphe ou cristallin).

Pour faire transiter le GeTe de l'état cristallin à faible résistivité à l'état amorphe à haute résistivité, une impulsion ayant une amplitude de 5,5 mA et une durée de 500 ns est appliquée. Tandis qu'une impulsion beaucoup plus faible en amplitude (200  $\mu$ A) mais plus longue en durée (200  $\mu$ s), ramène de nouveau le matériau dans son état cristallin. Les puissances consommées pour la cristallisation et l'amorphisation du GeTe sont respectivement 2 mW et 90 mW. Ce type de dispositif de chauffage direct a permis à Wang et al de diminuer d'un facteur 40 la consommation en puissance (90 mW au lieu de 4 W) pour des dimensions similaires de composant. Le commutateur présente des pertes d'insertion inférieures à 0,6 dB (état cristallin) et une isolation supérieure à 20 dB (état amorphe) jusqu'à 20 GHz. Les valeurs de la résistance  $R_{on}$  et de la capacité  $C_{off}$  du commutateur sont extraites à partir d'un modèle électrique qui prend en compte les pertes ohmiques ramenées par la ligne de transmission.  $R_{on}$  et  $C_{off}$  sont respectivement égales à 5  $\Omega$  et 8,5 fF, ce qui se traduit par une FOM ( $R_{on} \times C_{off}$ ) = 42,5 fs.



**Figure I.29. 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 ( $24 \mu\text{m}^2$ ) ; (b) coupe transversale du dispositif.**





### I.8.2.3.3. Commutateur RF à résistance optimisée à l'état ON

Moon et al. de HRL Laboratories Malibu reportent pour la première fois la réalisation d'un commutateur RF intégrant du GeTe avec une résistance  $R_{on}$  de  $1 \Omega$  dans une configuration latérale [115]. Le dispositif réalisé est montré sur la **Figure I.30**, il s'agit d'un commutateur en configuration SPDT (Single Port Double Throw) avec un espacement de  $2 \mu m$  entre les électrodes. Tel qu'il est déposé, le GeTe est à l'état amorphe présentant une résistance carrée  $> 1 M\Omega/\square$ . Contrairement aux structures précédentes, ce dispositif n'intègre pas de système de chauffage. Le matériau est ainsi cristallisé à travers un chauffage global du dispositif à  $300^\circ C$ . Les pertes d'insertion rapportées dans cet état sont de l'ordre de  $0,2 dB$  jusqu'à  $14 GHz$  correspondant à  $R_{on} = 1 \Omega$ . A travers ces travaux, les auteurs ont mis en évidence le grand potentiel de l'intégration du GeTe pour réaliser des commutateurs RF bistables présentant des performances électriques comparables à celles des MEMS, notamment une faible résistance à l'état ON.

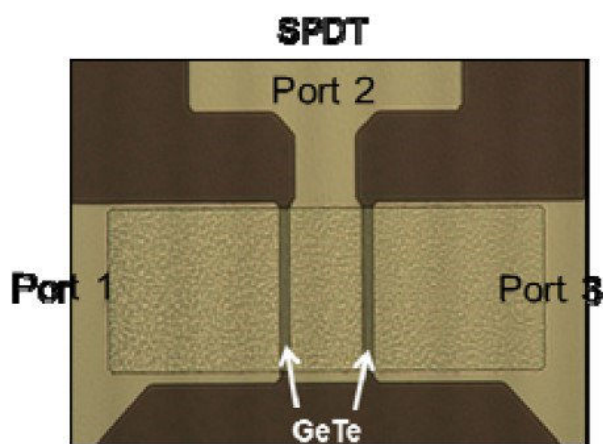


Figure I.30. Photographie par microscopie optique du commutateur réalisé par Moon et al.

## I.9. Conclusions

Nous avons présenté dans ce premier chapitre les différentes technologies utilisées actuellement pour réaliser des fonctions de commutation dans le domaine RF. Nous avons distingué ainsi deux grandes familles de commutateurs : les commutateurs à base des composants semi-conducteurs (diode PIN et FET) et les commutateurs électromécaniques MEMS-RF.

Les composants semi-conducteurs exploitent les propriétés électroniques de certains matériaux dopés (Si, AsGa, In, etc.) pour assurer leur fonction de commutation. Du fait de leur faible coût, leur facilité d'intégration et leur fiabilité, les composants semi-conducteurs ont été



largement utilisés dans des applications commerciales. Leur performances électriques (isolation à l'état OFF et pertes d'insertion à l'état ON) sont généralement acceptables et suffisantes pour la plupart des applications RF. Les Figures de mérite ( $FOM = Ron \times Coff$ ) de ces composants sont typiquement de l'ordre de plusieurs dizaines de fs ( $> 80$  fs). Cependant les composants semi-conducteurs sont généralement sujets à des phénomènes de non linéarité (se traduisant par la distorsion du signal à la sortie du commutateur) et une forte consommation d'énergie.

Alternativement, les MEMS-RF utilisant des mouvements mécaniques d'une poutre mobile (soulèvement et abaissement de la poutre mobile) comme principe de fonctionnement pour assurer la fonction de commutation, sont considérés comme les composants les plus performants en termes de performances électriques avec des FOM inférieures à 20 fs. Les MEMS-RF sont également connus pour leur forte linéarité et leur faible consommation d'énergie. En comparaison avec les composants semi-conducteurs, les MEMS-RF souffrent de temps de commutation élevés qui sont généralement de l'ordre de la microseconde ainsi que de processus de fabrication complexes (packaging), ce qui augmente considérablement le coût de fabrication de ces composants. De ce fait les MEMS trouvent leur intérêt dans des applications très spécifiques (applications militaires) où les performances électriques devancent le coût de fabrication du composant.

Chacune des deux technologies présente des avantages et des inconvénients, ce qui nous conduit à tester de nouvelles approches pour réaliser des commutateurs RF. Notre approche consiste à intégrer des matériaux innovants fonctionnels comme les matériaux à transition de phase ( $VO_2$ ) et les matériaux à changement de phase ( $Ge_2Sb_2Te_5$  et  $GeTe$ ) pour réaliser des commutateurs RF potentiellement performants. De tels composants exploitent le changement de résistivité présenté par ces matériaux pour assurer la fonction de commutation.

- Le dioxyde de vanadium ( $VO_2$ ) présente une transition Isolant-Métal (MIT) réversible autour de  $68^\circ C$ , à travers laquelle le matériau passe d'un état isolant à un état métallique. La transition MIT est accompagnée de plusieurs changements de propriétés intrinsèque du  $VO_2$  (optique, électrique, structurelle, mécanique, etc.). Cette transition a pour intérêt de pouvoir être initiée sous l'effet de plusieurs types de stimuli externes (thermique, électrique, optique, mécanique, etc.) avec des vitesses de commutation entre les deux états pouvant atteindre le domaine de la picoseconde (lors d'une activation optique). A travers un bref état de l'art nous avons mis en évidence le caractère large bande de la transition MIT, en effet les propriétés du  $VO_2$  ont été exploitées dans diverses applications et sur un domaine de fréquence qui s'étend du DC au THz. Plus particulièrement, le  $VO_2$  nous intéresse pour réaliser des commutateurs RF car



il présente un grand rapport de résistivité entre ses deux états (jusqu'à 5 ordres de grandeur) avec la possibilité d'activer sa transition MIT électriquement avec des temps de commutation de l'ordre de quelques nanosecondes.

- Les matériaux à changement de phase comme le GeTe et le GST présentent un changement de phase amorphe-cristallin réversible induit thermiquement. Grâce au changement de propriétés électrique et optique engendrés par ce changement de phase, les PCM ont été exploités essentiellement pour réaliser des mémoires optiques réinscriptibles et des mémoires résistives. Pour les deux types d'applications le changement de phase amorphe-cristallin peut s'effectuer réversiblement moyennant des impulsions optiques ou électriques. Les PCM présentent un grand intérêt pour réaliser des fonctions de commutation RF avec notamment un changement de résistivité (supérieure à 10<sup>5</sup>) de type non volatile, ce qui veut dire que ces commutateurs fonctionneront en mode bistable offrant ainsi des solutions à des problèmes liés à la forte consommation. Les commutateurs à base de GeTe présentent des performances électriques nettement meilleures que celles des composants semi-conducteurs.

Dans la suite du manuscrit nous allons présenter notre approche pour réaliser des commutateurs RF intégrant des couches minces de dioxyde de vanadium. Nous allons également démontrer pour la première fois la réalisation des commutateurs RF à base de Ge<sub>2</sub>Sb<sub>2</sub>Te<sub>5</sub>.



## Référence chapitre I

---

- [1] J. Fenk, «RF-trends in mobile communication», Solid-State Circuits Conference, 2003. ESSCIRC '03. Proceedings of the 29th European, p. 21-27, Estoril, Portugal, 2003.
- [2] A. S. Morris, V. Steel, «Integrated tunable systems for scalable 4G radios», Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International, p. 1-4, Seattle, USA, 2013.
- [3] J.-E. Mueller, T. Bruder, P. Herrero, N. Norholm, P. Olesen, J. Rizk, L. Schumacher, «Requirements for reconfigurable 4G front-ends», Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International, p. 1-4, Seattle, WA, USA, 2013.
- [4] 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, n° 6, p. 55-72, 2009.
- [5] Z.-M. Tsai, M.-C. Yeh, M.-F. Lei, H.-Y. Chang, C.-S. Lin, H. Wang, «DC-to-135 GHz and 15-to-135 GHz SPDT traveling wave switches using FET-integrated CPW line structure», IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 4, 2005.
- [6] L. E. Larson, R. H. Hackett, M. A. Melendes, R. F. Lohr, «Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology-a new tuning approach for microwave integrated circuits», Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1991. Digest of Papers, IEEE, p. 27-30, Boston, MA, USA. 1991.
- [7] C. Goldsmith, T.-H. Lin, B. Powers, W.-R. Wu, B. Norvell, «Micromechanical membrane switches for microwave applications», Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, p. 91-94 vol.1, Orlando, USA, 1995.
- [8] G. M. Rebeiz J. B. Muldavin, «RF MEMS switches and switch circuits», IEEE Microw. Mag., vol. 2, n° 4, p. 59-71, 2001.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.



- [13] 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, Atlanta, GA, USA, 1993.
- [14] 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, n° 2, p. 108-110, 2006.
- [15] J. G. Yang K. Yang, «GaN-based pin diodes for microwave switching IC applications», Electron. Lett., vol. 48, n° 11, p. 650, 2012.
- [16] K. Ng, «Junction FieldEffect Transistor (JFET)», Complete Guide to Semiconductor Devices, Wiley-IEEE Press, p. 191-199, 2002.
- [17] J. Singh et G. Wadhwa, «MOSFET mobility model at nanoscale including temperature effects», 2011 3rd International Conference on Computer Research and Development (ICCRD), Sahnghai, China, p. 325-330, 2011.
- [18] S. M. Sze, K. K. Ng, Physics of Semiconductor Devices. John Wiley & Sons, 2006.
- [19] H. Kamitsuna, Y. Yamane, M. Tokumitsu, H. Sugahara, M. Muraguchi, «Low-power InP-HEMT switch ICs integrating miniaturized 2 times ; 2 switches for 10-Gb/s systems», IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, n° 2, p. 452-460, 2006.
- [20] J. Turner, «History of the GaAs FET at Caswell (1964-1985)», IEE Colloquium on Modelling, Design and Application of MMIC's, p. 1-3, London, England, 1994.
- [21] M. Uzunkol, G. M. Rebeiz, «140-220 GHz SPST and SPDT Switches in 45 nm CMOS SOI », IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett., vol. 22, n° 8, p. 412-414, 2012.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] B. Francois, P. Reynaert, «Highly Linear Fully Integrated Wideband RF PA for LTE-Advanced in 180-nm SOI», IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 63, n° 2, p. 649-658, Feb 2015.
- [25] 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.
- [26] 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.



- [27] 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.
- [28] C. Tinella, J. M. Fournier, D. Belot, V. Knopik, «A high-performance CMOS-SOI antenna switch for the 2.5-5-GHz band», IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 38, n° 7, p. 1279-1283, 2003.
- [29] K. A. Jenkins, J. Y.-C. Sun, J. Gautier, «Characteristics of SOI FET's under pulsed conditions», IEEE Trans. Electron Devices, vol. 44, n° 11, p. 1923-1930, 1997.
- [30] S. Sarkhel, B. Manna, S. K. Sarkar, «A compact capacitive approach based threshold voltage modeling and performance comparison of a novel UBR MOSFET with SOI MOSFET», 2nd International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS) , p. 1-5, Combiatore, India, 2014.
- [31] H. Mizutani, Y. Takayama, «DC-110-GHz MMIC traveling-wave switch», IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 48, n° 5, p. 840-845, 2000.
- [32] A. Tomkins, P. Garcia, S. P. Voinigescu, «A 94GHz SPST Switch in 65nm Bulk CMOS», in IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, 2008. CSIC '08, p. 1-4 Monterey, CA, USA, 2008.
- [33] K.-Y. Lin, W.-H. Tu, P.-Y. Chen, H.-Y. Chang, H. Wang, R.-B. Wu, «Millimeter-wave MMIC passive HEMT switches using traveling-wave concept», IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 52, n° 8, p. 1798-1808, 2004.
- [34] G. M. Rebeiz, RF MEMS: Theory, Design, and Technology. John Wiley & Sons, 2004.
- [35] R. Chan, R. Lesnick, D. Becher, M. Feng, «Low-actuation voltage RF MEMS shunt switch with cold switching lifetime of seven billion cycles», J. Microelectromechanical Syst., vol. 12, n° 5, p. 713-719, 2003.
- [36] H. Zareie G. M. Rebeiz, « Compact High-Power SPST and SP4T RF MEMS Metal-Contact Switches», IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 62, n° 2, p. 297-305, 2014.
- [37] H.-H. Yang, A. Yahiaoui, H. Zareie, P. Blondy, G. M. Rebeiz, «A compact DC-10 GHz SP7T RF MEMS switch», Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International, p. 1-3, Tampa, Florida, USA, 2014.
- [38] G. M. Rebeiz, «RF MEMS switches: status of the technology», TRANSDUCERS, 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, vol. 2, p. 1726-1729 Boston, MA, USA, 2003.
- [39] G. Yang, Z. Ying-bin, B. Lu, Q. Ran, «Design and modeling of 4-bit MEMS switched-line phase shifter», 2011 International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), p. 798-801, Ningbo, China, 2011.



- [40] M. A. El-Tanani, G. M. Rebeiz, «High-Performance 1.5 -2.5-GHz RF-MEMS Tunable Filters for Wireless Applications», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, n° 6, p. 1629-1637, 2010.
- [41] I. Reines, S.-J. Park, G. M. Rebeiz, «Compact Low-Loss Tunable x-Band Bandstop Filter With Miniature RF-MEMS Switches», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, n° 7, p. 1887-1895, 2010.
- [42] H. Mirzajani, M. Nasiri, H. B. Ghavifekr, «A novel MEMS-based wideband frequency tunable microstrip patch antenna», *20th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, p. 1383-1387, Tehran, IRAN, 2012.
- [43] 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.
- [44] S. P. Natarajan, S. J. Cunningham, A. S. Morris, D. R. Dereus, «CMOS integrated digital RF MEMS capacitors», *11th IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, p. 173-176, Phoenix, AZ, USA, 2011.
- [45] S. Fouladi, F. Domingue, R. Mansour, «CMOS-MEMS tuning and impedance matching circuits for reconfigurable RF front-ends», *Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International*, p. 1-3, Montreal, QC, Canada, 2012.
- [46] I. C. Reines G. M. Rebeiz, «A robust high power-handling (>10 W) RF MEMS switched capacitor», *24th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, p. 764-767, Cancun, Mexico, 2011.
- [47] M. Houssini, A. Pothier, A. Crunteanu, P. Blondy, «A 2-pole digitally tunable filter using local one bit varactors», *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, p. 37-40, Atalanta, GA, USA, 2008.
- [48] S. Leidich, S. Kurth, T. Gessner, «Continuously tunable RF-MEMS varactor for high power applications», in *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, p. 1267-1270, Atalanta, GA, USA, 2008.
- [49] 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, n° 8, p. 269-271, 1998.
- [50] 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.
- [51] R. Chanchani, C. D. Nordquist, R. H. Olsson, T. Peterson, R. Shul, C. Ahlers, T. A. Plut, G. A. Patrizi, «A new wafer-level packaging technology for MEMS with hermetic micro-environment», *IEEE Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, p. 1604-1609, Lake Buena Vista, FL, USA, 2011.





- [52] D. Kelly, C. Brindle, C. Kemerling, M. Stuber, «The state-of-the-art of silicon-on-sapphire CMOS RF switches», IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium CSIC '05, p. 1-4, 2005.
- [53] A. Botula, A. Joseph, J. Slinkman, R. Wolf, Z.-X. He, D. Ioannou, L. Wagner, M. Gordon, M. Abou-Khalil, R. Phelps, M. Gautsch, W. Abadeer, D. Harmon, M. Levy, J. Benoit, J. Dunn, «A Thin-Film SOI 180nm CMOS RF Switch Technology», IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, SiRF '09, p. 1-4, 2009,
- [54] 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, n° 1, p. 142-152, 2010.
- [55] 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.
- [56] M. Schadt, «Electro-optical effects, liquid crystals and their application in displays», CompEuro '89, «VLSI and Computer Peripherals. VLSI and Microelectronic Applications in Intelligent Peripherals and their Interconnection Networks», Proceedings. p. 2/15-2/19, Hamburg, Germany, 1989.
- [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, n° 3, p. 721-737, 2002.
- [58] T. Kim, I. Hwang, Y. Cho, K. Kim, et K. Kim, «Technological issues for high-density MRAM», IEEE Nanotechnology Materials and Devices Conference, 2006. NMDC, vol. 1, p. 182-182, 2006.
- [59] L.-R. Tan, R.-X. Wu, C.-Y. Wang, «Ferrite loaded tunable SIW slot antenna», Microwave Conference Proceedings (APMC), Asia-Pacific, p. 482-484 Seoul, South Korea, 2013.
- [60] X. Yang, Y. Gao, J. Wu, S. Beguhn, T. Nan, Z. Zhou, M. Liu, N. X. Sun, «Dual H- and E-Field Tunable Multiferroic Bandpass Filter at Ku-Band Using Partially Magnetized Spinel Ferrites», IEEE Trans. Magn., vol. 49, n° 11, p. 5485-5488, 2013.
- [61] W. W. G. Hui, J. M. Bell, M. F. Iskander, J.J. Lee, «Low-Cost Microstrip-Line-Based Ferrite Phase Shifter Design for Phased Array Antenna Applications», IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett., vol. 6, p. 86-89, 2007.
- [62] 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, n° 1, p. 1-4, 2012.





- [63] 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, n° 1, p. 139-141, Jul. 2000.
- [64] S. Kim Y.-K. Choi, «A Comprehensive Study of the Resistive Switching Mechanism in -Structured RRAM», *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 56, n° 12, p. 3049-3054, 2009.
- [65] 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, n° 12, p. 1728-1730, 2011.
- [66] T. Sakamoto, K. Lister, N. Banno, T. Hasegawa, K. Terabe, M. Aono, «Electronic transport in Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub> resistive switch», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 91, n° 9, p. 092110, 2007.
- [67] 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 HfO<sub>x</sub>-based RRAM», 2012 IEEE Silicon Nanoelectronics Workshop (SNW), p. 1-2, 2012.
- [68] R. Waser M. Aono, «Nanoionics-based resistive switching memories», *Nat. Mater.*, vol. 6, n° 11, p. 833-840, 2007.
- [69] 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, n° 1, p. 66-79, 2008.
- [70] T. M. Rice D. B. McWhan, «Metal-insulator Transition in Transition Metal Oxides», *IBM J. Res. Dev.*, vol. 14, n° 3, p. 251-257, 1970.
- [71] Z. Yang, C. Ko, et S. Ramanathan, «Oxide Electronics Utilizing Ultrafast Metal-Insulator Transitions», *Annu. Rev. Mater. Res.*, vol. 41, n° 1, p. 337-367, 2011.
- [72] S. R. Ovshinsky, «Reversible Electrical Switching Phenomena in Disordered Structures», *Phys. Rev. Lett.*, vol. 21, n° 20, p. 1450-1453, 1968.
- [73] 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, n° 4.5, p. 465-479, 2008.
- [74] D. ADLER, «Mechanisms for Metal-Nonmetal Transitions in Transition-Metal Oxides and Sulfides», *Rev. Mod. Phys.*, vol. 40, n° 4, p. 714-736, 1968.
- [75] F. J. Morin, «Oxides Which Show a Metal-to-Insulator Transition at the Neel Temperature», *Phys. Rev. Lett.*, vol. 3, n° 1, p. 34-36, 1959.
- [76] A. Cavalleri, C. Tóth, C. W. Siders, J. A. Squier, F. Ráksi, P. Forget, J. C. Kieffer, «Femtosecond Structural Dynamics in VO<sub>2</sub> during an Ultrafast Solid-Solid Phase Transition», *Phys. Rev. Lett.*, vol. 87, n° 23, p. 237401, 2001.
- [77] Y. W. Lee, B.-J. Kim, S. Choi, H.-T. Kim, G. Kim, «Photo-assisted electrical gating in a two-terminal device based on vanadium dioxide thin film», *Opt. Express*, vol. 15, n° 19, p. 12108, 2007.



- [78] G. Stefanovich, A. Pergament, D. Stefanovich, «Electrical switching and Mott transition in VO<sub>2</sub>», *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 12, n° 41, p. 8837, 2000.
- [79] C. Chen, R. Wang, L. Shang, C. Guo, «Gate-field-induced phase transitions in VO<sub>2</sub>: Monoclinic metal phase separation and switchable infrared reflections», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 93, n° 17, p. 171101, 2008.
- [80] J. Sakai M. Kurisu, «Effect of pressure on the electric-field-induced resistance switching of VO<sub>2</sub> planar-type junctions», *Phys. Rev. B*, vol. 78, n° 3, p. 033106, 2008.
- [81] S. Hormoz S. Ramanathan, «Limits on vanadium oxide Mott metal–insulator transition field-effect transistors», *Solid-State Electron.*, vol. 54, n° 6, p. 654-659, 2010.
- [82] J. Leroy, A. Crunteanu, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Champeaux, J.-C. Orlianges, «High-speed metal-insulator transition in vanadium dioxide films induced by an electrical pulsed voltage over nano-gap electrodes», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 100, n° 21, p. 213507, 2012.
- [83] J. Leroy, A. Bessaudou, F. Cosset, A. Crunteanu, «Structural, electrical and optical properties of thermochromic VO<sub>2</sub> thin films obtained by reactive electron beam evaporation», *Thin Solid Films*, vol. 520, n° 14, p. 4823-4825, 2012.
- [84] H. Kakiuchida, P. Jin, M. Tazawa, «Control of Optical Performance in Infrared Region for Vanadium Dioxide Films Layered by Amorphous Silicon», *Int. J. Thermophys.*, vol. 31, n° 10, p. 1964-1971, 2009.
- [85] N. Sepúlveda, A. Rúa, R. Cabrera, F. Fernández, «Young's modulus of VO<sub>2</sub> thin films as a function of temperature including insulator-to-metal transition regime», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, n° 19, p. 191913, 2008.
- [86] A. Zylbersztein N. F. Mott, «Metal-insulator transition in vanadium dioxide», *Phys. Rev. B*, vol. 11, n° 11, p. 4383-4395, 1975.
- [87] N. F. MOTT, «Metal-Insulator Transition», *Rev. Mod. Phys.*, vol. 40, n° 4, p. 677-683, 1968.
- [88] R. E. Peierls, *Quantum Theory of Solids*, p 229. Oxford, UK Clarendon Press, 1956.
- [89] L. A. Gea L. A. Boatner, «Optical switching of coherent VO<sub>2</sub> precipitates formed in sapphire by ion implantation and annealing», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 68, n° 22, p. 3081-3083, 1996.
- [90] R. M. Briggs, I. M. Pryce, H. A. Atwater, «Compact silicon photonic waveguide modulator based on the vanadium dioxide metal-insulator phase transition», *Opt. Express*, vol. 18, n° 11, p. 11192-11201, 2010.
- [91] A. Crunteanu, M. Fabert, J. Givernaud, V. Kermene, A. Desfarges-Berthelemot, J.-C. Orlianges, C. Champeaux, A. Catherinot, «Vis-IR optical switching/ modulation based on the electrically- activated phase transition of VO<sub>2</sub> thin films», *Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO) and Quantum Electronics and Laser Science Conference (QELS)*, p. 1-2, 2010.



- [92] T. D. Manning, I. P. Parkin, M. E. Pemble, D. Sheel, D. Vernardou, «Intelligent Window Coatings: Atmospheric Pressure Chemical Vapor Deposition of Tungsten-Doped Vanadium Dioxide», *Chem. Mater.*, vol. 16, n° 4, p. 744-749, 2004.
- [93] E. Strelcov, Y. Lilach, A. Kolmakov, «Gas Sensor Based on Metal–Insulator Transition in VO<sub>2</sub> Nanowire Thermistor», *Nano Lett.*, vol. 9, n° 6, p. 2322-2326, 2009.
- [94] L.-X. Wang X.-A. Li, «Preparation of VO<sub>2</sub> microbolometer for CO<sub>2</sub> gas detection», 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), p 1774-1777, 2010.
- [95] B.-G. Chae, H.-T. Kim, D.-H. Youn, K.-Y. Kang, «Abrupt metal–insulator transition observed in VO<sub>2</sub> thin films induced by a switching voltage pulse», *Phys. B Condens. Matter*, vol. 369, n° 1-4, p. 76-80, 2005.
- [96] G. Seo, B.-J. Kim, C. Ko, Y. Cui, Y. W. Lee, J.-H. Shin, S. Ramanathan, H.-T. Kim, «Voltage-Pulse-Induced Switching Dynamics in Thin-Film Devices on Silicon», *Electron Device Lett. IEEE*, vol. 32, n° 11, p. 1582–1584, 2011.
- [97] F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Crunteanu, P. Blondy, «rf-microwave switches based on reversible semiconductor-metal transition of VO<sub>2</sub> thin films synthesized by pulsed-laser deposition», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 91, n° 22, p. 223505, 2007.
- [98] A. Crunteanu, J. Givernaud, J. Leroy, D. Mardivirin, C. Champeaux, J.-C. Orlianges, A. Catherinot, P. Blondy, «Voltage- and current-activated metal–insulator transition in VO<sub>2</sub>-based electrical switches: a lifetime operation analysis», *Sci. Technol. Adv. Mater.*, vol. 11, n° 6, p. 065002, 2010.
- [99] S. D. Ha, Y. Zhou, C. J. Fisher, S. Ramanathan, J. P. Treadway, «Electrical switching dynamics and broadband microwave characteristics of VO<sub>2</sub> radio frequency devices», *J. Appl. Phys.*, vol. 113, n° 18, p. 184501, 2013.
- [100] C. Hillman, P. A. Stupar, J. B. Hacker, Z. Griffith, M. Field, M. Rodwell, «An ultra-low loss millimeter-wave solid state switch technology based on the metal - insulator - transition of vanadium dioxide», *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, p. 1-4 Tampa, Florida, USA., 2014.
- [101] J. Givernaud, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Pothier, P. Blondy, A. Crunteanu, «Tunable band stop filters based on Metal-Insulator Transition in vanadium dioxide thin films», *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, p. 1103-1106, Atlanta, GA, USA, 2008.
- [102] J. Givernaud, A. Crunteanu, A. Pothier, C. Champeaux, A. Catherinot, P. Blondy, «CPW self-resetting power limiting devices based on microwave power induced semiconductor-metal transition in vanadium dioxide», *IEEE Microwave Symposium Digest MTT-S International*, p. 109-112, Boston, MA, USA, 2009.
- [103] A. Crunteanu, J. Leroy, G. Humbert, D. Ferachou, J.-C. Orlianges, C. Champeaux, P. Blondy, «Tunable terahertz metamaterials based on metal-insulator phase transition of VO<sub>2</sub> layers», *Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International*, p. 1-3, Montreal, QC, Canada, 2012.



- [104] 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, n° 195, p. 225-247, 1917.
- [105] M. Wuttig N. Yamada, «Phase-change materials for rewriteable data storage», *Nat. Mater.*, vol. 6, n° 11, p. 824-832, 2007.
- [106] A. L. Lacaita, «Phase change memories: State-of-the-art, challenges and perspectives», *Solid-State Electron.*, vol. 50, n° 1, p. 24-31, 2006.
- [107] S. Raoux, W. Welnic, D. Ielmini, «Phase change materials and their application to nonvolatile memories», *Chem. Rev.*, vol. 110, n° 1, p. 240-267, 2010.
- [108] 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, n° 3S, p. 1592, 2001.
- [109] A. L. Lacaita, D. Ielmini, D. Mantegazza, «Status and challenges of phase change memory modeling», *Solid-State Electron.*, vol. 52, n° 9, p. 1443-1451, 2008.
- [110] 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, n° 5, p. 714-719, 2004.
- [111] 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.
- [112] 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, n° 1, p. 312-320, 2010.
- [113] 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.
- [114] M. Wang, Y. Shim, M. Rais-Zadeh, «A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch», *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 35, n° 4, p. 491-493, 2014.
- [115] J. Moon, H.-C. Seo, D. Le, «High linearity 1-ohm RF switches with phase-change materials», *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits Rf Systems (SiRF)*, p. 7-9, Newport Beach, CA, USA, 2014.







## **Chapitre II : Commutateurs RF intégrant des couches minces de dioxyde de vanadium**







### II.1. Introduction

Nous avons évoqué dans le premier chapitre le fait que le dioxyde de vanadium présente un réel intérêt pour réaliser de nombreuses fonctions électroniques grâce aux changements de propriétés large bande (du DC au THz) engendrés par sa transition de phase Isolant-Métal. Un des objectifs de nos recherches dans le cadre de cette thèse est d'exploiter le changement de résistivité lorsque le  $\text{VO}_2$  passe d'un état isolant à un état métallique pour réaliser des fonctions de commutation RF. Pour y parvenir nous allons intégrer ce matériau sous forme de couches minces dans des dispositifs adaptés aux signaux radiofréquences. Notre travail va tout d'abord s'attacher à l'élaboration des couches minces de  $\text{VO}_2$  ayant les bonnes propriétés dans le domaine des hyperfréquences : un grand rapport de résistivité entre l'état isolant et l'état métallique permettant de réaliser des commutateurs RF présentant à la fois une forte isolation à l'état OFF et des faibles pertes d'insertion à l'état ON.

### II.2. Elaboration et caractérisation des couches minces de dioxyde de vanadium

En fonction de la nature des études réalisées, le dioxyde de vanadium peut être élaboré sous forme massive, poudre [1], en couches minces [2, 3] ou même sous forme de nanofils et de nanostructures [4]. En ce qui concerne notre objectif de thèse, nous allons nous intéresser plutôt à l'élaboration du  $\text{VO}_2$  sous forme de couches minces facilement intégrables pour réaliser des dispositifs RF. Dans ce contexte on trouve dans la littérature plusieurs techniques qui ont été utilisées pour réaliser des couches minces de  $\text{VO}_2$  et qu'on peut classer comme suit :

- **Les techniques de dépôt chimiques** comprenant la technique sol-gel qui utilise des précurseurs contenant du vanadium à l'état gazeux comme le  $\text{VOCl}_3$  et le  $\text{VCl}_4$  [5], et les techniques utilisant des éléments chimiques en phase vapeur comme la technique CVD (Chemical Vapor Deposition) [6].
- **Les techniques de dépôt physique** comprenant l'ablation laser PLD (acronyme en anglais de Pulsed Laser Deposition) [7, 8], la pulvérisation cathodique RF [9], l'évaporation par canon à ions [10] ou par faisceau d'électrons [11, 12].

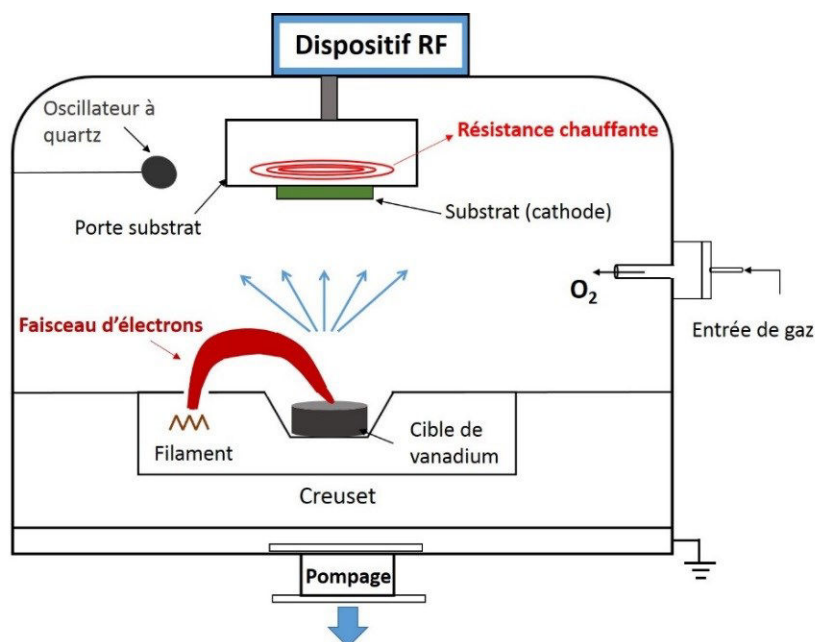
Il a été rapporté que la qualité des couches minces de  $\text{VO}_2$  dépendait fortement de la technique de fabrication ainsi que d'autres paramètres comme le type de substrat utilisé lors de la phase de dépôt [13]. Au laboratoire XLIM, nous élaborons le  $\text{VO}_2$  sous forme de couches minces en utilisant la technique d'évaporation par faisceau d'électrons disponible au sein de la



plate-forme technologique PLATINOM. Cette technique a comme avantage de réaliser des dépôts uniformes et reproductibles sur de grandes surfaces ( $5 \times 5 \text{ cm}^2$ ).

### II.2.1. Dépôt des couches minces de $\text{VO}_2$ par évaporation par faisceau d'électrons

Comme son nom l'indique, cette technique de dépôts utilise un faisceau d'électrons incident sur une cible placée dans une enceinte sous vide secondaire, provoquant l'évaporation de la matière de la cible. Un schéma explicatif du dispositif expérimental utilisé est montré sur la **Figure II.1**. La génération du faisceau d'électrons est effectuée au niveau du bloc canon à électrons placé dans la partie inférieure de l'enceinte : il s'agit d'un filament en tungstène relié à un générateur à haute tension délivrant une tension entre 0 et 10 kV. L'application d'un courant au niveau du filament provoque son échauffement et par la suite la libération des électrons par effet thermoïonique. Les électrons émis sont aussitôt accélérés grâce à la différence de potentiel générée par le générateur à haute tension. La trajectoire du faisceau d'électrons est déviée et focalisée vers la cible grâce à un champ magnétique. Ainsi, le faisceau d'électrons est dirigé localement sur une petite surface de la cible provoquant son échauffement et par la suite l'évaporation du matériau. La modulation du champ magnétique permet d'effectuer un balayage du creuset ce qui permet d'obtenir une surface liquide dans le creuset et éviter la formation de cratères. La puissance maximale du canon à électrons est égale à 5 kW.



**Figure II.1. Schéma du dispositif expérimental de l'évaporation par faisceau d'électrons utilisé pour la réalisation des couches mince de  $\text{VO}_2$ .**

L'enceinte est équipée d'une vanne d'entrée de gaz (dans notre cas le dioxygène ( $\text{O}_2$ )) pilotée par un débitmètre. Le porte-substrat, placé en face du creuset dans la partie supérieure de l'enceinte, comporte une résistance chauffante qui permet de chauffer le substrat jusqu'à une



température de 900°C. Il est connecté à un générateur radiofréquence permettant d'amorcer une décharge électrique entre le substrat (cathode) et le reste de l'enceinte qui est reliée à la masse. La décharge électrique provoque la création de particules énergétiques (essentiellement des ions) et de particules excitées. Lorsque l'on introduit un gaz réactif, les particules excitées vont favoriser les réactions entre les molécules du gaz support de la décharge et celles du matériau évaporé. Le contrôle de l'épaisseur des films obtenus lors de l'évaporation de la cible est effectué en permanence lors de la phase dépôt grâce à un oscillateur à quartz. Les dépôts des couches minces de VO<sub>2</sub> sont effectués à partir d'une cible de vanadium (pureté 99,95 %) dans une enceinte sous vide poussé avec un vide initial (avant l'entrée de gaz) de l'ordre de 10<sup>-5</sup> Pa.

Nous avons réalisé des couches minces de VO<sub>2</sub> avec des épaisseurs différentes sur des substrats de saphir (c-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>), de silicium oxydé (SiO<sub>2</sub>), de silice fondue et de l'alumine polycristalline (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). Notre choix s'est porté finalement sur le substrat de saphir car il présente des paramètres de maille cristalline très proches de ceux du VO<sub>2</sub>, ce qui facilite la croissance du dépôt sur le substrat [14, 15]. Les dimensions typiques des substrats de saphir que nous avons utilisés sont de 50x50x0,45, 20x20x0,45 ou 10x10x0,45 mm<sup>3</sup>. Avant chaque phase de dépôt nous avons recours systématiquement à un protocole de nettoyage de ces substrats dans différents bains à ultrasons. Les substrats sont tout d'abord plongés dans un bain d'acétone (2 minutes), puis dans un bain d'alcool isopropylique (2 minutes) puis dans un bain d'eau osmosée. Finalement, les substrats sont séchés à l'air comprimé filtré.

Nous avons étudié la possibilité de déposer le dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>) sur des substrats de saphir de deux façons :

- la première consiste à évaporer du vanadium dans une atmosphère pure d'oxygène suivie par une étape de recuit post-dépôt,
- la deuxième méthode ne comporte qu'une seule étape (pas de recuit post-dépôt). Elle consiste à évaporer les atomes de vanadium sous atmosphère pure d'oxygène en présence d'une décharge électrique radiofréquence. Cette décharge permet comme nous l'avons dit précédemment, de favoriser les réactions entre les molécules d'oxygène et les atomes de vanadium mais aussi grâce aux ions énergétiques du plasma, d'améliorer l'adhérence, le pouvoir de recouvrement et la porosité des couches minces obtenues.

Un plan d'expériences (pour l'étude des surfaces de réponses) a permis d'optimiser les paramètres de dépôt (puissance radiofréquence, pression d'oxygène, vitesse de dépôt, température du substrat) afin de déterminer les bonnes conditions pour obtenir des couches minces de VO<sub>2</sub> de bonne qualité avec notamment un grand rapport de résistivité.



Dans le **Tableau II.1** sont résumées les conditions de dépôts ainsi que les conditions de recuit optimisées pour obtenir des couches minces de VO<sub>2</sub> sur des substrats de saphir.

**Tableau II.1. Conditions de dépôt et de recuit utilisées pour réaliser des couches minces de VO<sub>2</sub> par évaporation par faisceau d'électrons sur des substrats de saphir.**

Méthode de dépôt	Sans décharge	Avec décharge
Vitesse de dépôt (nm/s)	0,05	0,05
Flux d'oxygène (sccm)	5	5
Température du substrat (°C)	500	500
Puissance RF (W)	0	50
Conditions du recuit post-dépôt		
Température du substrat	550 °C	
Pression d'oxygène	0,5 Pa	
Flux d'oxygène	20 sccm	
Durée	10 min	

Pour vérifier la pureté de la phase de VO<sub>2</sub> obtenue, nous avons étudié les propriétés structurales et électriques des couches minces réalisées par différentes techniques.

## II.2.2. Propriétés structurales et électriques des couches minces de VO<sub>2</sub>

Afin de comparer les propriétés des couches minces de VO<sub>2</sub> obtenues par les méthodes de dépôts citées précédemment, nous avons étudié les propriétés structurales de trois échantillons (E1, E2, et E3) de 100 nm d'épaisseur obtenus par évaporation au faisceau d'électrons en utilisant trois conditions expérimentales différentes :

- **E1 : dépôt utilisant une décharge RF.**
- **E2 : dépôt sans décharge RF mais avec une étape de post-recuit.**
- **E3 : dépôt sans décharge RF et sans étape de post-recuit.**

### II.2.2.1 Propriétés structurales des couches minces de VO<sub>2</sub>

Pour étudier la structure cristallographique du matériau obtenu, nous avons réalisé des études par diffractions aux rayons X (DRX). Cette étude qualitative et quantitative peut nous renseigner si les dépôts réalisés correspondent bien à la structure cristallographique du VO<sub>2</sub> ou bien s'il contient d'autres phases d'oxydes de vanadium. Les études DRX ont été effectuées en collaboration avec le laboratoire SPCTS (Alexandre Boulle, chargé de recherche CNRS). **La Figure II.2.a** montre un diffractogramme DRX (obtenu à 25°C) des trois échantillons E1, E2 et E3, dont les conditions de dépôt ont été décrites précédemment. On peut constater la présence de deux pics à  $2\theta = 41,7^\circ$  et à  $2\theta = 90,7^\circ$ , de forte intensité, assignés aux deux orientations du saphir (006) et (0012) respectivement. On peut identifier également sur le spectre de diffraction



deux pics à environ  $2\theta = 39,9^\circ$  et à  $2\theta = 86,2^\circ$  qu'on peut attribuer à la phase monoclinique du  $\text{VO}_2$  correspondant respectivement aux orientations (020) et (040).

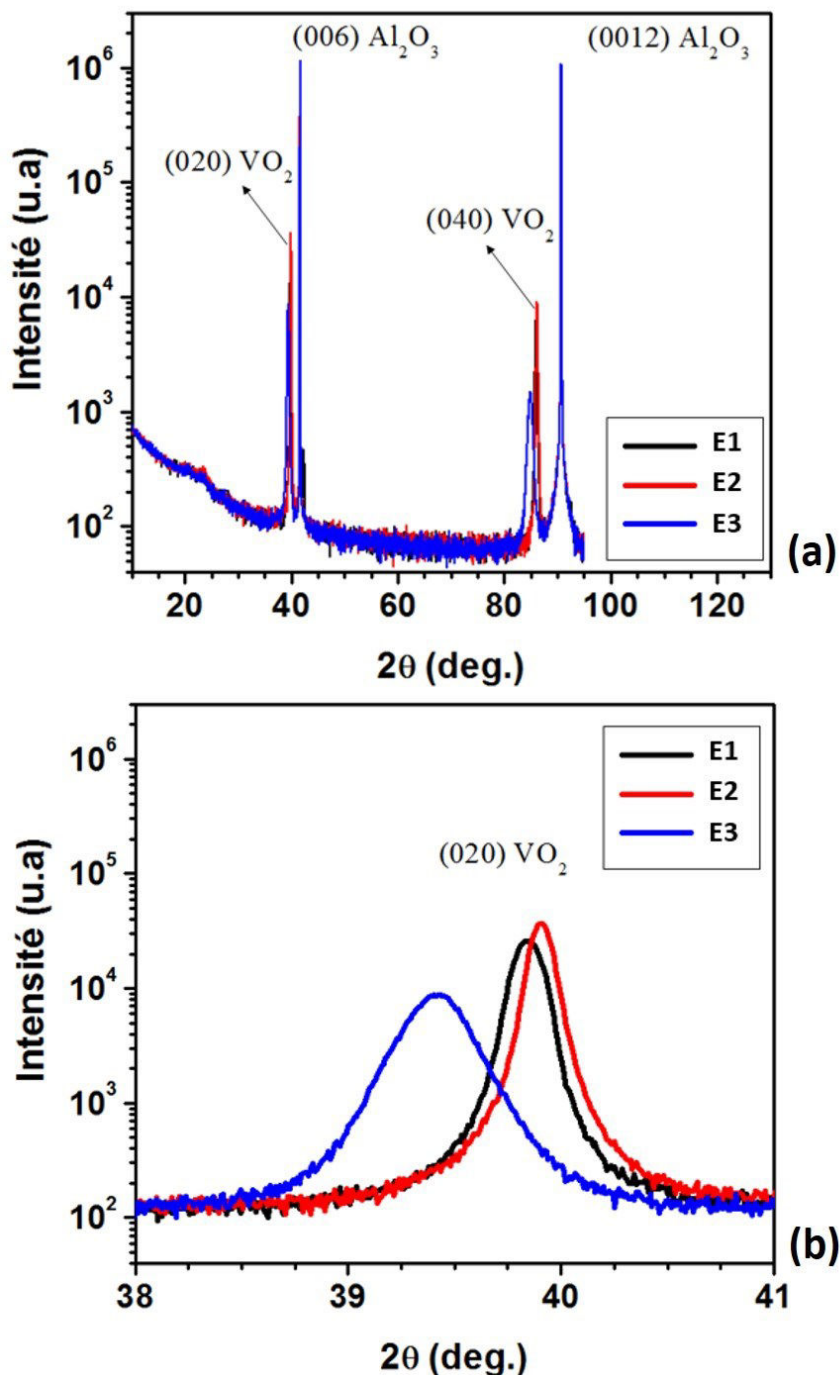


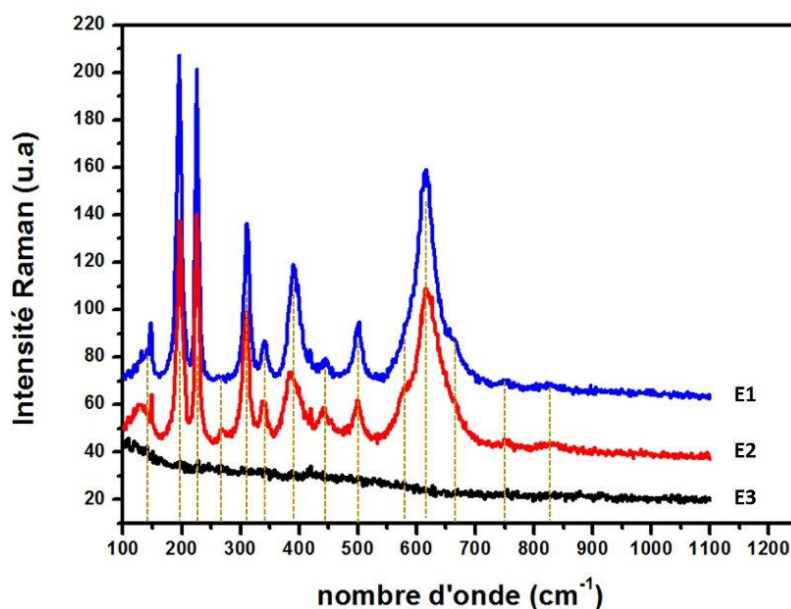
Figure II.2. Spectre de diffraction caractéristique des trois échantillons (E1, E2, et E3) de 100 nm d'épaisseur réalisés sur des substrat de saphir type c : (a) diffractogramme large spectre ; (b) zoom sur l'orientation (020) du  $\text{VO}_2$  autour de  $2\theta = 39,9^\circ$ .

Nous nous proposons d'analyser plus précisément les propriétés structurales de chacun des trois échantillons en se focalisant sur l'orientation (020) du  $\text{VO}_2$ . Comme le montre le zoom autour de  $2\theta = 39,9^\circ$  présenté sur la **Figure II.2.b**, nous remarquons que les deux échantillons E1 (avec décharge RF) et E2 (sans décharge mais avec recuit) présentent un pic plus intense



que celui de l'échantillon E3 (sans décharge et sans recuit). Au niveau des positions des pics, nous remarquons que les pics des échantillons E1 et de E2 occupent presque la même position (avec un léger décalage de  $0,1^\circ$  entre les deux), alors que le pic de l'échantillon E3 est beaucoup plus décalé vers les faibles angles par rapport à la position  $2\theta = 39,9^\circ$ . Cette étude DRX révèle d'une part, le développement d'une seule phase cristalline, celle du  $\text{VO}_2$  monoclinique et d'autre part, une différence structurale de l'échantillon E3 par rapport aux échantillons E1 et E2. Cette différence peut être expliquée par un déficit d'oxygène lors de la phase de dépôt (sans décharge et sans recuit) qui a empêché d'obtenir des couches de  $\text{VO}_2$  de propriétés similaires à celles d'E1 et E2. Ce défaut de formation peut être rectifié par une étape de post-recuit, comme on a pu le voir sur l'échantillon E2.

Pour compléter notre étude, nous avons également étudié les échantillons E1, E2 et E3 par spectroscopie Raman. Cette technique peut nous renseigner sur les liaisons moléculaires qui pourraient exister dans un matériau donné. La spectroscopie Raman exploite des phénomènes optiques liés à l'interaction de la lumière avec un matériau. Elle consiste à envoyer une lumière monochromatique incidente sur le matériau à caractériser et analyser la lumière diffusée par le matériau, qui se traduit par un décalage en fréquence. La position dans le spectre et le décalage fréquentiel de l'onde incidente (Raman shift, mesuré en  $\text{cm}^{-1}$ ), est spécifique à chaque matériau. **La Figure II.3** présente les spectres Raman typiques (mesurés à  $25^\circ\text{C}$ ) des échantillons E1, E2 et E3.



**Figure II.3.** Spectre Raman mesuré à  $25^\circ\text{C}$  pour les trois échantillons E1, E2 et E3 de 100 nm d'épaisseur.

Comme on s'y attendait, l'étude Raman confirme les résultats de l'étude DRX présentée précédemment. Nous remarquons d'une part que les échantillons E1 et E2 présentent les mêmes



propriétés structurales marquées par la présence des pics Raman typiques de la phase monoclinique du VO<sub>2</sub>. D'autre part l'échantillon E3 présente un spectre Raman totalement différent, qui ne révèle la présence d'aucun pic indiquant que le matériau (E3) correspond à un oxyde de vanadium sous-stœchiométrique par rapport au VO<sub>2</sub>.

Le **Tableau II.2** ci-dessous résume les différents pics qu'on a pu identifier sur les deux échantillons (E1 et E2).

**Tableau II.2. Comparaison des spectres Raman des échantillons E1 et E2 avec des exemples rapportés dans la littérature.**

[16]	[17]	[18]	E1	E2
Pics Raman (cm <sup>-1</sup> )				
149	--	--	149	148
199	194	200	198	199
225	225	223	225	225
259	258	--	--	--
265	265	266	265	264
313	308	308	309	308
339	339	339	339	338
392	392	--	390	389
395	395	395	--	--
444	444	443	445	445
453	453	453	--	--
489	489	486	--	--
503	503	497	500	500
595	585	--	--	586
618	618	616	617	617
670	650	660	662	--
--	--	--	750	750
830	825	825	824	824

En comparant les données de la littérature pour des couches minces de VO<sub>2</sub> réalisées sur saphir, la majorité des raies Raman sur les spectres des films E1 et E2 ont été identifiées comme appartenant à la forme stœchiométrique du VO<sub>2</sub>.

### II.2.2.2 Evolution des propriétés structurales du VO<sub>2</sub> en fonction de la température

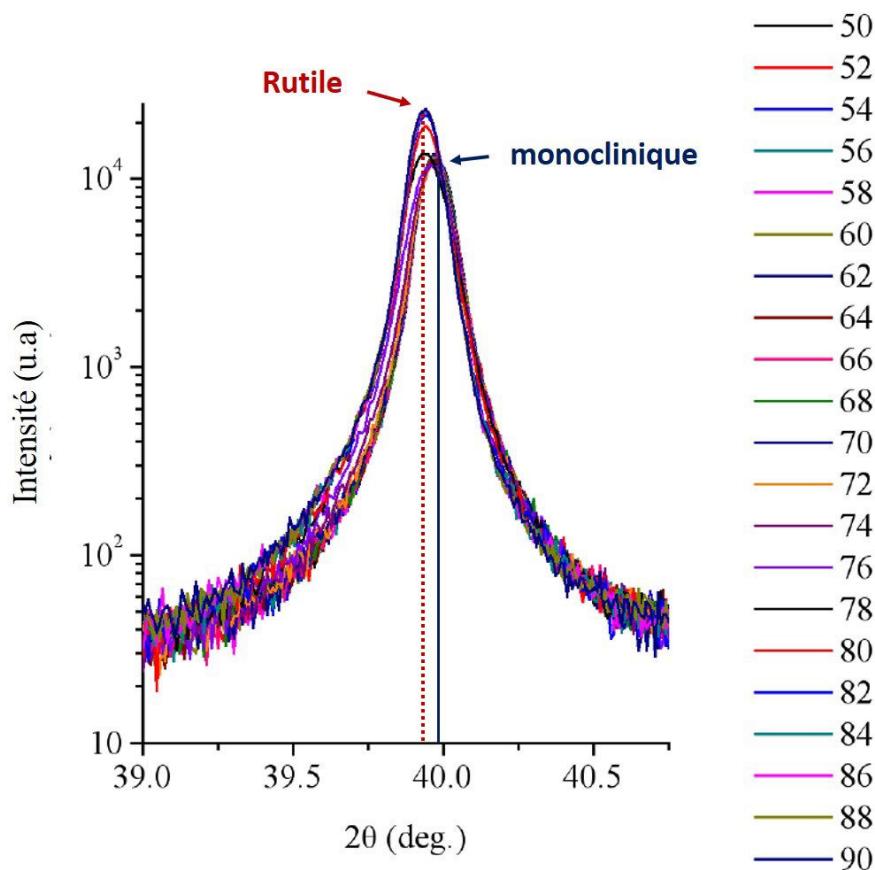
Comme mentionné dans le chapitre I, la transition Isolant-Métal du VO<sub>2</sub> est accompagnée par une transition de phase structurale, pour laquelle le VO<sub>2</sub> passe d'une phase cristalline monoclinique correspondant à l'état isolant ( $T < 68^{\circ}\text{C}$ ), à une phase tétragonale rutile correspondant à l'état métallique du VO<sub>2</sub> ( $T > 68^{\circ}\text{C}$ ). Dans ce contexte, nous avons réalisé des études par diffraction aux rayons X (DRX) et par spectroscopie Raman visant à suivre





l'évolution des propriétés structurales des couches minces du VO<sub>2</sub> lors d'une activation thermique de la transition MIT (chauffage au-delà de la température de la transition du matériau). Pour les deux études, nous présentons les résultats recueillis à partir d'un échantillon de 100 nm d'épaisseur réalisé sur un substrat de saphir et obtenu par la méthode de dépôt avec décharge RF.

La **Figure II.4** montre l'évolution d'un diffractogramme DRX en fonction de la température de l'échantillon autour de la réflexion (020) correspondant à  $2\theta = 39,9^\circ$ . Les mesures ont été effectuées tous les 2°C entre 50 et 90°C.



**Figure II.4. Evolution du diffractogramme DRX en fonction de la température d'une couche mince du VO<sub>2</sub> de 100 nm d'épaisseur autour de l'orientation (020) correspondant à  $2\theta = 39,9^\circ$ .**

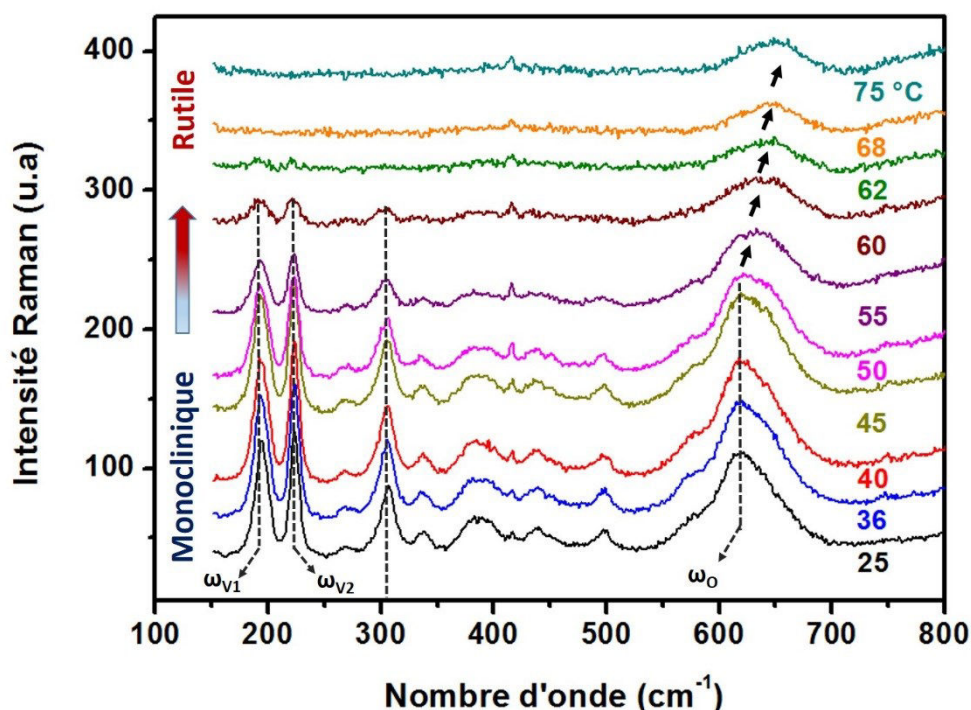
Pour des températures inférieures à la température de transition (typiquement  $< 70^\circ\text{C}$ ), nous observons un pic à  $2\theta = 39,9^\circ$  correspondant à la phase monoclinique du VO<sub>2</sub> (état isolant). Lorsqu'on chauffe l'échantillon au-delà de la température de transition (typiquement  $> 70^\circ\text{C}$ ), nous observons une évolution à la fois sur la position et l'intensité du pic : la phase rutile du VO<sub>2</sub> (état métallique) est marquée par un décalage rapide de la position du pic (vers les faibles angles, voir trait en pointillés rouges) et en même temps par l'augmentation de son intensité. Des résultats similaires ont été reportés par Ramanathan et al [19]. Les mesures ont été effectuées sur une couche mince de VO<sub>2</sub> d'épaisseur 200 nm obtenue par ablation laser sur un





substrat de saphir. Leur étude révèle la présence de groupements de pics à trois différentes positions : le premier pic a été observé à  $2\theta = 40^\circ$  entre 25 et  $56^\circ$  correspondant à la phase monoclinique (M1), le deuxième à  $2\theta = 39,89^\circ$  correspondant à une phase monoclinique intermédiaire (M2) entre 56 et  $65^\circ\text{C}$  pour laquelle le  $\text{VO}_2$  reste toujours à l'état isolant. Au-delà de la température de transition un troisième pic a été observé à  $2\theta = 39,72^\circ$  correspondant à la phase rutile tétragonale (R) du  $\text{VO}_2$  (état métallique final).

La **Figure II.5** montre le spectre Raman du même échantillon obtenu à différentes températures. Nous remarquons qu'il y a une nette différence entre la signature Raman mesurée aux basses températures (typiquement de 25 jusqu'à  $55^\circ\text{C}$ ) et celle mesurée à des températures voisines et supérieures à la température de la transition MIT (typiquement pour des températures supérieures à  $60^\circ\text{C}$ ). A basse température, la signature Raman est caractérisée par des pics nets et intenses correspondant à la phase cristalline monoclinique du  $\text{VO}_2$ . Lorsqu'on augmente la température, nous observons une diminution puis l'évanouissement de l'intensité de certains pics Raman à des températures supérieures à la température de transition comme on peut l'observer, par exemple, sur le pic situé à  $309\text{ cm}^{-1}$ . Pour certains pics nous remarquons en plus un décalage en position (indiqué par les flèches sur la Figure 5) lorsque le  $\text{VO}_2$  passe d'une structure monoclinique ( $\sim 617\text{ cm}^{-1}$ ) à une structure rutile ( $\sim 660\text{ cm}^{-1}$ ). Les mêmes résultats ont été observés dans des travaux similaires [20, 18].



**Figure II.5.** Evolution du spectre Raman en fonction de la température d'une couche mince de  $\text{VO}_2$  de 100 nm d'épaisseur.



Certains pics Raman représentent des modes de vibration typique, caractérisant la création des liaisons entre atomes bien spécifiques. Il a été reporté dans [21, 22, 23] que les modes de vibration correspondant à des faibles longueurs d'ondes (dans notre cas il s'agit de  $\omega_{V1} \sim 199 \text{ cm}^{-1}$  et  $\omega_{V2} \sim 225 \text{ cm}^{-1}$ ) sont liés aux espèces vanadium (V), ceci peut nous informer sur la présence des liaisons de type V-V. Les modes de vibration à forte longueur d'onde (ici  $\omega_O \sim 617 \text{ cm}^{-1}$ ) sont attribués aux modes mixtes indiquant qu'il s'agit d'une liaison de type vanadium-oxygène (V-O).

Au-delà des propriétés structurales, un autre paramètre très important peut nous renseigner sur la qualité du matériau d'un point de vue électrique : c'est l'amplitude de la transition qui est définie par le rapport de résistivité entre l'état isolant et l'état métallique du VO<sub>2</sub> (mesuré à 25°C et à 95°C respectivement). Des travaux, effectués au sein du laboratoire XLIM étudiant les propriétés des couches minces du VO<sub>2</sub>, ont mis en évidence une relation entre les propriétés structurale et électrique : il a été rapporté que les couches contenant une phase du VO<sub>2</sub> pure présentent un grand rapport de résistivité (supérieur à 4 ordres de grandeur), contrairement aux couches développant des mélanges avec d'autres formes d'oxydes (comme le V<sub>2</sub>O<sub>5</sub>) où ce rapport ne dépasse pas 2 ordres de grandeurs [11]. Nous considérons qu'un rapport de 4 ordres de grandeur est satisfaisant pour des applications de commutation RF.

Dans la suite, nous allons présenter les propriétés électriques des couches minces de VO<sub>2</sub> obtenues par évaporation par faisceau d'électrons sans décharge RF, suivie d'une étape de recuit. Ensuite nous allons intégrer ces couches dans des dispositifs adéquats pour réaliser des commutateurs large bande (DC-RF).

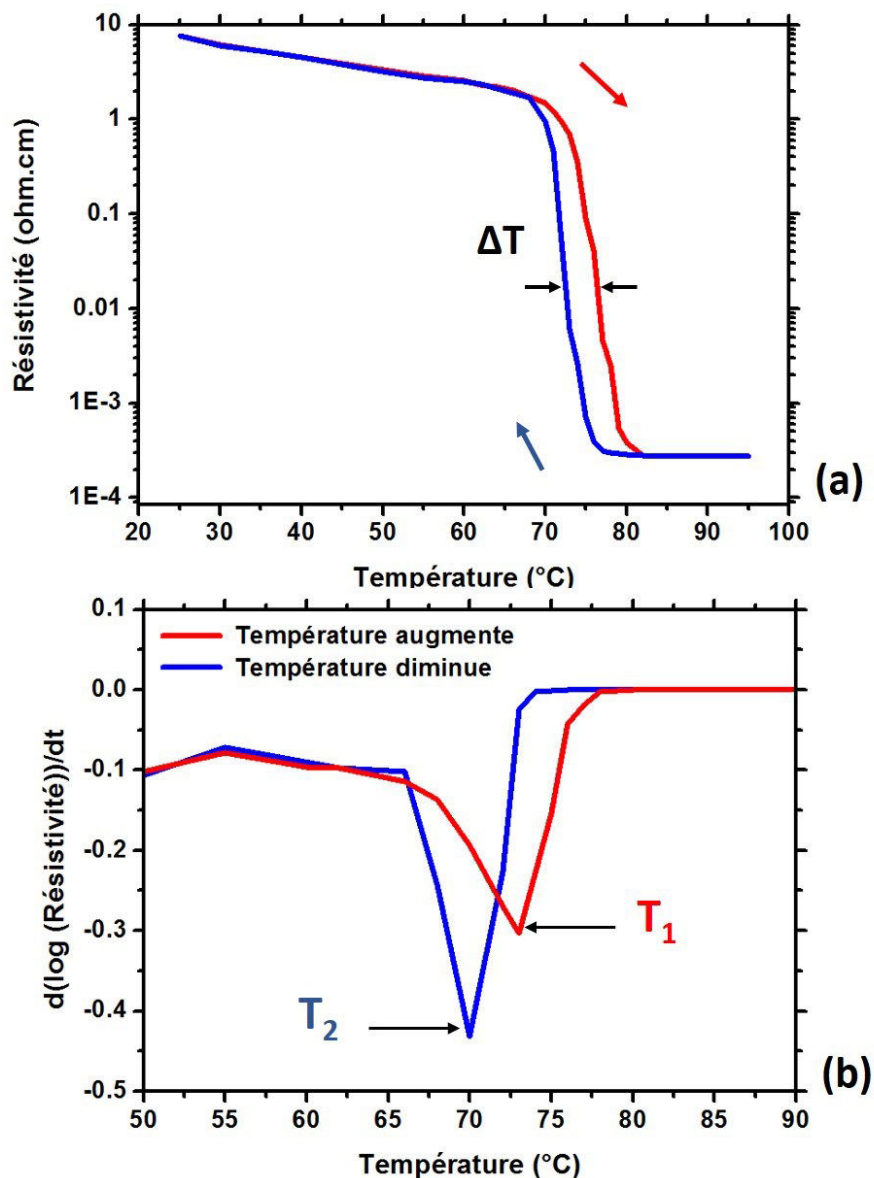
### II.2.2.3 Propriétés électriques des couches minces de VO<sub>2</sub>

La variation de la résistivité électrique des couches minces de VO<sub>2</sub> en fonction de la température a été mesurée en utilisant la technique de mesure par quatre pointes. Le banc de mesure comprend un élément Peltier contrôlant la température du VO<sub>2</sub> et une sonde à quatre pointes (séparées chacune de 1 mm) couplée à un source-mètre Keithley 2612A. La technique de mesure est expliquée dans l'**Annexe I** de ce manuscrit.

La **Figure II.6.a** montre la variation typique de la résistivité d'une couche mince de VO<sub>2</sub> d'épaisseur 100 nm lorsqu'on lui applique un cycle de chauffage (de 25°C à 95°C) suivi d'un cycle de refroidissement (de 95°C à 25°C). A 25°C, le VO<sub>2</sub> est à l'état isolant présentant une forte résistivité de l'ordre de 9,87  $\Omega \cdot \text{cm}$ . On peut voir sur le graphique que lorsque la température augmente (courbe rouge) la résistivité du matériau commence à diminuer progressivement puis elle chute brutalement, marquant le début de la transition Isolant-Métal. A la fin du cycle de chauffage (à 95°C), le matériau se retrouve dans un état métallique stable



avec une valeur de résistivité de l'ordre de  $4,88 \times 10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$ . Le changement de résistivité entre l'état isolant et l'état métallique du  $\text{VO}_2$  est supérieur à 4 ordres de grandeur, du même ordre de grandeur que les valeurs rapportées dans la littérature [7, 11, 24] [11]. Lors du cycle de refroidissement, le matériau subit une transition inverse pour laquelle il passe de l'état métallique à l'état isolant retrouvant ainsi son état de haute résistivité initial ( $25^\circ\text{C}$ ). On remarque que cette transition inverse se produit avec un phénomène d'hystérésis matérialisé par une variation de température  $\Delta T$  (différence à mi-hauteur enregistrée entre les courbes de chauffage et de refroidissement dans la zone de transition). Dans le cas du cycle d'hystérésis de la résistivité représenté sur la **Figure II.6a**,  $\Delta T$  est de l'ordre de  $3^\circ\text{C}$ .



**Figure II.6.** (a) Variation en fonction de la température de la résistivité d'une couche mince de  $\text{VO}_2$  de 100 nm d'épaisseur obtenue sur substrat de saphir ; (b) Dérivée du logarithme de la résistivité en fonction de la température.



La **Figure II.6.b** présente la dérivée du logarithme de la résistivité par rapport à la température. L'utilisation de ce type de calcul nous permet d'identifier avec plus de précision la température de la transition ( $T_{MIT}$ ). On remarque sur cette courbe la présence de deux minima absolus : le premier à  $73^{\circ}\text{C}$  correspondant à la température de la transition Isolant-Métal obtenue lors du cycle du chauffage ( $T_1$ ) et le deuxième à  $70^{\circ}\text{C}$  correspondant à la transition inverse Métal-Isolant obtenue lors du cycle de refroidissement ( $T_2$ ). On peut remarquer que la température de transition isolant- métal ( $T_1 \sim 73^{\circ}\text{C}$ ) est supérieure à la température de transition théorique ( $68^{\circ}\text{C}$ ), ceci peut être expliqué par le fait que le capteur de température est situé au-dessous du substrat et pas à la surface du motif du  $\text{VO}_2$ , le même phénomène est fréquemment rapporté dans la littérature [25, 11].

Nous avons également étudié l'influence du type de substrat et de l'épaisseur des couches de  $\text{VO}_2$  réalisées sur les caractéristiques de la transition Isolant-Métal (amplitude).

Le **Tableau II.3** présente les rapports de résistivité des couches minces de  $\text{VO}_2$  de 100 nm d'épaisseur réalisées sur quatre types de substrats (saphir, silicium oxydé ( $\text{SiO}_2/\text{Si}$ ), silice fondue ( $\text{SiO}_2$ ) et alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$  poly-cristalline)). Comme on peut le constater, le  $\text{VO}_2$  obtenu sur substrat de saphir se démarque par rapport aux autres types de substrat par un grand changement de résistivité. Ceci est expliqué par le fait que le saphir présente un meilleur accord de maille cristalline avec le  $\text{VO}_2$ , favorisant ainsi une bonne croissance par épitaxie de la phase du  $\text{VO}_2$ , ce qui justifie notre choix d'utiliser le saphir comme substrat.

**Tableau II.3. Rapport de résistivité entre les deux états des couches minces de  $\text{VO}_2$  de 100 nm d'épaisseur réalisées sur différents substrats.**

Type du substrat	$\rho$ ( $25^{\circ}\text{C}$ ) ( $\Omega.\text{cm}$ )	$\rho$ ( $90^{\circ}\text{C}$ ) ( $\Omega.\text{cm}$ )	$\rho$ ( $25^{\circ}\text{C}$ ) / $\rho$ ( $90^{\circ}\text{C}$ )
<b>c-<math>\text{Al}_2\text{O}_3</math></b>	<b>9,87</b>	<b><math>4,88 \times 10^{-4}</math></b>	<b><math>2 \times 10^4</math></b>
$\text{SiO}_2/\text{Si}$	27,5	$1,68 \times 10^{-2}$	$1,63 \times 10^3$
$\text{SiO}_2$	51,4	$2,5 \times 10^{-1}$	$2 \times 10^2$
$\text{Al}_2\text{O}_3$	21,29	$4,43 \times 10^{-3}$	$4,8 \times 10^3$

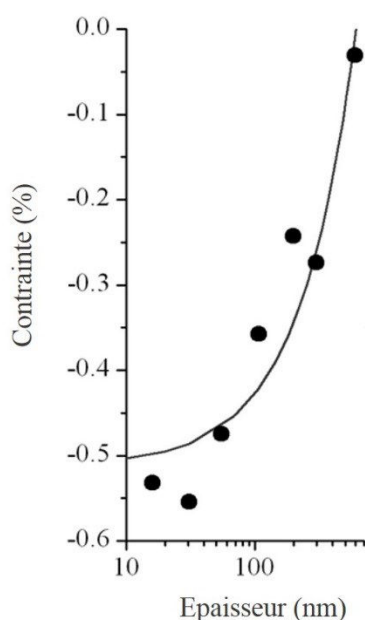
Nous avons également étudié l'influence de l'épaisseur des films de  $\text{VO}_2$  sur leur changement de résistivité lors de la transition MIT. Ainsi nous avons mesuré la résistivité des couches minces de plusieurs épaisseurs (200, 100, 25 et 15 nm), pour les deux états (isolant / métallique). Les résultats sont rapportés dans le **Tableau II.4**. Nous avons remarqué que l'amplitude de la transition diminue avec l'épaisseur. En effet en passant de 200 nm à 15 nm le rapport de résistivité diminue d'environ un ordre de grandeur.



**Tableau II.4. Variation de la résistivité entre les deux états (isolant / métallique) en fonction de l'épaisseur des couches minces du VO<sub>2</sub>.**

Epaisseur (nm)	$\rho$ (25°C) ( $\Omega$ .cm) état isolant	$\rho$ (95°C) ( $\Omega$ .cm) état métallique	$\rho$ (25°C) / $\rho$ (95°C)
200	9,87	$1,34 \times 10^{-4}$	$7,36 \times 10^4$
100	13,3	$4,88 \times 10^{-4}$	$2,72 \times 10^4$
50	15,07	$1,06 \times 10^{-3}$	$1,4 \times 10^4$
25	9,7	$1,24 \times 10^{-3}$	$7,8 \times 10^3$
15	4,96	$3,5 \times 10^{-3}$	$1,41 \times 10^3$

Pour comprendre l'évolution du rapport de résistivité en fonction de l'épaisseur, des simulations numériques des scans  $\theta$ - $2\theta$  ont été réalisées (pour chaque épaisseur). Ce type de simulation peut nous renseigner sur le niveau de déformation hétérogène  $\varepsilon_{zz}$  (fluctuation des paramètres de maille autour de leur valeur moyenne exprimée en %) qui se traduit par le développement de contraintes résiduelles au niveau de la couche de VO<sub>2</sub>. La **Figure II.7** montre la variation du paramètre  $\varepsilon_{zz}$  (contrainte) en fonction de l'épaisseur. Nous remarquons sur ce graphique que la couche la plus épaisse (200 nm) possède le plus faible niveau de contrainte (- 0.024 %) et le plus grand rapport de résistivité ( $7,36 \times 10^4$ ). La couche la plus fine (15 nm) possède le niveau de contrainte le plus élevé (-0,53 %) et le plus faible rapport de résistivité ( $1,41 \times 10^3$ ). Ce qui nous amène à conclure que l'amplitude de la transition dépend du niveau des contraintes développées au sein de la couche mince de VO<sub>2</sub>.



**Figure II.7. Evolution des contraintes en fonction de l'épaisseur des couches minces du VO<sub>2</sub>.**

Au-delà du rapport de résistivités, un autre paramètre peut nous intéresser pour réaliser des commutateurs RF présentant de faibles pertes d'insertion à l'état ON. Ce paramètre est lié



à la résistivité à l'état métallique du VO<sub>2</sub> ( $\rho$  (95°C)) qui doit être la plus faible possible. Nous observons sur les données rapportées dans le **Tableau II.4** que plus la couche de VO<sub>2</sub> est épaisse, plus la résistivité à l'état métallique diminue.

Ainsi, pour la réalisation des dispositifs de type commutateurs RF, nous utiliserons des couches minces de VO<sub>2</sub> de 200 nm d'épaisseur réalisées sur des substrats de saphir (c-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) ayant des caractéristiques optimales pour ce type d'application (grand changement de résistivité entre les deux états et la résistivité la plus faible possible à l'état métallique).

### **II.3. Commutateurs électriques DC à deux électrodes (2T) à base de VO<sub>2</sub>**

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons déterminé les conditions optimales pour obtenir des couches minces de dioxyde de vanadium de bonne qualité avec notamment un grand rapport de résistivité entre les deux états (isolant / métallique) et une faible résistivité lorsque le matériau passe à l'état métallique. Dès à présent nous nous intéressons à l'intégration de ces couches minces dans des circuits RF pour réaliser des commutateurs RF potentiellement performants.

Tout d'abord nous avons réalisé de simples commutateurs électriques à deux terminaux (2T) planaires en intégrant (dans le même plan) des motifs de VO<sub>2</sub> entre deux électrodes métalliques. Ces dispositifs vont nous servir de circuits de test pour mieux comprendre la transition Isolant-Métal (MIT) lors d'une activation thermique et électrique, mettre en évidence les propriétés non linéaires des films de VO<sub>2</sub> et évaluer le temps de commutation de ces dispositifs.

La fabrication des commutateurs DC nécessite uniquement deux niveaux de masque, en utilisant essentiellement deux étapes de photolithographie, la gravure humide du film de VO<sub>2</sub> pour structurer les motifs sur le substrat et la méthode de lift-off pour le dépôt des électrodes métalliques (ces étapes sont détaillées dans **I'Annexe II**). La fabrication commence par un dépôt, sur un substrat de saphir, de 200 nm de VO<sub>2</sub> par évaporation par faisceau d'électrons (dépôt sans décharge RF suivi d'une étape de post-recuit). Ensuite des motifs de VO<sub>2</sub> sont structurés sous forme de motifs carrés de différentes dimensions. Par-dessus ces motifs, les électrodes métalliques en Ti/Au (10-200 nm) sont obtenues par évaporation par faisceau d'électrons. Nous considérons dans la suite que :

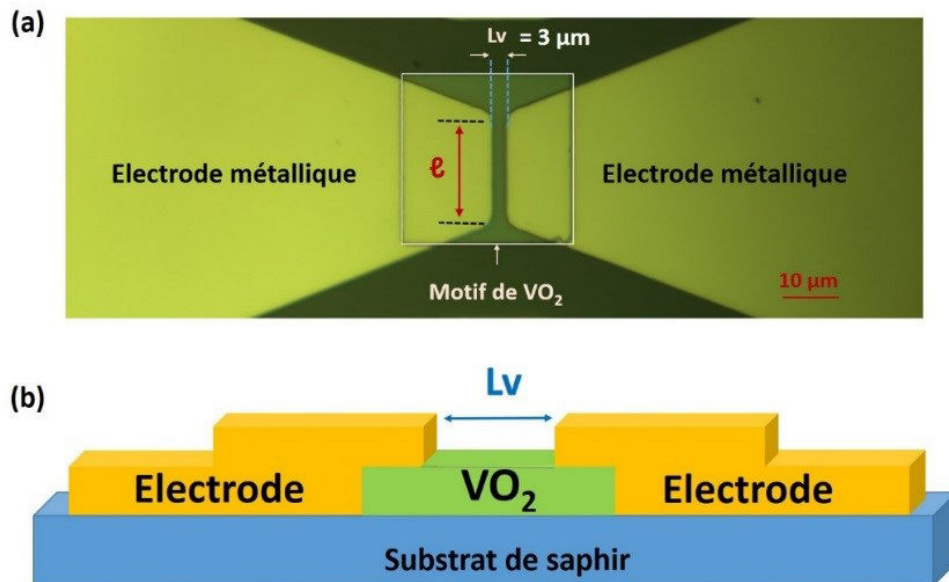
- l'espacement entre les deux électrodes ( $L_v$ ) correspond à la longueur du motif du VO<sub>2</sub>,





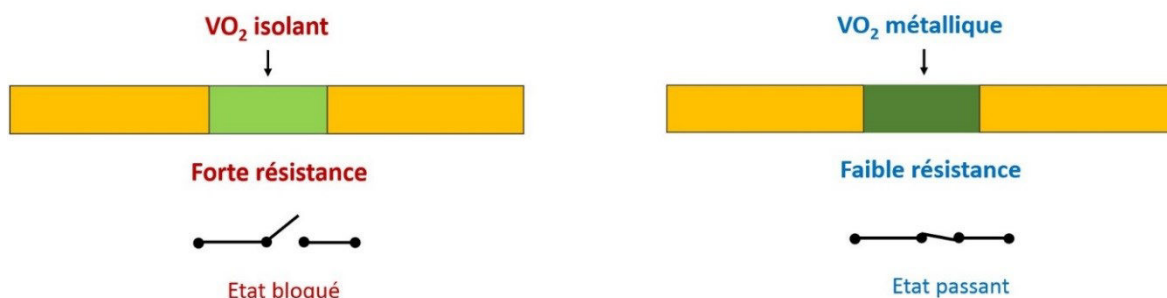
- la largeur des électrodes ( $\ell$ ) fixée à  $16 \mu\text{m}$  (pour tous les dispositifs), correspond à la largeur du motif du  $\text{VO}_2$ . Ainsi les dimensions du motif du  $\text{VO}_2$  intégré entre les deux électrodes sont  $L_v \times 16 \mu\text{m}^2$ .

La **Figure II.8.a** et **b** présente respectivement un exemple typique de réalisation d'un commutateur intégrant un motif de  $\text{VO}_2$  de dimensions  $3 \times 16 \mu\text{m}^2$  et son schéma en coupe transversale.



**Figure II.8.** Commutateur DC à 2T à base de  $\text{VO}_2$  : (a) photographie par microscopie optique du dispositif réalisé présentant un motif de  $\text{VO}_2$  de dimension  $3 \times 16 \mu\text{m}^2$  ; (b) schéma d'une coupe transversale du dispositif montré dans la Figure II.8.a.

La caractérisation de ces dispositifs peut se faire d'une façon simple en appliquant différents signaux électriques (continu, impulsion) entre les deux électrodes. Le schéma et le principe de fonctionnement d'un tel commutateur sont représentés sur la **Figure II.9**.



**Figure II.9.** Principe de fonctionnement d'un commutateur DC basé sur la transition de phase Isolant- Métal du  $\text{VO}_2$ .

Selon l'état de résistivité du  $\text{VO}_2$  on peut distinguer deux cas :

- lorsque le  $\text{VO}_2$  est à l'état isolant, le matériau présente une forte résistance (plusieurs dizaines de  $\text{k}\Omega$ , en fonction de la distance entre les deux électrodes).



Dans cet état le motif peut être assimilé à un circuit ouvert empêchant le signal de circuler entre les deux électrodes métalliques. Ainsi le commutateur est à l'état bloqué (OFF).

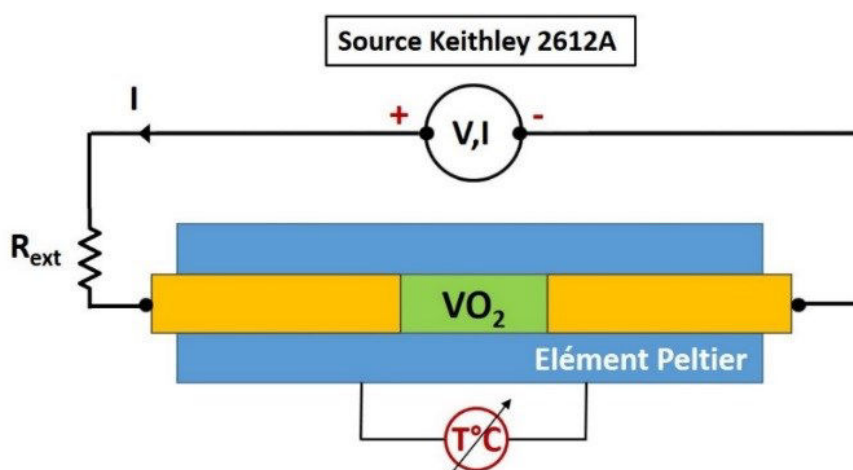
- lorsque le VO<sub>2</sub> est à l'état métallique, le matériau présente une faible résistance (quelques Ω). Dans cet état le motif du VO<sub>2</sub> peut être assimilé à un court-circuit laissant propager un signal électrique à travers le dispositif. Ainsi le commutateur est à l'état passant (ON).

Suite à la réalisation de ces dispositifs, nous nous proposons d'étudier les propriétés électriques de ces commutateurs en faisant varier les propriétés du VO<sub>2</sub> lors d'une activation thermique et électrique de la transition Isolant-Métal.

### II.3.1. Propriétés électriques des commutateurs DC à 2T

#### II.3.1.1 Activation thermique de la transition MIT

Nous avons mesuré l'évolution de la résistance des commutateurs DC au cours de la transition MIT initiée thermiquement en utilisant le dispositif expérimental présenté sur la **Figure II.10**. Le dispositif est connecté à une résistance en série,  $R_{ext}$ , et l'ensemble est alimenté par une source de courant-tension de type Keithley 2612A. La température du dispositif est contrôlée par un élément Peltier. La mesure consiste à envoyer un courant continu de faible valeur (typiquement 10 à 100 μA) à travers le dispositif en mesurant la tension totale du circuit (V), tout en variant la température (de 25°C à 90°C). La résistance DC du commutateur est calculée en utilisant l'équation  $R_{DC} = V/I - R_{ext}$ .



**Figure II.10.** Dispositif expérimental utilisé pour étudier les caractéristiques électriques des dispositifs 2T à base de VO<sub>2</sub> (activation thermique ou électrique).

La **Figure II.11** présente la variation de la résistance DC en fonction de la température d'un commutateur intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de dimensions 20 x 16 μm<sup>2</sup>, lorsqu'on lui applique





un cycle de chauffage (de 25°C à 90°C) suivi d'un cycle de refroidissement (de 90°C à 25°C). A température ambiante (proche de 25°C), le VO<sub>2</sub> est à l'état isolant présentant une forte résistivité (~ 7 Ω.cm). La résistance DC mesurée du dispositif est de l'ordre de 200 kΩ, ainsi le commutateur est à l'état bloqué (OFF). On peut constater que durant le cycle de chauffage la résistance du dispositif diminue progressivement suivant la diminution de la résistivité du VO<sub>2</sub>. La transition MIT est caractérisée par une chute brutale de la résistance du dispositif à partir d'environ 73°C. A 90°C, le VO<sub>2</sub> acquiert son état métallique stable en présentant une faible résistivité (1,33 x 10<sup>-4</sup> Ω.cm). Ainsi la résistance mesurée entre les deux électrodes est de l'ordre de 9 Ω, le commutateur est alors à l'état passant (ON). Le phénomène inverse se produit dans le cycle de refroidissement avec un phénomène d'hystérésis matérialisé par une variation de température ΔT d'environ 3°C. Nous considérons dans la suite que la résistance mesurée à 25 °C correspond à la résistance à l'état OFF et celle mesurée à 90°C la résistance à l'état ON du commutateur.

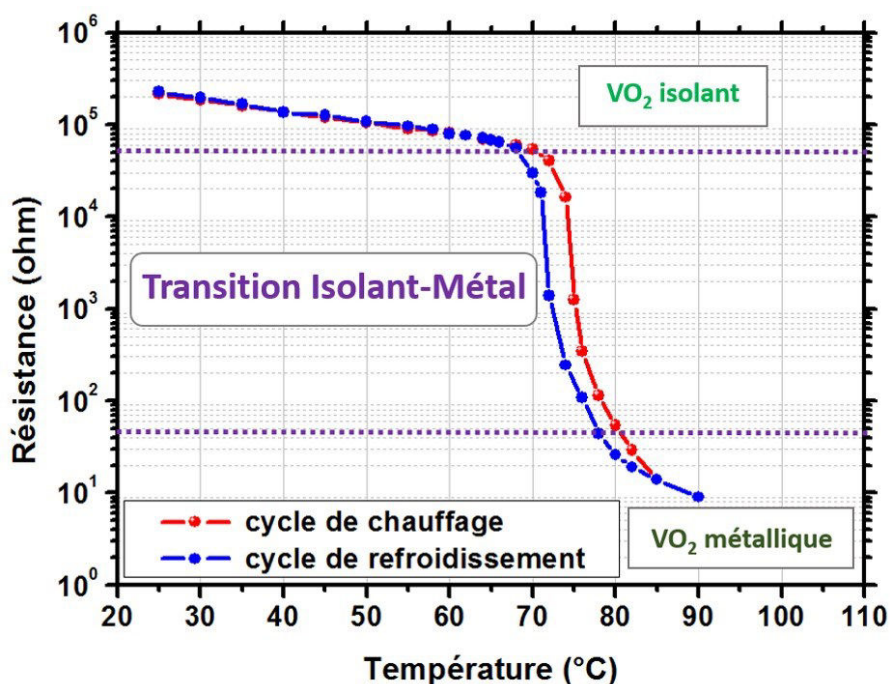


Figure II.11. Variation de la résistance DC en fonction de la température d'un commutateur intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de dimensions 20 x 16 μm<sup>2</sup>.

Nous avons étudié l'influence de la longueur du motif du VO<sub>2</sub> (L<sub>v</sub>) intégré entre les deux électrodes métalliques lors de la transition MIT. Comme on peut l'observer sur la **Figure II.12**, la résistance électrique du dispositif varie en fonction de L<sub>v</sub>. Plus L<sub>v</sub> est grand plus les résistances R<sub>off</sub> et R<sub>on</sub> sont élevées.



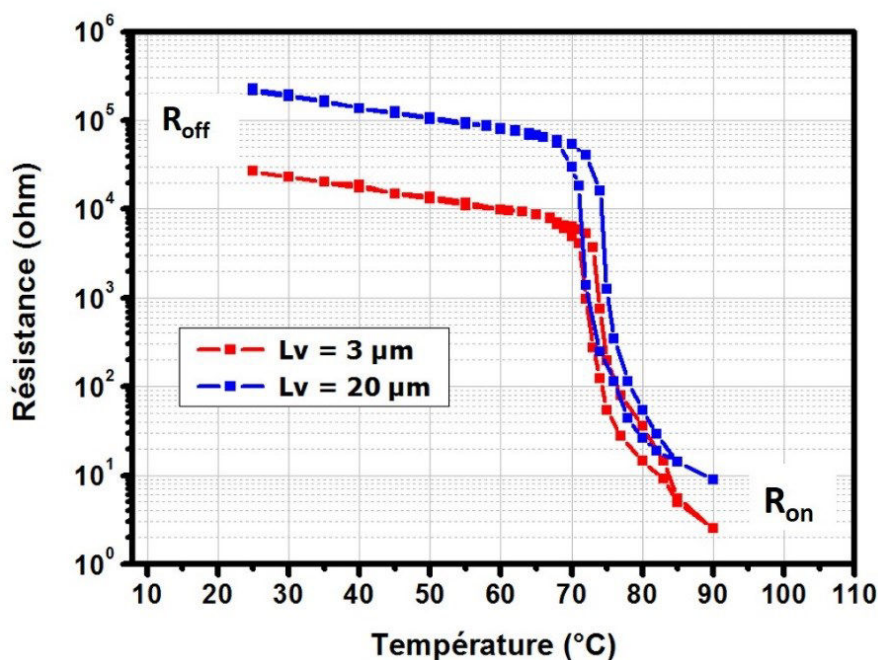


Figure II.12. Variation de la résistance DC en fonction de la température de deux commutateurs à base de VO<sub>2</sub> présentant un espacement  $L_v = 3 \mu\text{m}$  (courbe rouge) et  $L_v = 20 \mu\text{m}$  (courbe bleue).

Dans le **Tableau II.5** nous recensons les mesures de résistance DC dans les deux états (isolant / métal) ainsi que les rapports de changement de résistance des commutateurs réalisés pour différentes dimensions  $L_v$ . Visiblement, les commutateurs présentant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur de  $20 \mu\text{m}$  offrent une forte résistance à l'état OFF, cependant leur résistance relativement grande à l'état ON va potentiellement engendrer de fortes pertes d'insertion lors de leur intégration dans un dispositif RF. Pour des applications RF, il apparaît donc plus adapté d'utiliser des dispositifs avec des dimensions plus faibles ( $L_v < 10 \mu\text{m}$ ) offrant des résistances à l'état ON de l'ordre de grandeur des composants semi-conducteurs et des MEMS-RF.

**Tableau II.5. Variation de la résistance DC en fonction de la dimension de  $L_v$  des commutateurs (2T) à base de VO<sub>2</sub>.**

$L_v$ ( $\mu\text{m}$ )	$R_{\text{off}}$ (k $\Omega$ )	$R_{\text{on}}$ ( $\Omega$ )	$R_{\text{off}}/R_{\text{on}}$
3	34	2,5	$1,3 \cdot 10^4$
5	42	3,6	$1,1 \cdot 10^4$
10	97	5,8	$1,67 \cdot 10^4$
20	208	9	$2,3 \cdot 10^4$

### II.3.1.2 Activation électrique de la transition MIT

Lors d'une activation thermique de la MIT, on a enregistré de grands rapports de résistivité entre les deux états permettant de réaliser des commutateurs électriques potentiellement performants. Cependant, ce mode d'activation est lié à des phénomènes



physiques à cinétique lente (effet Joule) entraînant des temps d'activation longs (des microsecondes à des millisecondes) [26]. De plus, l'implémentation de ce type de mode d'actionnement nécessite l'intégration de systèmes de chauffage (résistances chauffantes) qui rend la conception de ces composants plus complexe. De la même façon, l'intégration d'une activation optique nécessite la mise en place laborieuse de dispositifs lasers pour activer la MIT dans le motif de VO<sub>2</sub>. Dans ce contexte, l'activation électrique présente un bon compromis offrant une facilité d'intégration et des temps de commutation plus rapides que l'activation thermique (dans la gamme des nanosecondes [27]). En effet, l'activation de la transition isolant-métal dans le VO<sub>2</sub> peut se faire d'une manière simple en appliquant un signal électrique (signaux électriques continus ou impulsions) à travers les deux électrodes métalliques intégrant le motif de VO<sub>2</sub> [28]. L'activation électrique permet également de mettre en évidence des propriétés électriques non linéaires dans le matériau, relevées lors de l'enregistrement de la caractéristique courant-tension (I-V) de ces dispositifs, phénomènes qu'on ne peut pas déceler en utilisant d'autres types de modes d'activation.

Les caractéristiques courant-tension (I-V) de dispositifs à 2T intégrant une couche mince de VO<sub>2</sub> sont déterminées en utilisant le circuit électrique montré sur la **Figure II.10**. Comme indiqué auparavant, le dispositif et la résistance en série sont alimentés par une source Keithley 2612A opérant en mode tension ou en mode courant. On distingue ainsi deux modes d'activation :

- mode tension (mode V) lorsqu'on impose une tension aux bornes du dispositif (variation linéaire avec le temps) et on mesure le courant dans le circuit.
- mode courant (mode I) lorsque la source injecte du courant d'une façon contrôlée et impose le courant dans le circuit en mesurant la tension aux bornes du dispositif à base de VO<sub>2</sub>.

La **Figure II.13** montre une caractéristique typique I-V en mode tension (mode V) obtenue à 25°C pour un dispositif intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de dimensions 10 x 16 μm<sup>2</sup>, d'épaisseur 200 nm, connecté en série avec une résistance (R<sub>ext</sub>) de 300 Ω. Pour ce mode d'activation nous pouvons distinguer sur la caractéristique I-V trois régimes de fonctionnement : pour des valeurs de tension appliquées inférieures à 22 V, le VO<sub>2</sub> est à l'état isolant présentant une forte résistance, ce qui correspond à une faible variation de courant observée sur la caractéristique I-V. Pour une tension seuil constante (V<sub>th1</sub> ~ 22 V) nous observons un saut de courant abrupt et important marquant le début de la transition du VO<sub>2</sub> de l'état isolant vers l'état métallique. Pour des tensions supérieures à V<sub>th1</sub>, la résistance du matériau continue à diminuer jusqu'à une valeur constante caractéristique de l'état métallique final (stable) du VO<sub>2</sub>. Cette



zone métallique est présentée sur la caractéristique I-V sous forme d'une droite affine à coefficient directeur positif caractéristique d'un comportement ohmique.

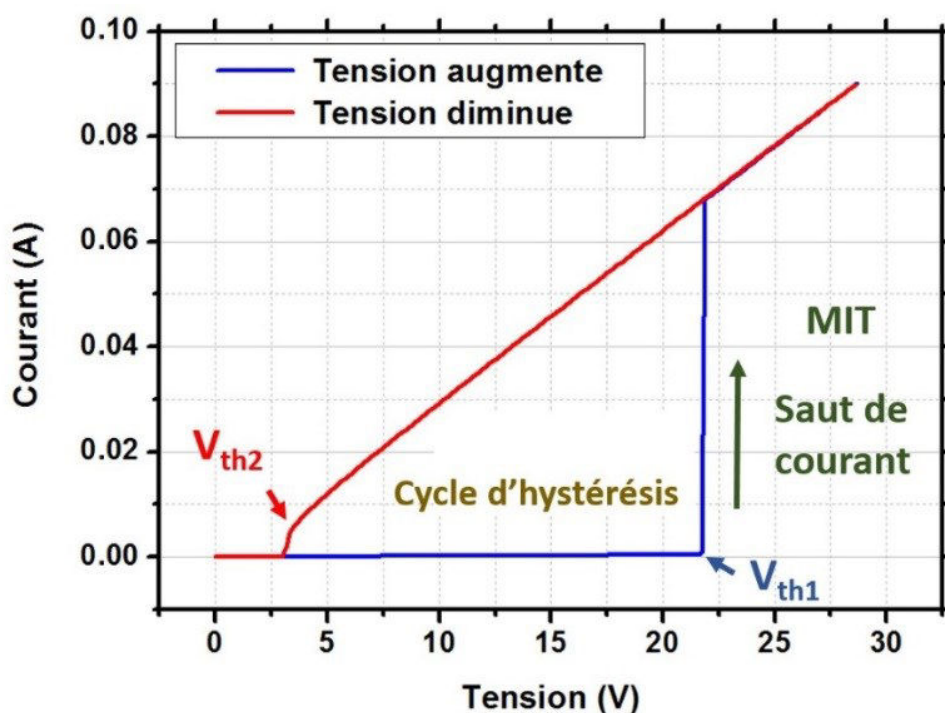


Figure II.13. Caractéristique I-V en mode tension d'un dispositif intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de dimensions 10 x 16 µm<sup>2</sup> connecté en série avec une résistance de 300 Ω.

Sur la **Figure II.13** nous pouvons également observer le phénomène inverse lorsque la tension appliquée dans le circuit diminue. Le VO<sub>2</sub> subit une transition Métal-Isolant à une tension seuil  $V_{th2} \sim 3$  V (inférieure à  $V_{th1}$ ) d'où la présence d'un fort cycle d'hystérésis dont l'origine est due au chauffage du matériau par effet Joule lors du passage d'un fort courant ( $\sim 70$  mA pour  $V_{th1}$ ).

Pour étudier l'influence de la température sur la transition MIT en mode tension, nous avons enregistré la caractéristique I-V du même dispositif pour plusieurs températures. Comme on peut le constater sur la **Figure II.14**, lorsque la température augmente, la tension seuil ( $V_{th}$ ) appliquée pour déclencher la transition MIT diminue considérablement : elle passe de 22 V pour une température de 25°C à moins de 5 V pour 70°C. Ceci est expliqué par le fait que lorsque la température augmente, la résistance initiale (à l'état isolant) du motif du VO<sub>2</sub> diminue, donc le besoin en énergie pour l'activation de la transition isolant-métal devient moindre.



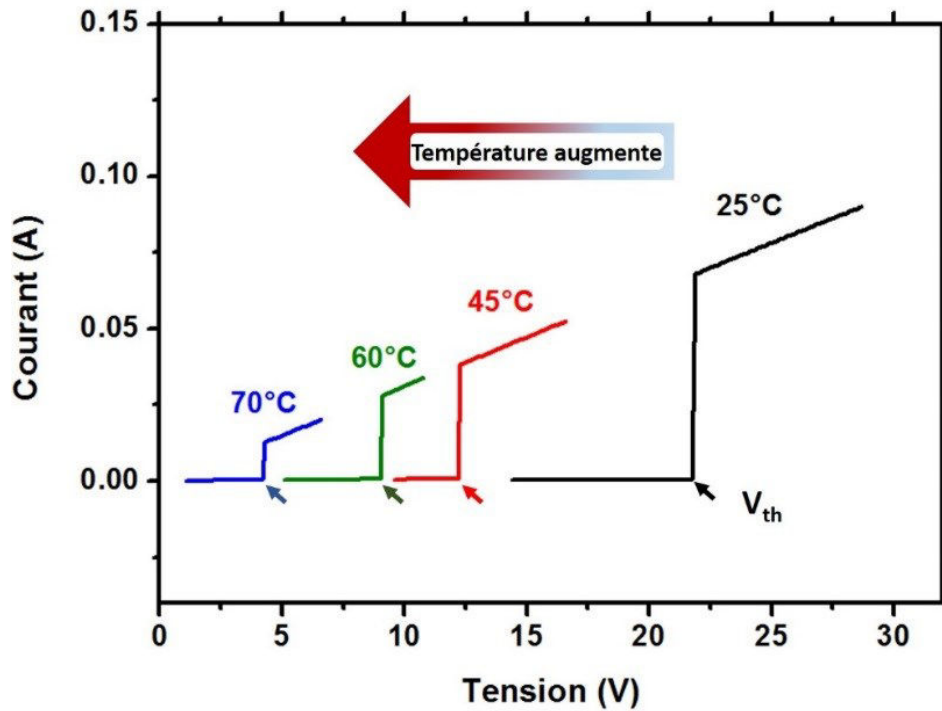


Figure II.14. Variation de la caractéristique I-V en fonction de la température d'un dispositif intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur  $L_v = 10 \mu\text{m}$ .

### II.3.1.3 Caractéristique I-V en mode courant d'un commutateur à deux terminaux intégrant un motif de VO<sub>2</sub>

La caractéristique I-V en mode courant (à 25°C) pour un commutateur intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de dimensions  $10 \times 16 \mu\text{m}^2$  et d'épaisseur 200 nm connecté en série avec une résistance de  $300 \Omega$  est présenté sur la **Figure II.15**. On remarque la présence des trois régions de fonctionnement déjà identifiées dans la caractéristique courant-tension en mode V. En effet, lorsqu'on augmente le courant dans le circuit, le VO<sub>2</sub> évolue entre un état isolant à forte résistance vers un état métallique à faible résistance en passant par une zone de transition intermédiaire. Pour ce mode d'activation, le début de la transition MIT est marqué par une chute remarquable de tension pour une valeur seuil de courant quasi-constante ( $I_{th}$ ). Plus précisément, pour un courant de  $\sim 1 \text{ mA}$ , la tension enregistrée passe de 20 à 12 Volts, ce qui signifie une diminution de la résistance du VO<sub>2</sub>. Cette chute de tension est suivie par une évolution linéaire dont la pente a un coefficient directeur négatif correspondant à une résistance différentielle négative ou NDR (acronyme en anglais de Negative Differential Resistance). Cette partie de la caractéristique I-V joue un rôle important dans le déclenchement de phénomènes d'auto-oscillations aux bornes des dispositifs à base de VO<sub>2</sub> [29, 30]. Lors de la diminution du courant, le matériau subit une transition inverse pour laquelle il se transforme de l'état métallique à l'état isolant initial.





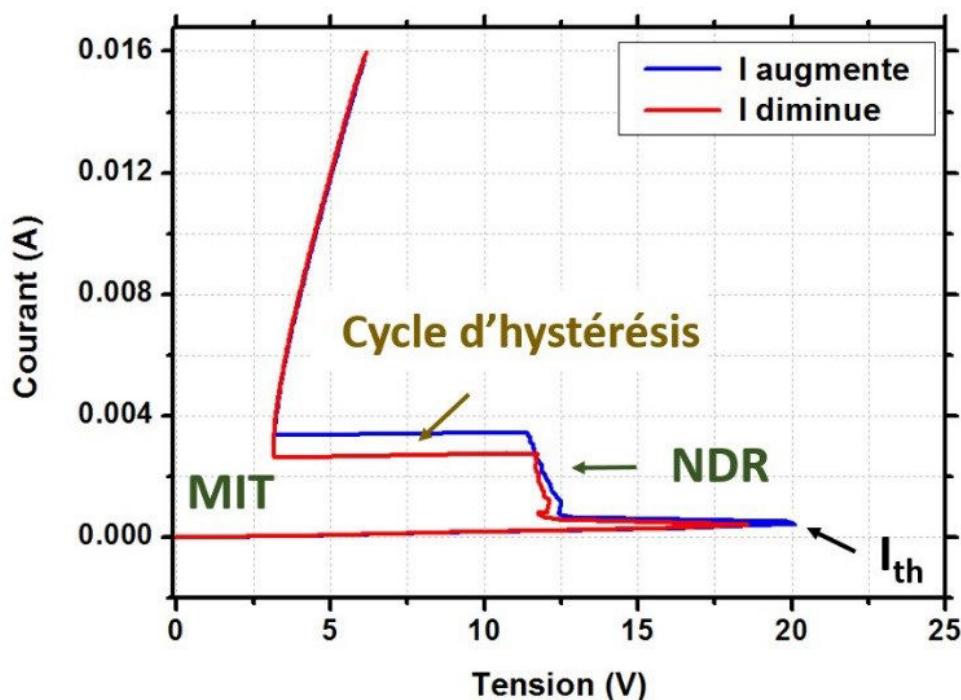
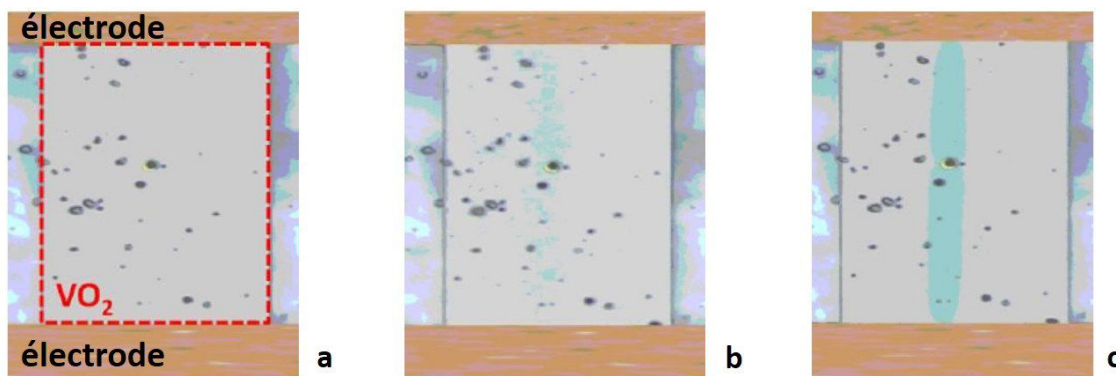


Figure II.15. Caractéristique I-V en mode I obtenue à 25°C pour un dispositif à deux terminaux intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de dimensions 10 x 16 μm<sup>2</sup> et d'épaisseur 200 nm connecté en série avec une résistance de 300 Ω.

Pour ce mode d'activation, l'ampleur de l'hystérésis de la courbe I-V est nettement moins forte que celle enregistrée lors d'une activation en mode V. Ceci peut être expliqué par le fait que les effets thermiques mis en jeu lors de l'activation de la transition MIT en mode courant sont moindres pour ce mode (mode I). En effet lors d'une activation en mode tension, la transition MIT est marquée par un saut de courant important (jusqu'à ~ 60 mA, cf. **Figure II.13**) pour une tension seuil constante. Dans ce cas le courant va engendrer un échauffement par effet Joule très important du matériau (proportionnel au courant mis en jeu et à la résistance du VO<sub>2</sub>). En revanche pour le mode courant, la transition MIT est marquée par la diminution de la tension pour un courant seuil constant ( $I_{th} \sim 1$  mA, cf. **Figure II.15**). Dans ce cas le chauffage par effet Joule est suffisant pour déclencher la transition MIT mais beaucoup moins important que celui produit lors d'une activation en mode V, c'est ce qui explique finalement la diminution de l'ampleur du phénomène d'hystérésis pour le mode I. Lors de travaux antérieurs réalisés au laboratoire XLIM [31], il a été démontré en s'appuyant sur des observations visuelles du motif de VO<sub>2</sub> (en observant le contraste de couleur que présente le VO<sub>2</sub> lorsqu'il passe de l'état isolant à l'état métallique) lors de la transition MIT activée en mode I, la création de domaines métalliques distribués localement dans le matériau. Le **Figure II.16** montre des images prises par microscopie optique pour différentes valeurs de courant injecté dans un dispositif à deux terminaux (2T) intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur 80 μm [31]. Pour de faibles valeurs de courant, le matériau reste dans son état isolant en gardant



sa couleur uniforme initiale (**Figure II.16.a**). Pour des valeurs de courant correspondant à la zone NDR, des zones de couleur bleue apparaissent indiquant la formation des domaines métalliques distribués dans le sens de l'injection du courant (**Figure II.16.b**). Avec l'augmentation du courant, les zones métalliques s'élargissent (sous l'effet du chauffage par effet Joule) et finissent par se rejoindre pour former un filament conducteur reliant les deux électrodes du dispositif (**Figure II.16.c**).



**Figure II.16.** Images par microscopie optique (soumises à un traitement logiciel pour augmenter le contraste) d'un motif de VO<sub>2</sub> (80 x 50 μm<sup>2</sup>) lors de l'injection de courants avec différentes valeurs correspondant aux diverses zones constituant la caractéristique I-V : (a) zone isolante ; (b) NDR ; (c) zone métallique [31].

Comme on peut le constater, lors d'une activation en mode courant, seule une partie du VO<sub>2</sub> se transforme à l'état métallique (domaines métalliques formant un filament conducteur), la quasi-totalité du matériau reste à l'état isolant. Ceci peut expliquer alors la forte résistance du motif du VO<sub>2</sub> à l'état métallique (déterminée à partir de la caractéristique I-V présentée sur la **Figure II.15**) qui est de l'ordre de 100 Ω. Le même dispositif présente une résistance de l'ordre de 10 Ω lors d'une activation en mode tension (**Figure II.13**).

La **Figure II.17** présente la caractéristique I-V en mode courant d'un commutateur intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur 10 μm pour différentes températures. Comme on a pu le constater avec le mode V, la température apporte un apport énergétique supplémentaire au motif de VO<sub>2</sub>, ce qui explique que lorsque la température augmente, le courant seuil  $I_{th}$  responsable au déclenchement de la transition MIT diminue.



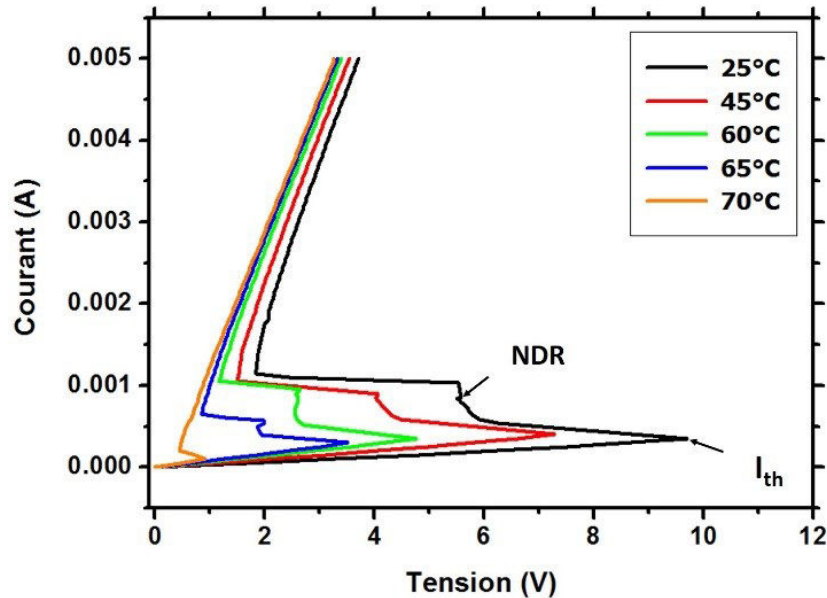


Figure II.17. Caractéristique I-V en mode I d'un commutateur intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur 10 µm, pour différentes températures.

### II.3.1.4 Déclenchement du phénomène d'auto-oscillations dans le dioxyde de vanadium lié à la présence de la zone NDR

La présence d'une résistance négative NDR dans la caractéristique courant-tension (I-V) d'un matériau ou d'un composant est souvent à l'origine du déclenchement d'un phénomène d'auto-oscillations. Ce phénomène a été observé par exemple dans certains matériaux organiques [32]. Le même phénomène a été observé dans des dispositifs planaires [30] ou en configuration MIM (Métal-Isolant-Métal) [33]. Ces types de composants se comportent comme des oscillateurs à relaxation de type Van der Pol ou Pearson-Anson qui peuvent être modélisés par un circuit électrique RLC.

Pour les dispositifs intégrant des couches minces de VO<sub>2</sub> et dans le cas où la transition est activée en mode tension, les oscillations sont observées pour des conditions spécifiques, qui dépendent de la tension seuil de la transition MIT du VO<sub>2</sub> et de la résistance externe ( $R_{ext}$ ) connectée en série avec le motif du VO<sub>2</sub> [29]. L'observation de ce phénomène lors d'une activation en mode courant est plus facile à mettre en évidence : il suffit d'exciter le dispositif par un courant continu dont la valeur se situe dans la plage de valeurs de la zone NDR présente dans la caractéristique I-V [30, 33].

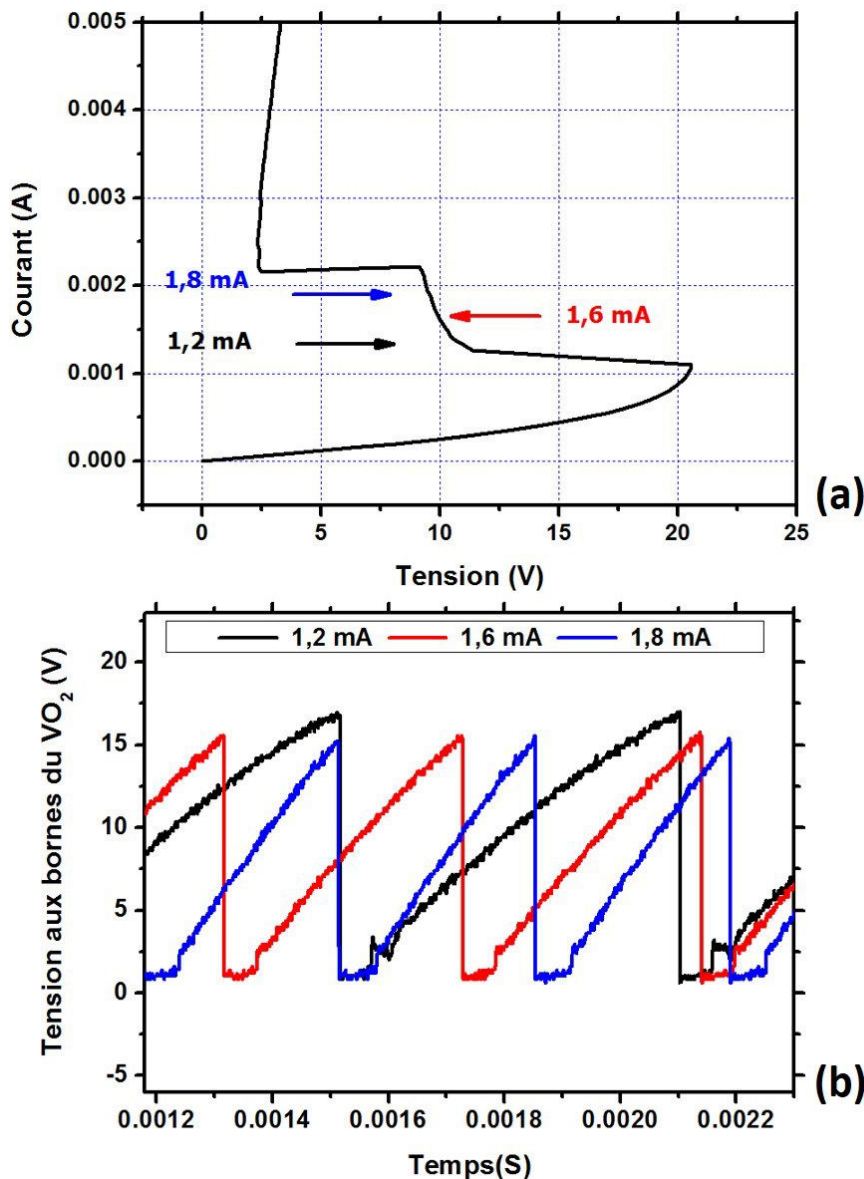
Pour étudier les caractéristiques des oscillations du VO<sub>2</sub>, on fixe la température à 25°C et on excite le circuit contenant le dispositif à base de VO<sub>2</sub> et la résistance en série par un courant continu correspondant à la zone NDR, tout en relevant la tension aux bornes du motif de VO<sub>2</sub> en fonction du temps à l'aide d'un oscilloscope (Tektronix DPO 7254).

La **Figure II.18.a** présente la caractéristique I-V d'un dispositif intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur 5 µm, à partir de laquelle on a identifié la plage des courants correspondant à





la zone NDR (entre  $\sim 1,1$  mA et  $\sim 2,2$  mA). Les oscillations de la tension aux bornes du motif de VO<sub>2</sub> connecté en série à une résistance de 500  $\Omega$  pour les différents courants d'excitation (respectivement 1,2, 1,6 et 1,8 mA) sont reportées sur la **Figure II.18.b**.



**Figure II.18.** Mise en évidence du phénomène d'auto-oscillations : (a) caractéristique I-V en mode I ; (b) oscillations enregistrées pour différents courants correspondant à la zone NDR.

La forme des oscillations induites dans le motif de VO<sub>2</sub> montrée sur la **Figure II.18.b** présente typiquement le cycle de charge et décharge d'un circuit de relaxation RC. Ceci est expliqué par le fait que lors de sa transition de phase, le matériau (VO<sub>2</sub>) peut être considéré comme un mélange de domaines métalliques et isolants. Pour mieux comprendre ce phénomène nous prenons comme exemple les oscillations induites par le courant 1,2 mA (cf courbe noire sur la **Figure II.18.b**). Le front montant de cette courbe correspond au cycle de chargement d'une capacité jusqu'à une tension seuil. En effet le passage d'un courant dans le dispositif va



engendrer l'augmentation de la tension ( $V_{VO_2}$ ), ainsi la capacité vue entre les deux électrodes va se charger.

Le front descendant de la courbe correspond au cycle de déchargement d'une capacité. Le début de ce cycle est marqué par le déclenchement de la transition Isolant-Métal pour laquelle le  $VO_2$  passe brusquement à l'état métallique. La résistance du matériau diminue, ce qui provoque la diminution de la tension aux bornes du motif de  $VO_2$ , ainsi la capacité va se décharger dans le dispositif. La tension  $V_{VO_2}$  continue à diminuer jusqu'à une tension pour laquelle le matériau ( $VO_2$ ) subit une transition inverse Métal-Isolant et retrouve son état isolant initial [30]. Si les conditions de l'apparition des oscillations sont satisfaites, un nouveau cycle d'oscillations commence. La constante de temps d'un tel dispositif est similaire à un simple circuit électrique de type RC :  $\tau = R_T \times C_T$ , où  $R_T$  est la résistance globale comprenant la résistance variable du  $VO_2$  ( $R_{VO_2}$ ) et la résistance connectée en série et  $C_T$  la capacité totale, elle inclut la capacité variable du  $VO_2$  ( $C_{VO_2}$ ) et l'ensemble des capacités parasites en provenance de la connexion des câbles [30].

Nous remarquons sur le graphique de la **Figure II.18.b** que lorsqu'on augmente la valeur du courant d'excitation, l'amplitude des oscillations diminue légèrement et leur fréquence augmente en passant de 1,4 kHz pour  $I = 1,2$  mA à 2,9 kHz pour  $I = 1,8$  mA. Ceci peut être expliqué par le fait que l'augmentation de la valeur du courant injecté dans le dispositif va engendrer une diminution de la résistance du motif du  $VO_2$ , donc le besoin en énergie pour activer la transition MIT diminue et c'est ce qui explique la diminution de l'amplitude des oscillations. En même temps la diminution de la résistance du  $VO_2$  ( $R_{VO_2}$ ) va engendrer la diminution de la résistance totale du circuit ( $R_T$ ), ce qui implique la diminution de la constante de temps ( $\tau$ ). Ainsi la fréquence des oscillations augmente [30].

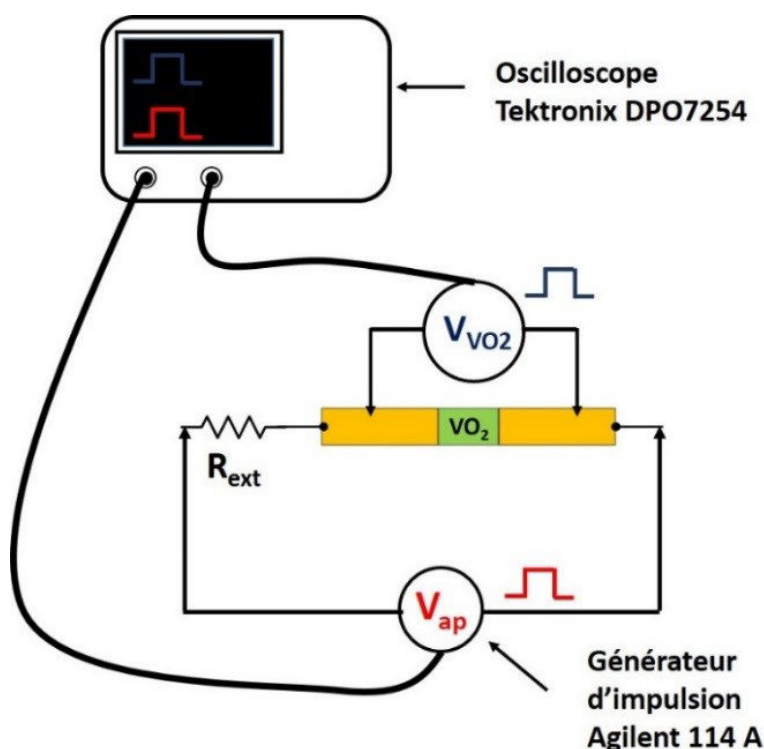
### **II.3.2. Mesure des temps de commutation des commutateurs planaires à deux terminaux intégrant un motif de $VO_2$**

Les commutateurs à deux terminaux (2T) à base de  $VO_2$  présentent des propriétés électriques très intéressantes. Leur intégration dans des dispositifs adaptés pourrait être une solution prometteuse pour réaliser des commutateurs RF. De plus la transition Isolant-Métal peut être activée avec des temps de commutation potentiellement très faibles. Nous nous proposons ainsi de mesurer les temps de commutation de nos commutateurs électriques à base de  $VO_2$  afin de les comparer à ceux des MEMS-RF et des composants semi-conducteurs.

Le dispositif expérimental utilisé pour mesurer le temps de commutation des commutateurs intégrant un motif de  $VO_2$  est montré sur la **Figure II.19**. Le principe de la mesure consiste à initier la transition MIT en appliquant, à l'aide d'un générateur d'impulsions



courtes (Agilent 8114 A), des impulsions en tension (ici un signal carré) d'amplitudes ( $V_{ap}$ ) supérieures à la tension d'activation ( $V_{th}$ ) du motif de VO<sub>2</sub>. Les réponses de la tension délivrée par le générateur et la tension induite aux bornes du motif de VO<sub>2</sub> ( $V_{VO_2}$ ) sont enregistrées à l'aide d'un oscilloscope numérique à haute vitesse (DPO Tektronix).



**Figure II.19.** Dispositif expérimental utilisé pour mesurer le temps de commutation des commutateurs intégrant des motifs de VO<sub>2</sub>.

La **Figure II.20.a** montre le profil de l'impulsion en tension appliquée par le générateur ( $V_{ap}$ , courbe rouge) et celle induite sur le motif de VO<sub>2</sub> ( $V_{VO_2}$ , courbe bleue), lorsqu'on applique une impulsion d'une amplitude de 15 V et d'une durée de 5  $\mu$ s à un commutateur intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur  $L_v = 3 \mu$ m. Nous remarquons que lorsque le VO<sub>2</sub> est à l'état isolant, la tension du VO<sub>2</sub> ( $V_{VO_2}$ ) prend une allure montante suivant la montée de l'impulsion appliquée ( $V_{ap}$ ). Ensuite, la transition MIT est marquée par une chute brutale de la tension enregistrée aux bornes du motif de VO<sub>2</sub>. Comme la tension appliquée ( $V_{ap} = 15$  V) est supérieure à  $V_{th}$  ( $\sim 10$  V), le matériau finit par se transformer complètement à l'état métallique provoquant la diminution de la tension  $V_{VO_2}$  (matériau à l'état métallique).



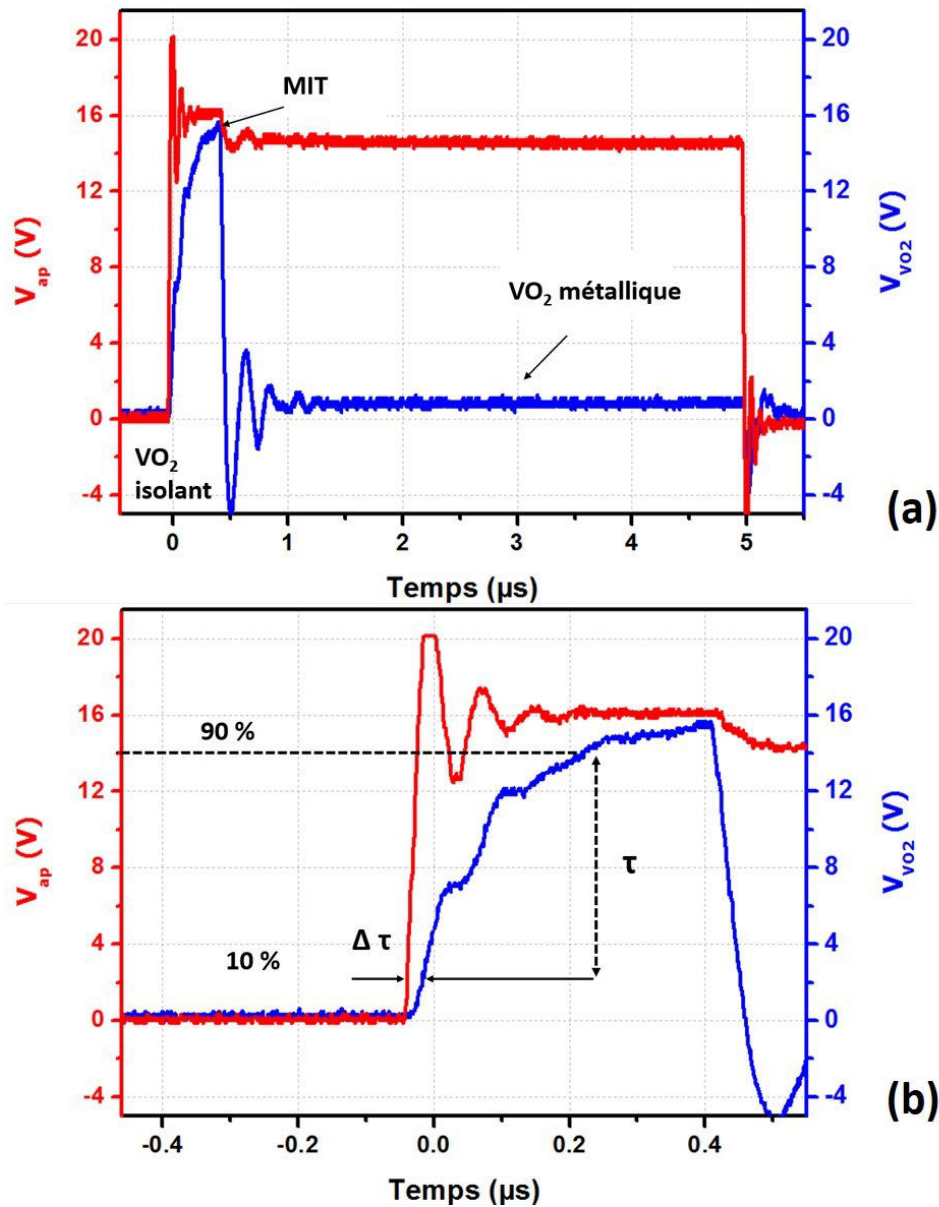


Figure II.20. Mesure du temps de commutation d'un commutateur planaire 2T intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur  $L_v = 3 \mu\text{m}$  : (a) profil d'impulsions de la tension appliquée et de celle aux bornes du motif de VO<sub>2</sub> ; (b) zoom sur la zone de transition MIT du VO<sub>2</sub>.

La Figure II.20.b montre un zoom sur la zone de la transition MIT du VO<sub>2</sub>. Nous remarquons sur ce graphe qu'il y a un décalage temporel ( $\Delta\tau \sim 30 \text{ ns}$ ) entre la réponse du motif du VO<sub>2</sub> ( $V_{VO_2}$ ) et l'impulsion appliquée ( $V_{ap}$ ) correspondant à 10 % de leurs amplitudes maximales. Nous estimons ainsi que le temps de commutation du dispositif (à ne pas confondre avec le temps de la transition MIT du matériau) correspond au temps de montée ( $\tau$ ) entre 10 % et 90 % de l'amplitude maximale du  $V_{VO_2}$ . Il est de l'ordre de 180 ns pour des motifs de VO<sub>2</sub> avec des dimensions  $L_v = 3 \mu\text{m}$  et peut atteindre 360 ns pour  $L_v = 20 \mu\text{m}$ . Par ailleurs, des travaux menés à XLIM montrent qu'en diminuant les dimensions de  $L_v$  à des échelles nanométriques ( $\sim 100 \text{ nm}$ ), où en travaillant avec des dispositifs de type MIM, les temps de commutation peuvent être diminués à moins de 10 ns [27].



Grâce aux études précédentes, nous avons pu montrer le potentiel des commutateurs électriques simples intégrant un motif de VO<sub>2</sub>. Ces composants sont capables de commuter entre deux états de résistivité différente avec des temps de commutation très faibles (~ centaines de nanosecondes), ce qui permet d'envisager une intégration prometteuse pour la réalisation de commutateurs électroniques ultra-rapides de type transistors Mott-FET ou encore des éléments de sélection de chemin électrique dans les mémoires volatiles et non-volatiles.

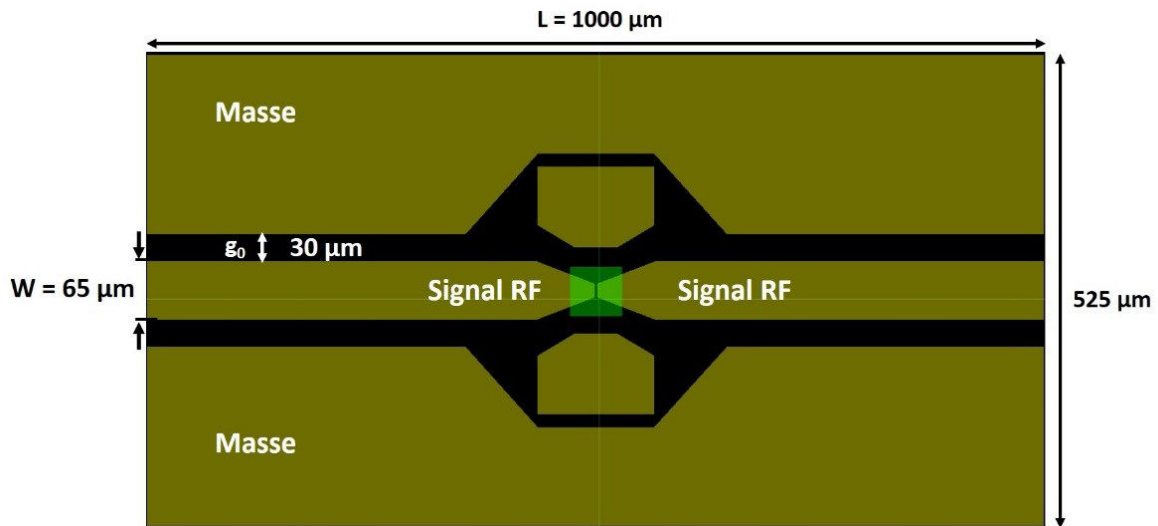
L'objectif sur lequel nous allons nous focaliser par la suite est d'exploiter ces propriétés intéressantes du matériau VO<sub>2</sub> dans le domaine des hyperfréquences, et plus précisément, pour réaliser des commutateurs RF performants sur une large bande de fréquences.

## II.4. Commutateurs RF intégrant des couches minces de dioxyde de vanadium

### II.4.1. Conception et réalisation des commutateurs RF

Un commutateur RF à base de VO<sub>2</sub> utilise le même principe de fonctionnement qu'un simple commutateur DC à savoir le changement de résistivité entre l'état isolant et l'état métallique engendré par la transition Isolant-Métal. La conception de ces commutateurs RF est effectuée à l'aide du logiciel ADS-MOMENTUM (2012.08). Notre approche consiste à intégrer un motif de VO<sub>2</sub> dans des guides d'ondes coplanaires (CPW) adaptés 50 Ω. Le logiciel LineCalc nous permet de déterminer les dimensions qui ont une influence directe sur l'adaptation de la ligne de transmission (CPW) à 50 Ω (autour de 10 GHz) : W correspond à la largeur de la ligne de transmission centrale (RF) et le gap ( $g_0$ ) sépare la ligne de transmission centrale de la ligne de masse. Pour un substrat de saphir d'épaisseur 450 μm et une couche de métallisation en or d'épaisseur 250 nm, nous obtenons une largeur de ligne de transmission  $W = 65 \mu\text{m}$  et un gap  $g_0 = 30 \mu\text{m}$  (**Figure II.21**). La longueur de la ligne (ici  $L = 1000 \mu\text{m}$ ), n'a pas d'influence sur l'adaptation de la ligne.





**Figure II.21.** Topologie du commutateur réalisé à l'aide du logiciel ADS-MOMENTUM présentant les différentes dimensions du dispositif.

Ensuite nous avons réalisé le design de différents commutateurs avec différents espacements entre les deux électrodes RF ( $L_v = 3, 5, 10$  et  $20 \mu\text{m}$ ). L'espacement entre les deux électrodes ( $L_v$ ) correspond à la longueur du motif du  $\text{VO}_2$ . Pour étudier leur comportement dans le domaine RF, nous avons réalisé des simulations à l'aide du logiciel ADS-MOMENTUM sur la bande 100 MHz – 40 GHz. Les valeurs de conductivité du  $\text{VO}_2$  utilisées lors de cette simulation sont déterminées à partir des mesures de résistivité d'une couche mince de  $\text{VO}_2$  de 200 nm d'épaisseur : à l'état isolant, le  $\text{VO}_2$  présente une conductivité de  $\sim 10 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$  et à l'état métallique, de l'ordre de  $7,51 \cdot 10^5 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$ . La **Figure II.22.a et .b** présente respectivement l'évolution des paramètres  $S_{21}$  à l'état OFF et à l'état ON des commutateurs présentant différents espacements  $L_v$ . Les simulations montrent que le niveau d'isolation à l'état OFF et les pertes d'insertion à l'état ON du commutateur dépendent de la valeur du paramètre  $L_v$ . Les commutateurs présentant un espacement  $L_v = 3, 5$  et  $10 \mu\text{m}$ , possèdent des pertes d'insertion inférieures à 1 dB jusqu'à 40 GHz tout en ayant de forts niveaux d'isolation (supérieure à 13 dB jusqu'à 40 GHz). Pour des dimensions supérieures à  $10 \mu\text{m}$ , les pertes d'insertion augmentent rapidement pour atteindre  $\sim 1,7$  dB pour  $L_v = 20 \mu\text{m}$ .



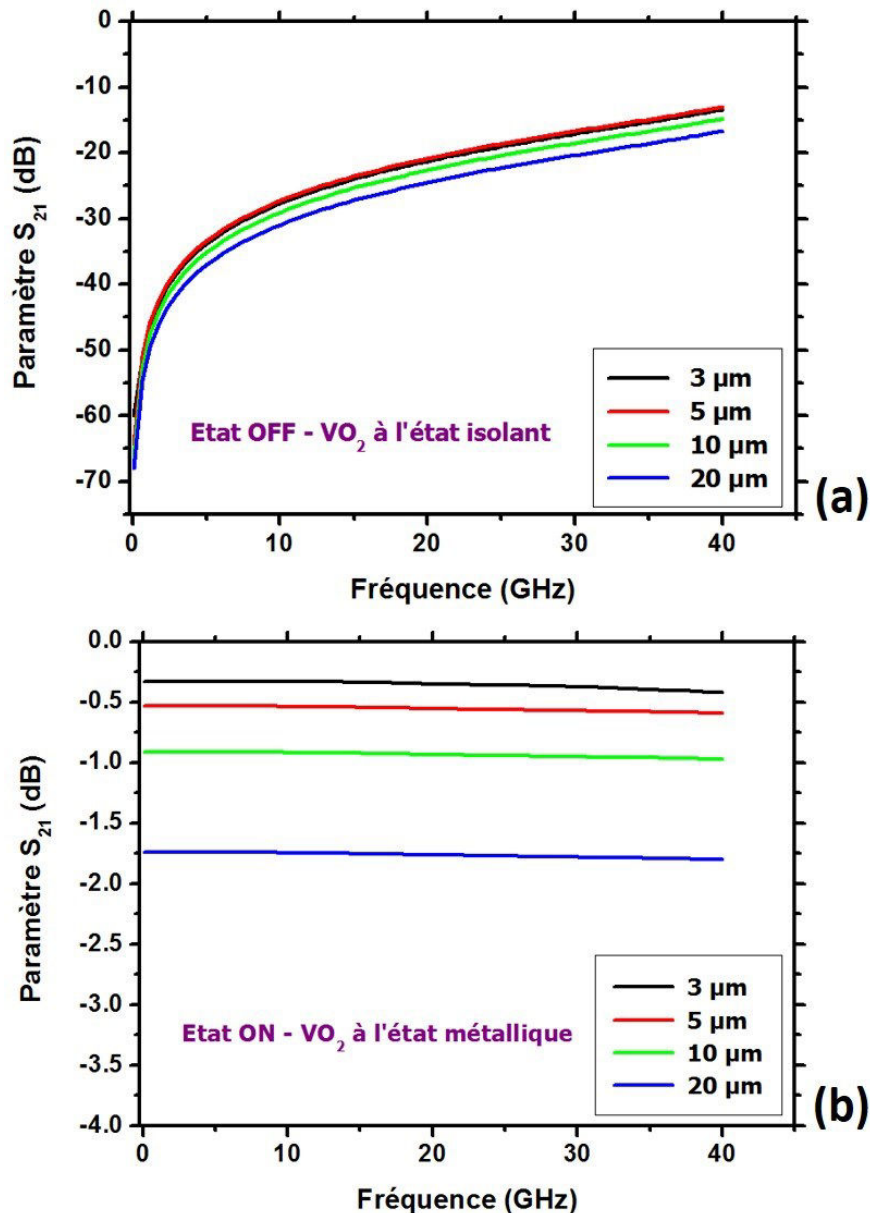


Figure II.22. Simulation du paramètre de transmission  $S_{21}$  pour différents espacements  $L_v$  : (a) à l'état OFF ( $\text{VO}_2$  à l'état isolant) ; (b) à l'état ON ( $\text{VO}_2$  à l'état métallique).

Les commutateurs RF sont réalisés sur des substrats de saphir en utilisant les techniques de microfabrication en salle blanche. La **Figure II.23.a** montre une vue par microscopie optique d'un commutateur typique réalisé au laboratoire [34]. Il s'agit d'un motif de  $\text{VO}_2$  intégré en série avec deux lignes de transmission RF constituant la ligne centrale du guide d'onde coplanaire. La fabrication commence par un dépôt de 200 nm de  $\text{VO}_2$  obtenu par la méthode d'évaporation réactive par faisceau d'électrons. Les motifs de  $\text{VO}_2$  sont structurés par photolithographie et gravure humide. Sur ces motifs, les électrodes d'un guide coplanaire RF sont ensuite réalisés par photolithographie suivi par un dépôt métallique de Ti/Au (10/250) en utilisant le procédé lift-off.





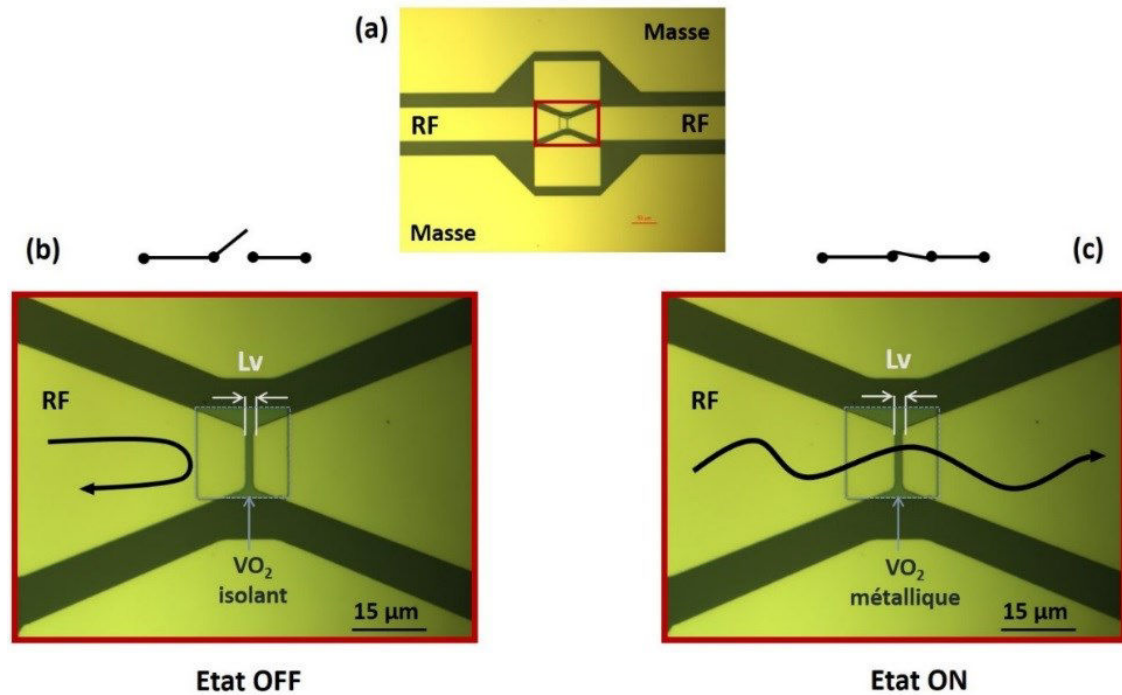


Figure II.23. Principe de fonctionnement d'un commutateur RF à base de  $\text{VO}_2$  : (a) Vue globale par microscopie optique du dispositif réalisé ; (b) Etat bloqué OFF ( $\text{VO}_2$  à l'état isolant) ; (c) Etat passant ON ( $\text{VO}_2$  à l'état métallique) [34].

Selon l'état du  $\text{VO}_2$ , deux cas de figure peuvent se présenter : lorsque le  $\text{VO}_2$  est isolant avec une forte résistivité, le commutateur est à l'état bloqué, OFF (**Figure II.23.b**), dans le cas contraire, lorsque le  $\text{VO}_2$  est métallique avec une faible résistivité, le signal RF est passant, le commutateur est à l'état ON (**Figure II.23.c**).

#### II.4.2. Performances électriques des commutateurs RF lors d'une activation thermique de la MIT

Pour étudier les performances électriques dans le domaine RF de nos commutateurs, nous avons mesuré les paramètres S (réflexion et transmission) sur une large bande de fréquences (100 MHz - 40 GHz) en utilisant un analyseur de réseau vectoriel VNA (Rohde-Schwarz-ZVA67) et des pointes RF cascade GSG (Ground Signal Ground) comme indiqué sur la **Figure II.24**. La température du dispositif sous test est contrôlée à l'aide d'un élément Peltier, comme nous l'avons expliqué précédemment pour les commutateurs DC.





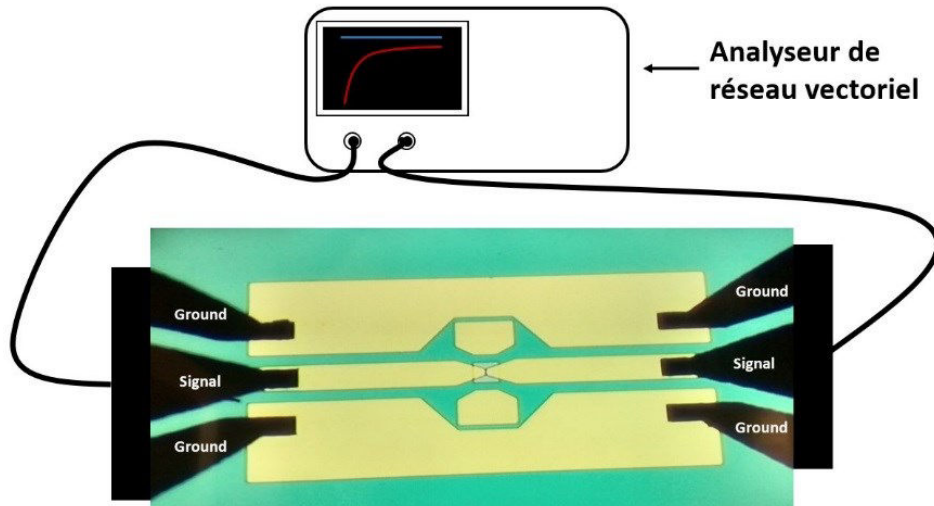


Figure II.24. Dispositif expérimental utilisé pour mesurer les paramètres S du commutateur RF intégrant un motif de VO<sub>2</sub>.

Les mesures des paramètres S ont été effectuées pour des températures inférieures et supérieures à la température de la transition MIT. La Figure II.25 présente l'évolution des paramètres S ( $S_{21}$  et  $S_{11}$ ) mesurés à 25°C d'un commutateur présentant un espacement entre les deux électrodes  $L_v = 3 \mu\text{m}$ .

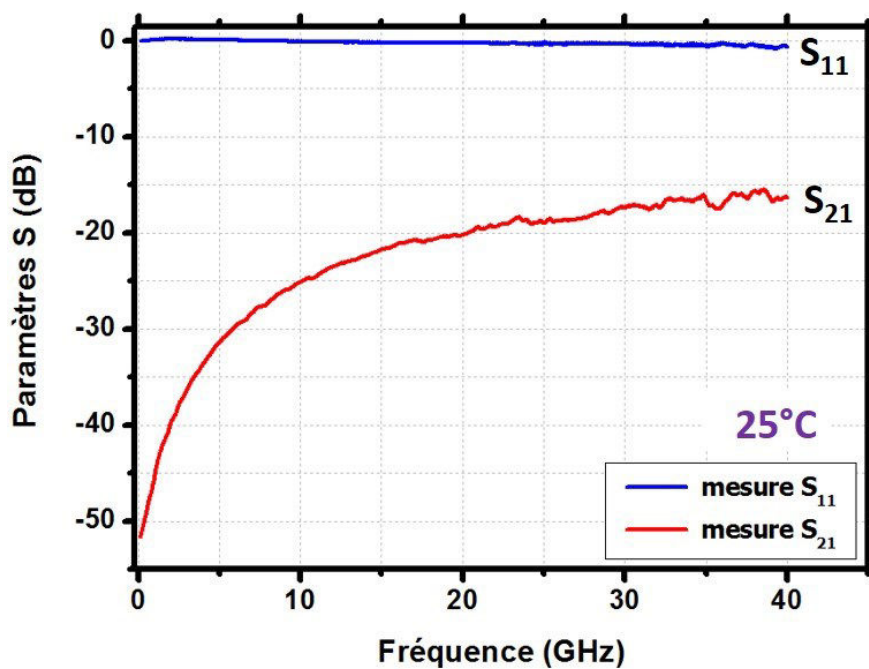
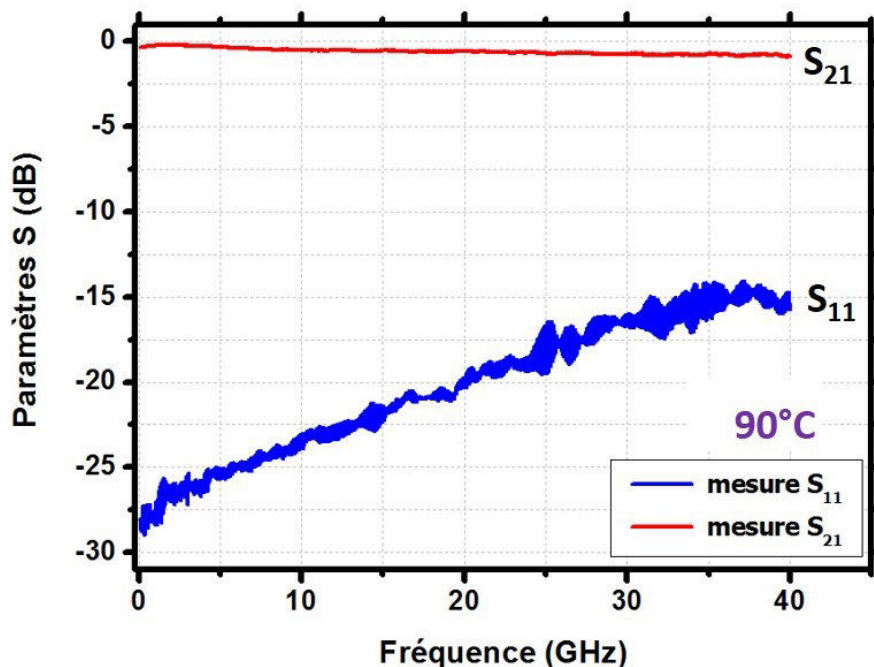


Figure II.25. Paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  mesurés à 25°C pour un commutateur RF intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur  $L_v = 3 \mu\text{m}$  [34].

A 25°C, le VO<sub>2</sub> est à l'état isolant présentant une forte résistivité (état OFF du commutateur). Dans cet état, le dispositif présente une forte isolation de l'ordre 20 dB à 24 GHz et de 15 dB jusqu'à 40 GHz.



Les paramètres S mesurés à 90°C sont reportés dans la **Figure II.26**. A cette température le VO<sub>2</sub> a déjà subi la transition MIT et il a acquis son état métallique, ce qui correspond à l'état ON du commutateur. Dans cet état les pertes d'insertion mesurées sont inférieures à 0,5 dB jusqu'à 24 GHz et de l'ordre de 0,85 dB à 40 GHz.



**Figure II.26. Paramètres S<sub>11</sub> et S<sub>21</sub> mesurés à 90°C pour un commutateur RF à VO<sub>2</sub> présentant un espacement L<sub>v</sub> = 3 μm [34].**

Le dispositif peut être modélisé par une capacité en parallèle avec une résistance variable qui peut prendre la valeur de R<sub>off</sub> ou R<sub>on</sub> en fonction de l'état du VO<sub>2</sub>. En ajustant les valeurs des composants dans le modèle électrique simplifié sous ADS et en adaptant la réponse du modèle avec les valeurs des paramètres S mesurées (**Figure II.27**), nous avons pu estimer la capacité C<sub>off</sub> à l'état OFF du dispositif et sa résistance R<sub>on</sub> à l'état ON à 7,7 fF et 2 Ω respectivement. Ceci se traduit par une figure de mérite FOM = R<sub>on</sub> x C<sub>off</sub> de l'ordre de 15,4 fs [34]. Pour ces valeurs de FOM nous pouvons considérer que les performances électriques des commutateurs à base de VO<sub>2</sub> sont très supérieures à celles des commutateurs classiques de type semi-conducteur (> 80 fs) et comparables à celles des MEMS-RF (~ 2 à 20 fs). Le modèle électrique du dispositif englobe également les pertes linéiques et l'effet inductif ramené par la ligne de transmission (RF). Cette contribution peut être modélisée par une résistance (R) et une inductance (L) reliées en série avec le modèle électrique du motif du VO<sub>2</sub>. Les valeurs de R et L sont respectivement 1 Ω et 1 pH.



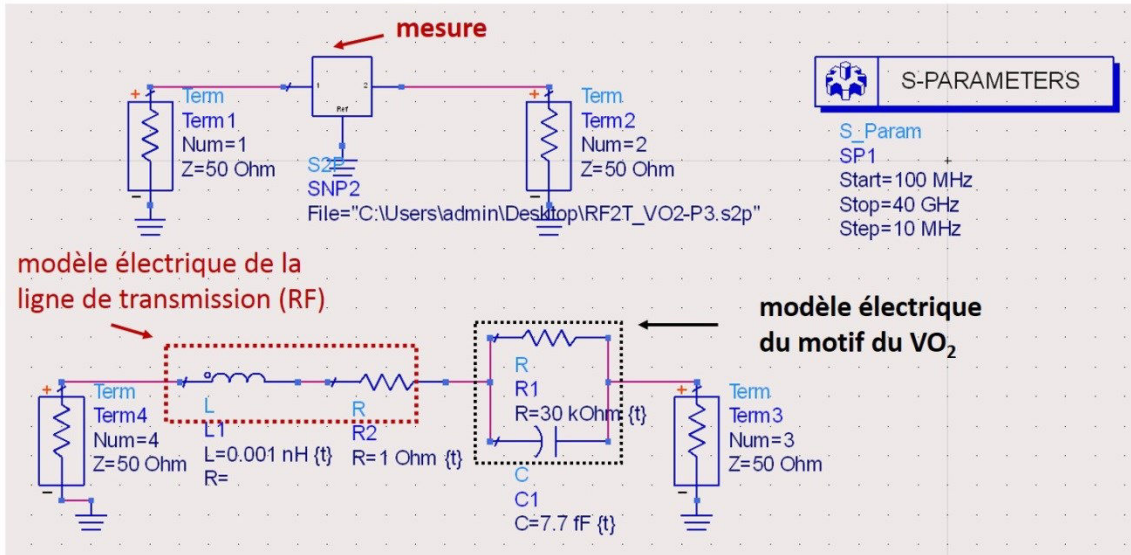


Figure II.27. Détermination des valeurs de  $C_{off}$  et de  $R_{on}$  sous ADS à partir d'un modèle électrique équivalent simplifié.

Les Figure II.28. a et b montrent respectivement les paramètres  $S_{21}$  mesurés, modélisés et simulés à l'état OFF ( $25^{\circ}\text{C}$ ) et à l'état ON ( $90^{\circ}\text{C}$ ). Comme on peut le voir sur les deux graphiques, la simulation est en bon accord avec les mesures et la réponse du modèle électrique.

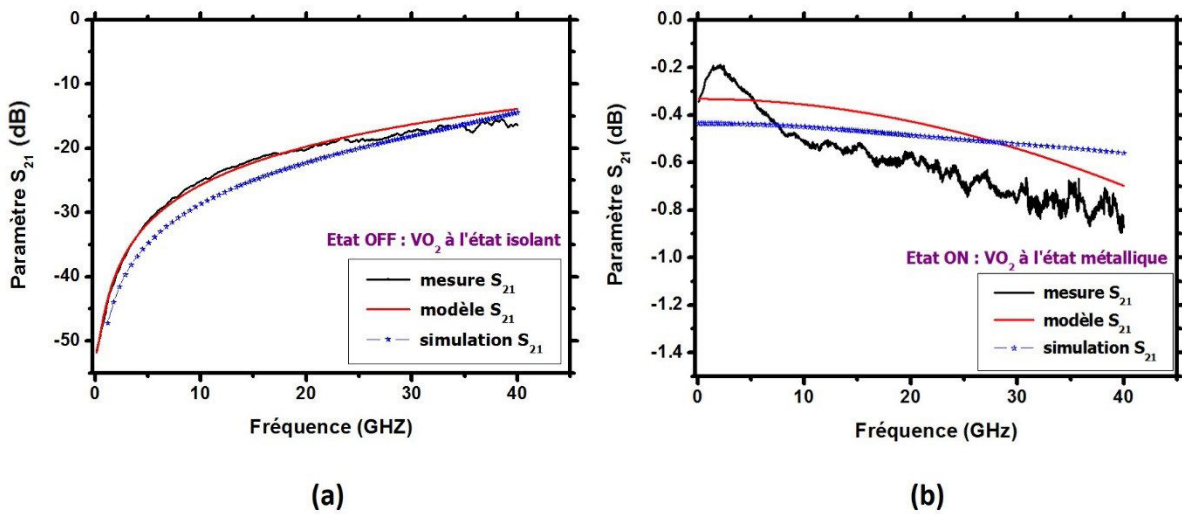
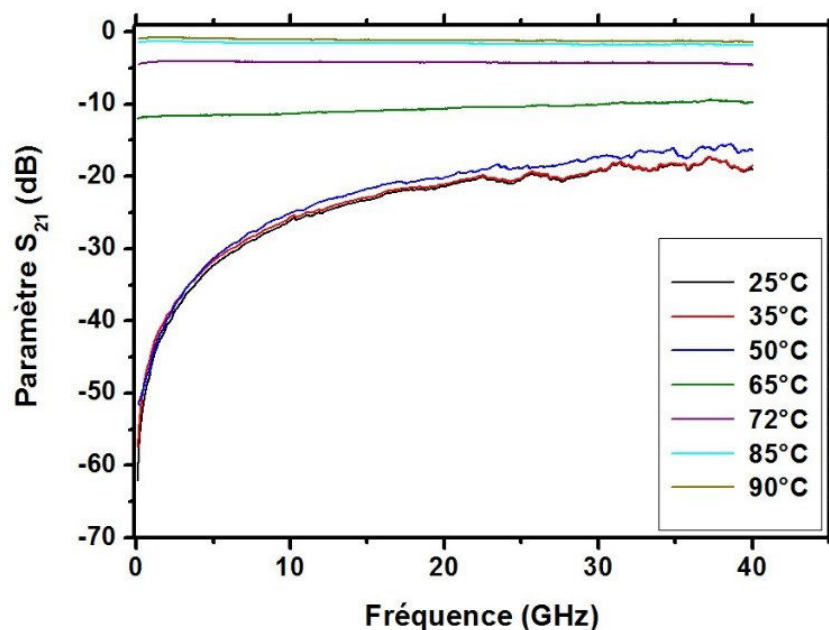


Figure II.28. Paramètre de transmission  $S_{21}$  mesuré, modélisé et simulé d'un commutateur RF intégrant un motif de  $\text{VO}_2$  de longueur  $L_v = 3 \mu\text{m}$  : (a) à l'état OFF ; (b) à l'état ON.

Pour suivre les performances hautes fréquences pendant la transformation du  $\text{VO}_2$  de l'état isolant à l'état métallique, nous avons enregistré l'évolution des paramètres S en variant progressivement la température d'un dispositif intégrant un motif de  $\text{VO}_2$  de longueur  $L_g = 20 \mu\text{m}$ . Comme on peut le constater sur la Figure II.29, lorsqu'on augmente la température du dispositif, l'isolation du composant commence à diminuer progressivement. Nous pouvons considérer que pour des températures inférieures à  $50^{\circ}\text{C}$  le commutateur est maintenu à l'état OFF avec des niveaux d'isolation acceptables ( $\sim 15 \text{ dB}$  jusqu'à  $40 \text{ GHz}$ ). Pour des températures



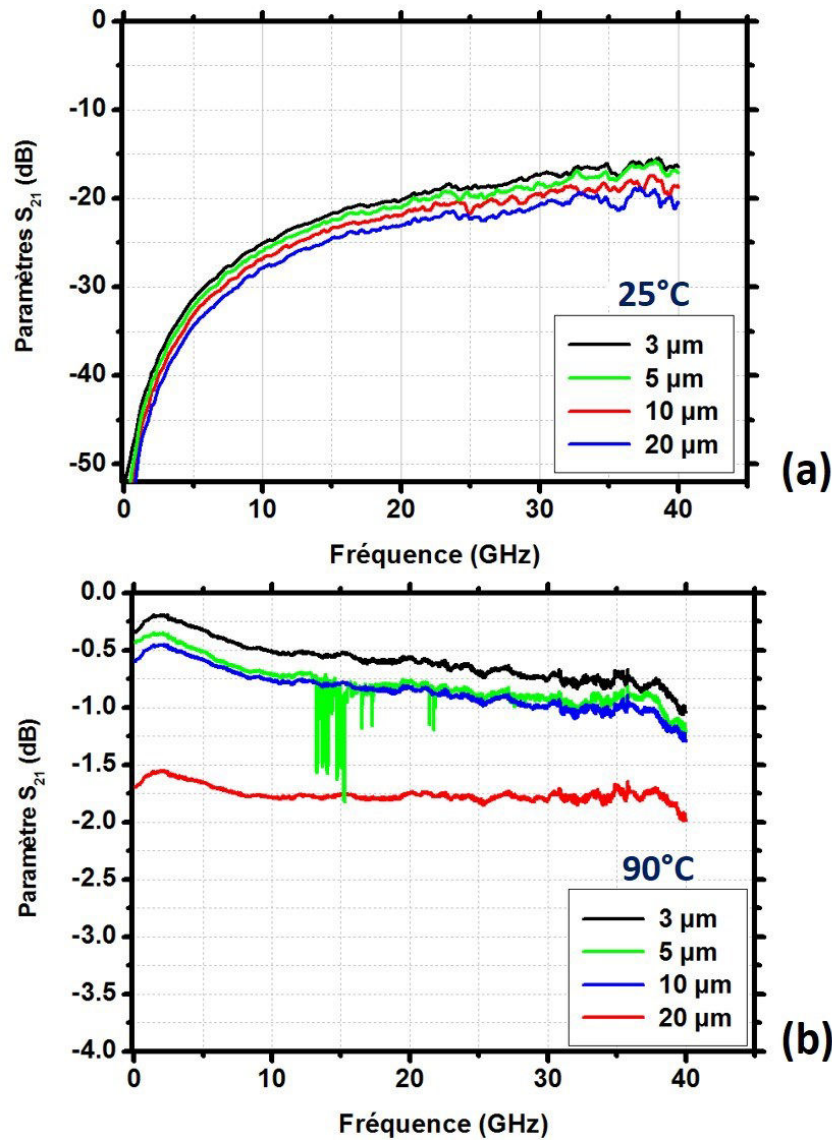
proches de celles de la transition MIT ( $T_{MIT}$ ), la résistance du  $VO_2$  commence à chuter considérablement avec une influence directe sur le niveau d'isolation du commutateur (11 dB jusqu'à 40 GHz à 65°C). Pour des températures supérieures à  $T_{MIT}$  (typiquement supérieures à 75 °C), le matériau devient métallique et le commutateur passe à l'état ON avec de fortes pertes d'insertion (5 dB à 75°C) qui continuent à diminuer avec l'augmentation de la température (~ 1,8 dB jusqu'à 40 GHz à 90°C).



**Figure II.29.** Variation des paramètres de transmission ( $S_{21}$ ) en fonction de la température d'un commutateur intégrant un motif de  $VO_2$  présentant un espacement  $L_v = 20 \mu m$ .

L'influence de l'espacement entre les deux électrodes de la ligne signal du guide d'onde coplanaire ( $L_v$ ) sur les propriétés électriques des commutateurs est représentée sur la **Figure II. 30**.





**Figure II.30.** Variation des paramètres de transmission  $S_{21}$  en fonction de l'espacement  $L_v$  (3, 5, 10 et 20  $\mu\text{m}$ ) : (a) à l'état OFF à 25°C ; (b) à l'état ON, à 90°C.

Nous constatons que les niveaux d'isolation et les pertes d'insertion sont proportionnels à l'espacement  $L_v$  (correspondant à la longueur du motif du  $\text{VO}_2$  intégré entre les deux électrodes RF). A l'état OFF, le niveau d'isolation s'améliore avec l'augmentation du paramètre  $L_v$ . Nous avons mesuré une isolation de 21 dB à 40 GHz pour  $L_v = 20 \mu\text{m}$  et 16 dB pour  $L_v = 3 \mu\text{m}$  à la même fréquence (**Figure II.30.a**). Concernant l'état ON, plus le paramètre  $L_v$  est grand plus  $R_{\text{on}}$  augmente et par conséquent les pertes d'insertion du dispositif augmentent. A 20 GHz par exemple, les pertes d'insertion passent de 0,5 dB pour  $L_v = 3 \mu\text{m}$  à des valeurs de 1,8 dB pour une dimension  $L_v = 20 \mu\text{m}$  (**Figure II.30.b**). On peut considérer que pour des dimensions  $L_v$  inférieures à 10  $\mu\text{m}$ , nous pouvons réaliser des commutateurs à base de  $\text{VO}_2$  présentant 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). Le **Tableau II.6** ci-dessous résume les propriétés électriques des commutateurs avec des espacements  $L_v$  différents.





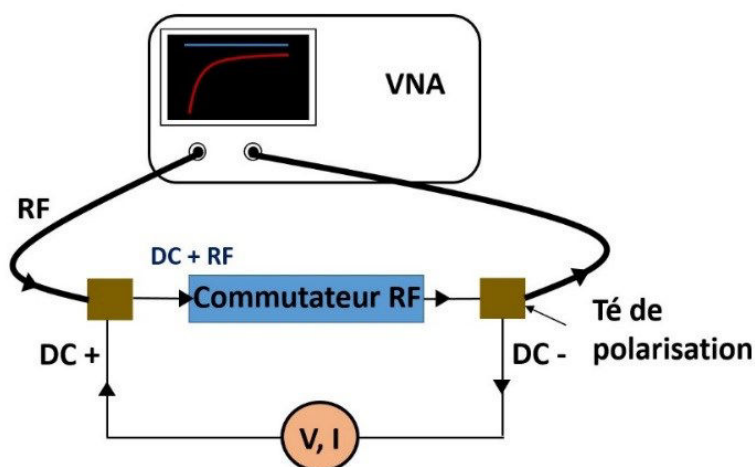
**Tableau II.6. Propriétés électriques des commutateurs en fonction de l'espacement  $L_v$  [34].**

$L_v$ ( $\mu\text{m}$ )	3	5	10	20
$R_{\text{off}}$ ( $\text{k}\Omega$ )	30,23	41,7	96,7	208,3
$C_{\text{off}}$ (fF)	7,7	7	5,8	4,7
$R_{\text{on}}$ ( $\Omega$ )	2	2,5	5,3	10
Isolation à 20 GHz (dB)	20	21	22	25
Pertes d'insertion à 20 GHz (dB)	0,5	0,6	0,8	1,8
FOM (fs)	15,4	17,5	30,74	47

Les performances électriques des commutateurs RF intégrant des motifs de  $\text{VO}_2$  lors d'une activation thermique de la transition MIT sont nettement meilleures que celles des composants semi-conducteurs et du même ordre de grandeur que celles des MEMS-RF. Cependant pour ce mode d'activation, les commutateurs RF sont assujettis à des temps de commutation élevés (des ms à des  $\mu\text{s}$ ). Dans ce contexte, l'activation électrique de la transition MIT présente un grand intérêt par rapport à l'activation thermique en offrant des temps de commutation beaucoup plus faibles. Nous proposons ainsi d'étudier les performances de nos commutateurs RF lors d'une activation électrique de la transition Isolant-Métal du  $\text{VO}_2$  afin de les comparer avec celles obtenues lors d'une activation thermique.

#### II.4.3. Performances haute fréquence des commutateurs RF à base de $\text{VO}_2$ lors d'une activation électrique de la MIT

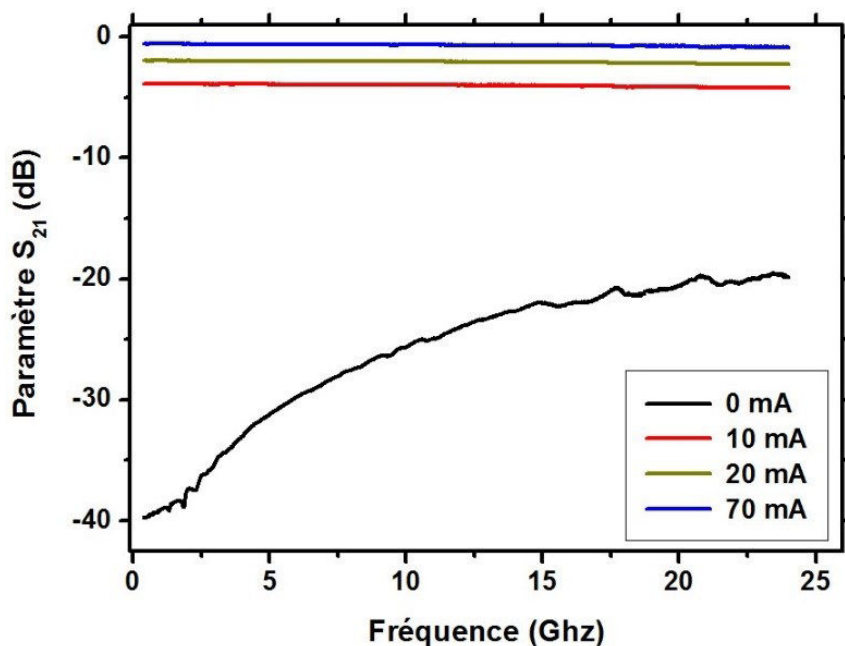
Les performances RF des commutateurs RF lors de l'activation électrique de la transition de phase dans le  $\text{VO}_2$  sont mesurées à température ambiante ( $25^\circ\text{C}$ ). Comme le montre la **Figure II.31**, le dispositif est relié à la fois à un analyseur de réseau vectoriel (Rohde-Schwarz-ZVA24) et à travers des Té de polarisation DC, à une source de courant continu (source Keithley 2612A). Pour ce type de montage, le Té de polarisation permet de coupler le signal RF et le signal continu à l'entrée du dispositif.



**Figure II.31. Dispositif expérimental utilisé pour mesurer les paramètres S des commutateurs RF lors d'une activation électrique de la MIT du motif de  $\text{VO}_2$ .**



Nous mesurons les paramètres S des commutateurs tout en injectant d'une façon contrôlée un courant dans le circuit (modifiant ainsi l'impédance du motif de VO<sub>2</sub>). La **Figure II.32** présente les paramètres S en transmission (S<sub>21</sub>) d'un commutateur intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur 5 μm. A 25°C et pour un courant injecté I = 0 mA, le VO<sub>2</sub> se trouve dans son état isolant, le commutateur RF est à l'état OFF présentant une isolation supérieure à 20 dB jusqu'à 24 GHz. En augmentant la valeur du courant injecté dans le circuit (10, 20 puis 70 mA), le VO<sub>2</sub> transite progressivement vers l'état métallique. Ainsi, le commutateur RF est à l'état ON, présentant des pertes d'insertion de l'ordre 0,8 dB jusqu'à 24 GHz (I = 70 mA).



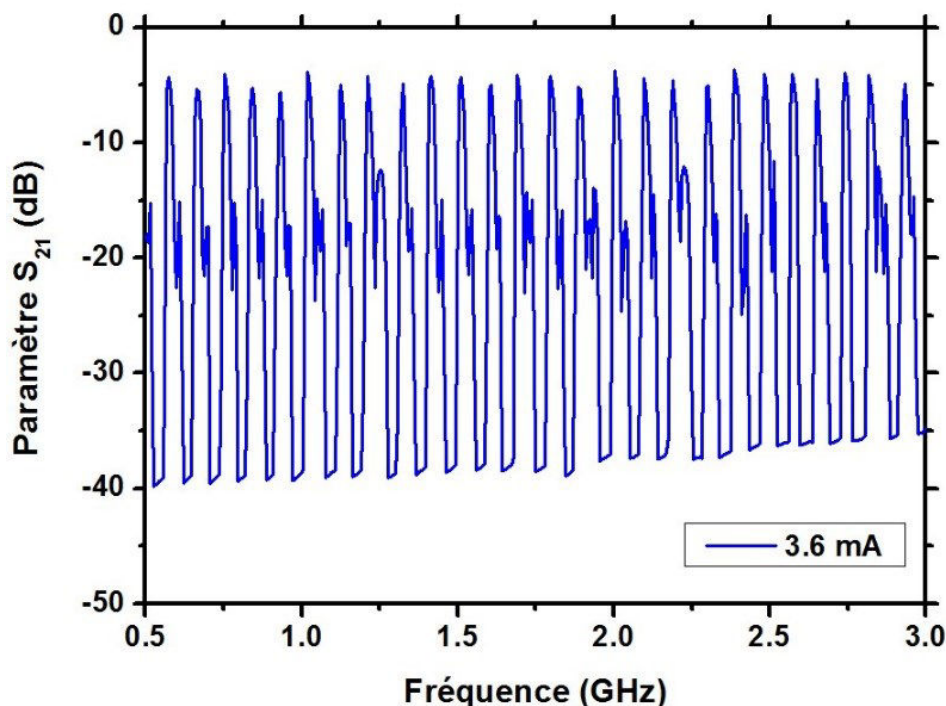
**Figure II.32.** Paramètres de transmission (S<sub>21</sub>), mesurés à 25°C, d'un commutateur intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur L<sub>v</sub> = 5 μm, pour différentes valeurs de courant [34].

Pour des courants égaux ou supérieurs à 70 mA, les pertes d'insertion se stabilisent à 0,8 dB. Nous considérons ainsi qu'à partir des courants de l'ordre de 70 mA nous obtenons la plus faible valeur de R<sub>on</sub> (état métallique final du motif de VO<sub>2</sub>) pour la dimension L<sub>v</sub> = 5 μm. En comparant le niveau des pertes d'insertion obtenues lors d'une activation thermique (mesurées à 90°C) et lors d'une activation électrique (mesurées pour I = 70 mA), nous remarquons que les deux valeurs sont comparables, ce qui montre qu'on peut obtenir les mêmes performances électriques lors d'une activation thermique aussi bien que lors d'une activation électrique de la transition Isolant-Métal.

Nous avons pu également mettre en évidence le phénomène d'auto-oscillations lorsqu'on a injecté dans le même dispositif (L<sub>v</sub> = 5 μm) un courant (I = 3,6 mA) correspondant à la zone NDR présente dans la caractéristique courant-tension du dispositif. Comme on peut le voir sur la **Figure II.33** (pour des raisons de clarté, nous présentons la variation du paramètre



$S_{21}$  uniquement sur la bande 500 MHz-3 GHz), pour cette valeur de courant injecté, un phénomène d'auto-oscillations apparaît dans le circuit, matérialisé par une modulation périodique du paramètre de transmission  $S_{21}$ . Ce phénomène d'oscillations est dû à la variation rapide et périodique de l'impédance du motif du VO<sub>2</sub> entre une valeur de haute impédance et une valeur de faible impédance.



**Figure II.33.** Variation périodique de la transmission  $S_{21}$  d'un commutateur intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur  $L_v = 5 \mu\text{m}$  lorsqu'on injecte un courant (3,6 mA) correspondant à la zone NDR [34].

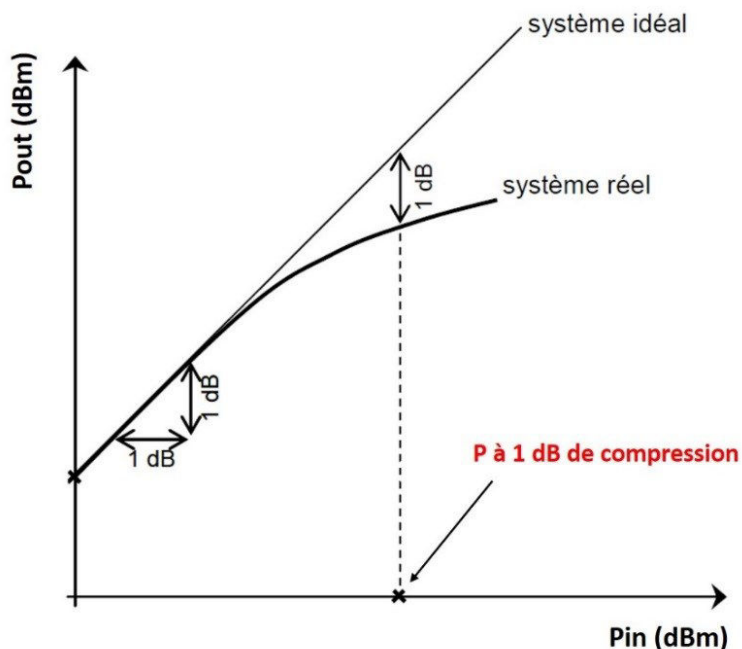
#### II.4.4. Mesure de la tenue en puissance des commutateurs RF intégrant des motifs de VO<sub>2</sub>

Un autre paramètre important à prendre en considération pour évaluer les performances d'un commutateur RF est la tenue en puissance, qui traduit la capacité d'un tel dispositif à transmettre d'une façon linéaire (sans distorsion et sans perte) un signal RF pour une puissance donnée. La tenue en puissance peut être indiquée de différentes façons. Le point de compression à 1 dB (P1 dB) est la figure de mérite la plus utilisée pour identifier les performances de la tenue en puissance des commutateurs RF. Comme le montre la **Figure II.34**, la méthode consiste à mesurer la puissance de sortie ( $P_{out}$ ) du dispositif en fonction de la puissance d'entrée ( $P_{in}$ ). Dans un cas idéal la puissance de sortie d'un commutateur augmente linéairement (avec un rapport constant) avec la puissance d'entrée. Dans le cas réel, à partir d'un certain niveau de puissance d'entrée ( $P_{in}$ ), la puissance de sortie du dispositif devient plus faible, en présentant un comportement non linéaire. Cette zone, dite zone de compression, est due à la saturation du dispositif. Le point de compression à 1 dB est défini comme le point pour lequel la puissance





de sortie est inférieure de 1 dB par rapport à la réponse idéale. D'une façon générale, la puissance maximale que peut supporter le commutateur est définie à 10 dB de la puissance d'entrée correspondant à 1 dB de compression, ce qui correspond à la zone de fonctionnement linéaire de la caractéristique  $P_{out}$  versus  $P_{in}$ .



**Figure II.34. Description du Principe de mesure de point de compression à 1 dB.**

Les mesures ont été effectuées à température ambiante. Pour une fréquence fixe de 3 GHz nous avons enregistré la puissance de sortie tout en variant la puissance entre 0 et 35 dBm à l'entrée des commutateurs RF à l'aide d'un analyseur (Rohde-Schwarz-ZVA24). La **Figure 35** montre la variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance incidente sur un commutateur RF présentant un motif de  $VO_2$  de longueur  $L_v = 20 \mu\text{m}$ . Comme on peut l'observer sur le graphique, le point de compression à 1 dB est bien supérieur à 35 dBm ( $> 3 \text{ W}$ ). A notre connaissance, c'est le meilleur niveau de puissance supporté par un commutateur RF à base de  $VO_2$  présentant les mêmes dimensions. Ces performances sont également supérieures à celles des transistors CMOS (substrat massif) [35, 36] et CMOS sur SOI [37] qui ont des points de compression à 1 dB compris entre  $\sim 20$  et 35 dBm.



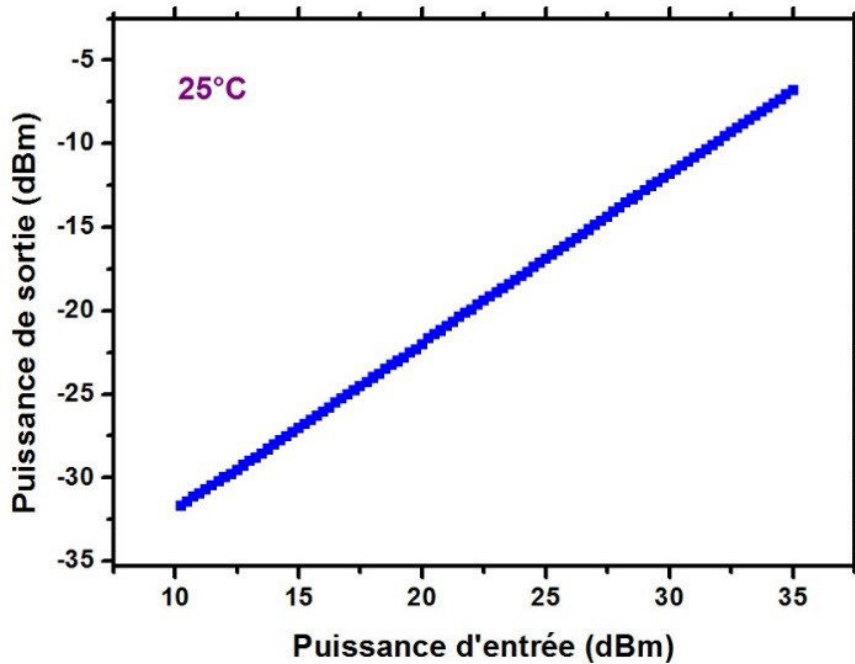


Figure II.35. Mesure de la tenue en puissance (à 25°C) d'un commutateur RF intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur 20 μm.

## II.5. Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents travaux qui ont été menés pour réaliser des commutateurs RF dont le principe de fonctionnement est basé sur la transition Isolant-Métal (MIT) du dioxyde de vanadium.

Nous avons fabriqué des couches minces de VO<sub>2</sub> en utilisant la technique de l'évaporation par faisceau d'électrons à partir d'une cible de vanadium dans une atmosphère d'oxygène. A l'issue d'un plan d'expériences visant à optimiser les paramètres de dépôt, nous avons pu identifier les paramètres de dépôt optimaux permettant d'obtenir des couches minces de VO<sub>2</sub> avec les meilleures propriétés souhaitées pour les applications envisagées.

Les études par diffraction des rayons X et par spectroscopie Raman montrent que les matériaux obtenus présentent une seule phase cristalline, celle du VO<sub>2</sub> mono-orienté témoignant de la bonne qualité des couches minces de VO<sub>2</sub> réalisées sur des substrats de saphir. Nous avons également étudié les propriétés électriques du matériau. Les mesures de résistivité des couches minces de VO<sub>2</sub> d'épaisseurs différentes montrent un changement de résistivité entre l'état isolant et l'état métallique supérieur à 4 ordres de grandeur pour des épaisseurs supérieures à 50 nm ; ce rapport diminue pour des couches moins épaisses, il est autour de 3 ordres de grandeur pour des épaisseurs de 25 et 15 nm. De plus, nous avons également étudié l'influence de l'épaisseur de la couche sur la résistivité du VO<sub>2</sub> à l'état métallique ( $\rho$  (90°C)). Nous avons constaté que plus la couche de VO<sub>2</sub> est épaisse plus la résistivité à l'état métallique est faible. Ainsi, pour réaliser des commutateurs RF avec de faibles pertes d'insertion, notre



choix s'est porté vers l'utilisation de couches de VO<sub>2</sub> ayant une épaisseur de 200 nm ( $\rho_{90^\circ\text{C}} \sim 1,34 \times 10^{-4} \Omega.\text{cm}$ ).

Par la suite nous avons intégré ces couches minces dans des dispositifs planaires à deux terminaux constituant des circuits de test qui nous ont permis d'étudier les propriétés électriques de ce type de composant lors d'une activation thermique et électrique de la transition Isolant-Métal. Nous avons pu ainsi étudier leur caractéristique I-V non linéaire pour deux modes d'excitation électrique (mode V et mode I). Ainsi, lors d'un actionnement en mode courant, on a pu mettre en évidence le phénomène d'auto-oscillations qui est lié à la présence d'une résistance négative différentielle (zone NDR) dans la caractéristique I-V de ces composants.

En plus de leur facilité d'intégration, les commutateurs RF intégrant des couches minces de VO<sub>2</sub> présentent de bonnes performances électriques dans le domaine des hyperfréquences. Lors d'une activation thermique, un commutateur RF intégrant un motif de VO<sub>2</sub> de longueur  $L_v = 3 \mu\text{m}$ , présente une forte isolation à l'état OFF et de faibles pertes d'insertion, se traduisant par une figure de mérite FOM ( $\sim 15 \text{ fs}$ ) qui est comparable à celle des MEMS-RF (2 à 20 fs) et au moins cinq fois plus petite que celle des composants semi-conducteurs ( $> 80 \text{ fs}$ ). Les commutateurs réalisés présentent également une bonne tenue en puissance ( $> 3 \text{ W}$  à  $25^\circ\text{C}$  pour un dispositif présentant un motif de VO<sub>2</sub> de dimension  $L_v = 20 \mu\text{m}$ ). En plus de ses performances enregistrées dans le domaine RF, ce type de composant peut s'actionner électriquement avec de faibles temps de commutation de l'ordre de quelques centaines de nanosecondes, dépassant ainsi les performances d'un MEMS-RF (temps de commutation de l'ordre de la  $\mu\text{s}$ ) avec un processus de fabrication beaucoup moins compliqué. Toutes ces performances permettent aux commutateurs qui utilisent comme principe de fonctionnement le changement de résistivité engendré par la transition de phase Isolant-Métal, de présenter des solutions alternatives pour réaliser des fonctions électroniques basses fréquences (commutateurs électriques ultra rapides, transistors de type Mott-FET) et des fonctions accordables dans le domaine RF (jusqu'au 40 GHz) comme les filtres accordables.

Dans le chapitre suivant, nous allons exploiter le changement de résistivité présenté par les matériaux à changement de phase (PCM) pour réaliser des commutateurs RF. Contrairement aux dispositifs à base de VO<sub>2</sub>, ces composants ont la particularité de fonctionner en mode **bistable** (le commutateur reste à l'état ON ou OFF sans apport énergétique).



## Références chapitre II

---

- [1] F. Guinneton, L. Sauques, J. C. Valmalette, F. Cros, J. R. Gavarrri, «Comparative study between nanocrystalline powder and thin film of vanadium dioxide VO<sub>2</sub>: electrical and infrared properties», *J. Phys. Chem. Solids*, vol. 62, n° 7, p. 1229-1238, 2001.
- [2] M. Sambì, G. Sangiovanni, G. Granozzi, F. Parmigiani, «Growth and the structure of epitaxial VO<sub>2</sub> at the TiO<sub>2</sub> (110) surface», *Phys. Rev. B*, vol. 55, n° 12, p. 7850-7858, 1997.
- [3] X. Wu, Y. Tao, L. Dong, Z. Wang, Z. Hu, «Preparation of VO<sub>2</sub> nanowires and their electric characterization», *Mater. Res. Bull.*, vol. 40, n° 2, p. 315-321, 2005.
- [4] 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, n° 38, p. 5048-5052, 2004.
- [5] B.-G. Chae, H.-T. Kim, S.-J. Yun, B.-J. Kim, Y.-W. Lee, D.-H. Youn, K.-Y. Kang, «Highly oriented VO<sub>2</sub> thin films prepared by sol-gel deposition», *Electrochem. Solid-State Lett.*, vol. 9, n° 1, p. 12-14, 2006.
- [6] M. B. Sahana, G. N. Subbanna, S. A. Shivashankar, «Phase transformation and semiconductor-metal transition in thin films of VO<sub>2</sub> deposited by low-pressure metalorganic chemical vapor deposition», *J. Appl. Phys.*, vol. 92, n° 11, p. 6495-6504, 2002.
- [7] D. H. Kim H. S. Kwok, «Pulsed laser deposition of VO<sub>2</sub> thin films», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 65, n° 25, p. 3188-3190, 1994.
- [8] F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Crunteanu, P. Blondy, «rf-microwave switches based on reversible semiconductor-metal transition of VO<sub>2</sub> thin films synthesized by pulsed-laser deposition», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 91, n° 22, p. 223505, 2007.
- [9] 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, n° 11, p. 113715, 2007.
- [10] 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, n° 4, p. 1762-1766, 1987.
- [11] J. Leroy, A. Bessaudou, F. Cosset, A. Crunteanu, «Structural, electrical and optical properties of thermochromic VO<sub>2</sub> thin films obtained by reactive electron beam evaporation», *Thin Solid Films*, vol. 520, n° 14, p. 4823-4825, 2012.



- [12] 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, n° 3, p. 975-981, 2012.
- [13] J. Nag R. F. H. Jr, «Synthesis of vanadium dioxide thin films and nanoparticles», *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 20, n° 26, p. 264016, 2008.
- [14] L. L. Fan, Y. F. Wu, C. Si, G. Q. Pan, C. W. Zou, Z. Y. Wu, «Synchrotron radiation study of VO<sub>2</sub> crystal film epitaxial growth on sapphire substrate with intrinsic multi-domains», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 102, n° 1, p. 011604, 2013.
- [15] 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 VO<sub>2</sub> thin films», *J. Appl. Phys.*, vol. 113, n° 4, p. 043707, 2013.
- [16] P. Schilbe, «Raman scattering in VO<sub>2</sub>», *Phys. B Condens. Matter*, vol. 316-317, p. 600-602, 2002.
- [17] P. M, L. J, Z. H, W. S, L. Z, C. X, L. W, «Optical properties differences across the Metal-Insulator transition in VO<sub>2</sub> Thin films grown in different substrates», *J Cryst Growth*, vol. 268, n° 1-2, p. 178-183, 2004.
- [18] E. Radue, E. Crisman, L. Wang, S. Kittiwatanakul, J. Lu, S. A. Wolf, R. Wincheski, R. A. Lukaszew, I. Novikova, «Effect of a substrate-induced microstructure on the optical properties of the insulator-metal transition temperature in VO<sub>2</sub> thin films», *J. Appl. Phys.*, vol. 113, n° 23, p. 233104, 2013.
- [19] K. Okimura, J. Sakai, S. Ramanathan, «In situ x-ray diffraction studies on epitaxial VO<sub>2</sub> films grown on c-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> during thermally induced insulator-metal transition», *J. Appl. Phys.*, vol. 107, n° 6, p. 063503, 2010.
- [20] G. I. Petrov, V. V. Yakovlev, J. Squier, «Raman microscopy analysis of phase transformation mechanisms in vanadium dioxide», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 81, n° 6, p. 1023-1025, 2002.
- [21] C. Marini, P. Postorino, «Optical properties of V<sub>1-x</sub>Cr<sub>x</sub>O<sub>2</sub> compounds under high pressure», *Phys. Rev. B*, vol. 77, p. 235111, 2008.
- [22] S.-J. Chang, W.-K. Hong, H. J. Kim, J. B. Lee, J. Yoon, H. C. Ko, Y. S. Huh, «Probing the photothermally induced phase transitions in single-crystalline vanadium dioxide nanobeams», *Nanotechnology*, vol. 24, n° 34, p. 345701, 2013.
- [23] Y. F. Wu, L. L. Fan, S. M. Chen, S. Chen, C. W. Zou, Z. Y. Wu, «Spectroscopic analysis of phase constitution of high quality VO<sub>2</sub> thin film prepared by facile sol-gel method», *AIP Adv.*, vol. 3, n° 4, p. 042132, 2013.



- [24] S. D. Ha, Y. Zhou, C. J. Fisher, S. Ramanathan, J. P. Treadway, «Electrical switching dynamics and broadband microwave characteristics of VO<sub>2</sub> radio frequency devices», *J. Appl. Phys.*, vol. 113, n° 18, p. 184501, 2013.
- [25] D. Ruzmetov, K. T. Zawilski, S. D. Senanayake, V. Narayanamurti, S. Ramanathan, «Infrared reflectance and photoemission spectroscopy studies across the phase transition boundary in thin film vanadium dioxide», *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 20, n° 46, p. 465204, 2008.
- [26] S. Hormoz, S. Ramanathan, «Limits on vanadium oxide Mott metal–insulator transition field-effect transistors», *Solid-State Electron.*, vol. 54, n° 6, p. 654-659, 2010.
- [27] J. Leroy, A. Crunteanu, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Champeaux, J.-C. Orlianges, «High-speed metal-insulator transition in vanadium dioxide films induced by an electrical pulsed voltage over nano-gap electrodes», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 100, n° 21, p. 213507, 2012.
- [28] Z. Yang, C. Ko, S. Ramanathan, «Oxide Electronics Utilizing Ultrafast Metal-Insulator Transitions», *Annu. Rev. Mater. Res.*, vol. 41, n° 1, p. 337-367, 2011.
- [29] Y. W. Lee, B.-J. Kim, J.-W. Lim, S. J. Yun, S. Choi, B.-G. Chae, G. Kim, H.-T. Kim, «Metal-insulator transition-induced electrical oscillation in vanadium dioxide thin film», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, n° 16, p. 162903, 2008.
- [30] J. Leroy, A. Crunteanu, J. Givernaud, J.-C. Orlianges, C. Champeaux, P. Blondy, «Generation of electrical self-oscillations in two-terminal switching devices based on the insulator-to-metal phase transition of VO<sub>2</sub> thin films», *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 4, n° 01, p. 101-107, 2012.
- [31] J. Leroy, «Caractéristiques électriques non-linéaires de la transition isolant-métal du dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>) ; application à la conception de métamatériaux accordables dans le domaine térahertz», Thèse en Electronique des Hautes fréquences, Photonique et Systèmes, Université de Limoges, France, 2013.
- [32] F. Sawano, I. Terasaki, H. Mori, T. Mori, M. Watanabe, N. Ikeda, Y. Nogami, Y. Noda, «An organic thyristor», *Nature*, vol. 437, n° 7058, p. 522-524, 2005.
- [33] A. Beaumont, J. Leroy, J.-C. Orlianges, A. Crunteanu, «Current-induced electrical self-oscillations across out-of-plane threshold switches based on VO<sub>2</sub> layers integrated in crossbars geometry», *J. Appl. Phys.*, vol. 115, n° 15, p. 154502-154502-7, 2014.
- [34] A. Mennai, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, A. Crunteanu, «High cut-off frequency RF switches integrating a metal-insulator transition material», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, p. 1-3, Phoenix, AZ, USA, 2015.



- [35] J. Rascher, S. Pinarello, J.-E. Mueller, G. Fischer, R. Weigel, «Highly linear robust RF switch with low insertion loss and high power handling capability in a 65nm CMOS technology», IEEE 12th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), p. 21-24, 2012.
- [36] J. Rascher, A. Zohny, S. Glock, G. Fischer, R. Weigel, T. Ussmueller, «A comparative overview of high power handling CMOS switches and their recent applications in RF front ends», Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2013 IEEE 14th Annual, p. 1-5, 2013.
- [37] D. Im, B.-K. Kim, D.-K. Im, K. Lee, «A Stacked-FET Linear SOI CMOS Cellular Antenna Switch With an Extremely Low-Power Biasing Strategy», IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 63, n° 6, p. 1964-1977, 2015.







## **Chapitre III : Commutateurs RF intégrant des matériaux à changement de phase (PCM)**





### III.1. Introduction

Dans le premier chapitre nous avons recensé de nouvelles solutions basées sur l'intégration des matériaux dits fonctionnels, permettant de réaliser des fonctions de commutation dans le domaine des radiofréquences. Parmi eux, nous avons montré l'intérêt des matériaux à changement de phase (PCM) qui ont la particularité de commuter réversiblement entre un état **amorphe à forte résistivité / faible réflectivité optique** et un état **cristallin à faible résistivité / forte réflectivité optique**, suite à un traitement thermique spécifique (chauffage du matériau dans des conditions spécifiques). Des alliages comme le  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST) et le GeTe ont été intégrés avec succès dans des mémoires optiques réinscriptibles (exploitant le changement de propriétés optiques) et dans des mémoires résistives non volatiles (exploitant le changement de résistivité). Récemment (à partir de 2010), les PCM ont été introduits pour réaliser des commutateurs RF bistables. A l'heure actuelle, le GeTe est le seul type de PCM qui a été proposé pour ce type d'applications RF, grâce à ses propriétés électriques, notamment sa faible résistivité à l'état cristallin. Cependant le temps de commutation et la stabilité des propriétés du matériau dans un état donné (amorphe ou cristallin) sont des paramètres à prendre en considération pour réaliser des commutateurs RF fiables. Dans cette perspective, le  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  est un excellent candidat pour des fonctions RF, présentant un bon compromis entre la stabilité et le temps de commutation. Un des objectifs de nos travaux de recherche est d'étudier le potentiel du GST pour réaliser des commutateurs RF et de comparer leurs performances avec celles des commutateurs à base de GeTe.

La première partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude des propriétés structurales, électriques et optiques des couches minces de GST et de GeTe qui ont été réalisées au laboratoire XLIM. Dans la deuxième partie, nous présenterons les performances dans le domaine des hautes fréquences des commutateurs RF intégrant des couches minces de GST que nous avons réalisées.

### III.2. Elaboration et caractérisation des couches minces de PCM

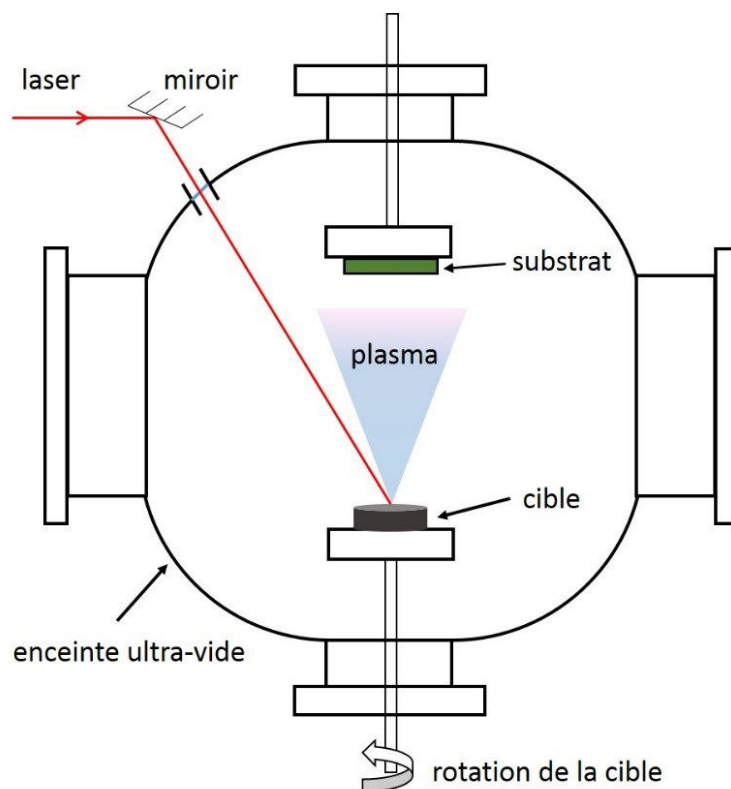
On trouve dans la littérature plusieurs techniques de dépôt utilisées pour réaliser des couches minces de PCM : la pulvérisation cathodique RF [1, 2], l'évaporation thermique [3], la technique de dépôt ALD assistée par plasma (enhanced atomic layer deposition) [4], et l'ablation laser (pulsed laser deposition- PLD) [5, 6].



A XLIM nous avons réalisé des couches minces de GST et de GeTe par ablation laser (PLD). Le principal avantage offert par la PLD est sa capacité à transférer, dans la plupart des cas, de manière stœchiométrique le matériau de la cible sur le substrat utilisé pour accueillir les couches minces réalisées [7].

### III.2.1. Réalisation des couches minces de PCM par ablation laser (PLD)

La technique de dépôt par ablation laser ou PLD (Pulsed Laser Deposition), consiste à focaliser un faisceau laser sur la surface d'une cible provoquant l'éjection (ablation) des atomes du matériau. La **Figure III.1** montre un schéma descriptif du dispositif PLD utilisé pour réaliser des couches minces de PCM. L'enceinte est équipée d'une fenêtre en tétrasyl-A à travers laquelle pénètre le faisceau laser (source laser impulsionnelle externe de type excimère KrF émettant à une longueur d'onde de 248 nm). Le faisceau est envoyé dans l'enceinte vers la cible par l'intermédiaire d'un système de miroirs. Le support de la cible est relié à un axe rotatif permettant de faire tourner la cible sur elle-même afin de renouveler la surface irradiée entre chaque tir laser pour éviter son érosion prolongée sous le faisceau laser. Sous l'effet des tirs répétitifs du laser, la matière est arrachée de la cible du matériau sous la forme d'un plasma dense et lumineux (plume). La matière éjectée acquiert une énergie suffisante pour aller se déposer sur le substrat positionné en vis-à-vis à quelques centimètres de la cible.



**Figure III.1. Schéma du dispositif expérimental PLD utilisé pour la réalisation des couches minces de PCM.**



Pour réaliser des couches minces de PCM de bonnes qualités, plusieurs paramètres spécifiques à la technique PLD sont à prendre en considération, à savoir :

- la fluence laser (énergie incidente divisée par la surface irradiée), elle est optimisée en fonction du type de matériau à déposer,
- la distance entre la cible et le porte-substrat (optimisée pour avoir un dépôt homogène sur toute la surface du substrat),
- la fréquence de répétition du laser etc.

Ces paramètres ainsi que d'autres paramètres généraux comme la pression à l'intérieure de l'enceinte et la température du substrat sont résumés dans le **Tableau III.1**.

**Tableau III.1. Principaux paramètres de dépôt optimisés pour réaliser des couches minces de GST et de GeTe.**

Fluence	6 J/cm <sup>2</sup>
Fréquence de répétition du laser	10 Hz
Distance cible-substrat	7 cm (optimisée pour des substrats de 2 x 2 cm)
Pression de travail	10 <sup>-4</sup> Pa
Température de dépôts	Ambiante ~ 25 °C
Cibles	Ge <sub>2</sub> Sb <sub>2</sub> Te <sub>5</sub> ou GeTe

En utilisant ces conditions de dépôt, nous avons réalisé des couches minces de GST et de GeTe avec des épaisseurs variant entre 50 nm et 1 µm sur des substrats de saphir (c-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>), de silicium oxydé (SiO<sub>2</sub>) et de silicium haute résistivité (Si/SiO<sub>2</sub>).

Nous tenons à préciser que nous avons réalisé, en utilisant la même technique de dépôt, des couches minces d'alumine polycristalline (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) et des films résistifs en NiCr (nécessaires pour la réalisation des commutateurs RF) ; pour ces deux types de matériaux l'énergie en sortie du laser et la fluence sont fixées à 250 mJ et à 38 J/cm<sup>2</sup> respectivement.

### III.2.2. Caractéristiques des couches minces de GST

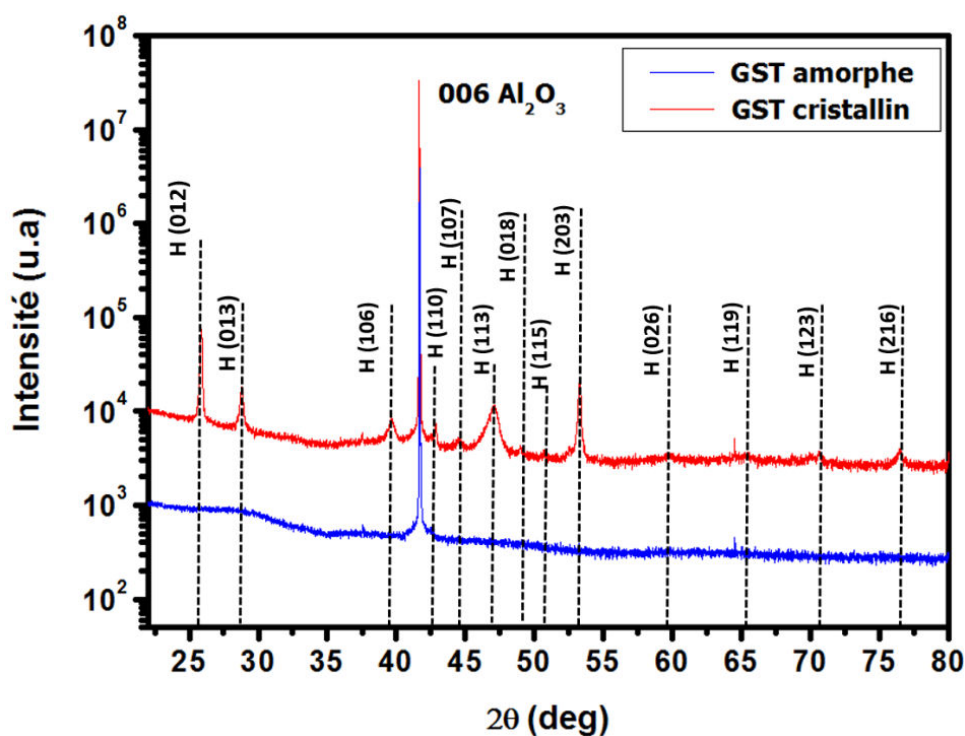
Nous avons ensuite étudié les caractéristiques des couches minces de GST et plus précisément leurs propriétés électriques (résistivité) dans les deux états :

- **Etat amorphe** : le dépôt est réalisé à température ambiante, ainsi tel qu'il est déposé, le matériau est à l'état amorphe.
- **Etat cristallin** : le dépôt est réalisé à température ambiante, l'état cristallin est obtenu en effectuant un recuit post-dépôt à une température supérieure à la température de cristallisation spécifique à chaque composition du PCM.



### III.2.2.1 Propriétés structurales des couches minces de GST

Pour étudier la structure cristallographique du matériau obtenu, nous avons réalisé des études par diffractions aux rayons X (DRX) des échantillons à l'état amorphe et à l'état cristallin (échantillon chauffé à 300°C pendant 5 minutes en utilisant une plaque chauffante). La **Figure III.2** montre le diffractogramme (DRX) d'une couche mince de GST de 100 nm d'épaisseur réalisée sur un substrat de saphir. On peut observer dans les deux états (amorphe et cristallin) la présence d'un pic intense à  $2\theta = 41,7^\circ$ , ce pic est assigné à l'orientation (006) du substrat de saphir. A l'état amorphe (courbe bleue sur la **Figure III.2**), le spectre DRX de l'échantillon, ne présente aucun pic de diffraction. A l'état cristallin (courbe rouge sur la **Figure III.2**), nous observons l'apparition de différents pics correspondant aux diverses orientations de la phase cristalline hexagonale stable du GST (hcp) [8].



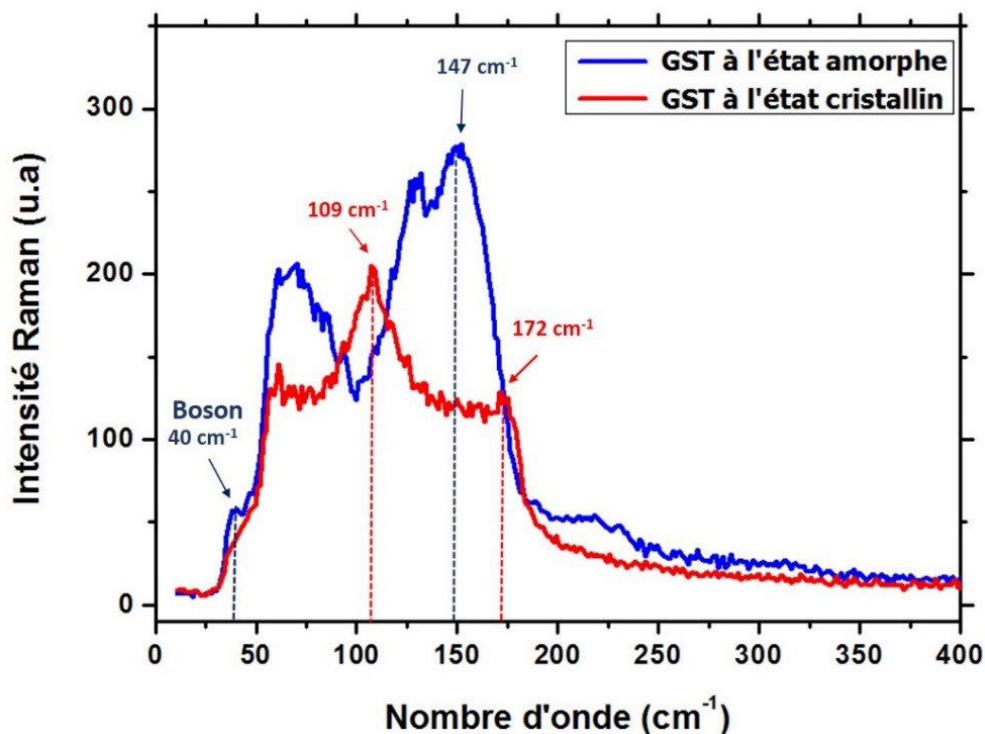
**Figure III.2.** Spectre de diffraction (DRX) caractéristique d'une couche mince de GST à l'état amorphe et à l'état cristallin.

Le processus de cristallisation (température de chauffage et durée) est un paramètre clé définissant les propriétés structurales du matériau à l'état cristallin. Il a été rapporté qu'à partir d'une température de l'ordre de 140°C, le GST montre ses premiers changements structuraux en passant d'un état amorphe à un état cristallin intermédiaire métastable et présente une structure cubique à faces centrées (fcc) [8, 9]. En augmentant la température de chauffage, le matériau peut présenter à la fois la phase cubique (fcc) et la phase hexagonale (hcp) [9]. D'une



façon générale, au-delà de  $\sim 300^\circ\text{C}$ , le GST acquiert son état cristallin final et se transforme entièrement en phase cristalline hexagonale (hcp) [3, 9].

Pour compléter ces résultats, nous avons réalisé des études par spectroscopie Raman. La **Figure III.3** présente les spectres Raman typiques d'une couche de GST de 100 nm d'épaisseur à l'état amorphe et à l'état cristallin (respectivement courbe bleue et courbe rouge sur la **Figure III.3**). Le spectre Raman du GST à l'état amorphe se distingue par la présence d'un pic à  $40\text{ cm}^{-1}$  connu sous le nom de pic Boson (caractéristique typique des matériaux amorphes [10]) et d'un pic centré autour de  $\sim 147\text{ cm}^{-1}$  assigné au mode de vibration de la liaison de type Te-Te [11]. A l'état cristallin, le spectre Raman révèle notamment la présence de deux pics : un à  $109\text{ cm}^{-1}$  qu'on peut attribuer au mode de vibration de la liaison hétéro polaire tétraédrique du  $\text{GeTe}_4$  et/ou pyramidale du  $\text{SbTe}_3$  [12] et le deuxième pic à  $172\text{ cm}^{-1}$  qui est dû à la structure hexagonale du GST [8].



**Figure III.3.** Spectre Raman d'une couche mince de GST de 100 nm d'épaisseur préparée dans les deux états : amorphe et cristallin (chauffage à  $300^\circ\text{C}$ ).

### III.2.2.2 Propriétés électriques et optiques des couches minces de GST et de GeTe

La variation de la résistance  $R$  d'une couche mince de GST de  $1\ \mu\text{m}$  d'épaisseur en fonction de la température a été enregistrée en utilisant un dispositif planaire à deux terminaux (deux pointes métalliques espacées de 2 mm, posées sur la surface de la couche de PCM). Une variation typique de la résistance du dispositif pendant un cycle de chauffage ( $25^\circ\text{C}$  à  $240^\circ\text{C}$ ) suivi d'un cycle de refroidissement ( $240^\circ\text{C}$  à  $25^\circ\text{C}$ ) est rapportée sur la **Figure III.4**. Tel qu'il



est fabriqué, le GST est à l'état amorphe présentant une forte résistivité, la résistance mesurée entre les deux pointes est de l'ordre 50 MΩ. Durant le cycle de chauffage du dispositif, la résistance du dispositif diminue progressivement et finit par diminuer brutalement autour d'une température de l'ordre de 165°C (température de cristallisation du GST). Au-delà de cette température et durant le cycle de refroidissement (240°C à 25°C), le matériau conserve son état cristallin jusqu'à la température ambiante, ce qui témoigne du caractère non volatile du changement de résistivité que présente le GST.

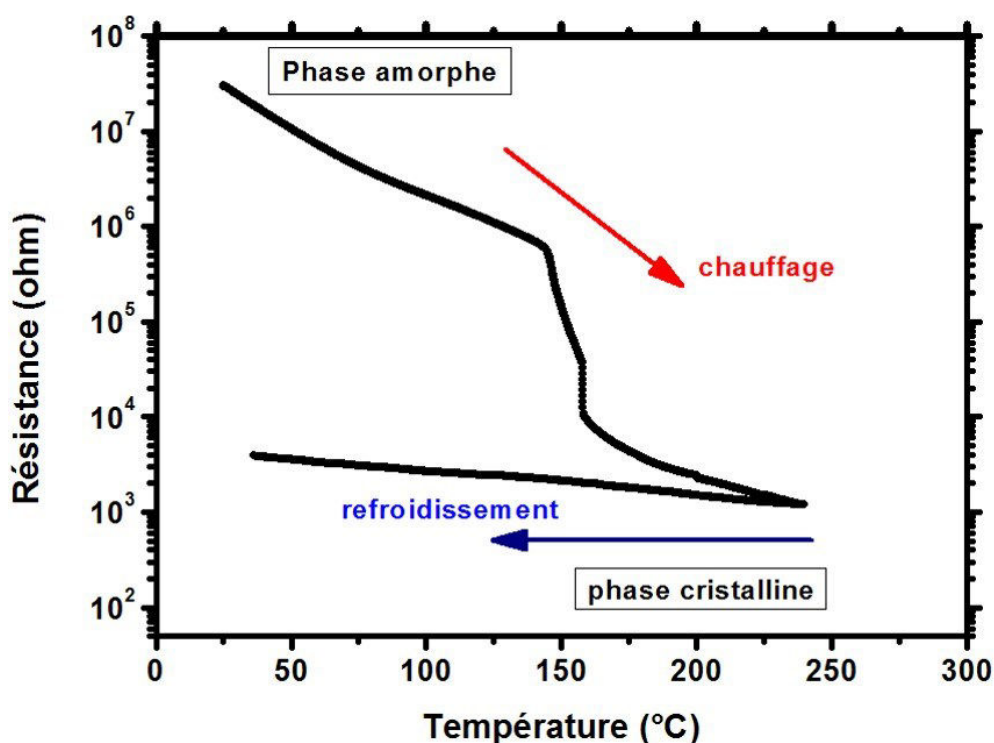
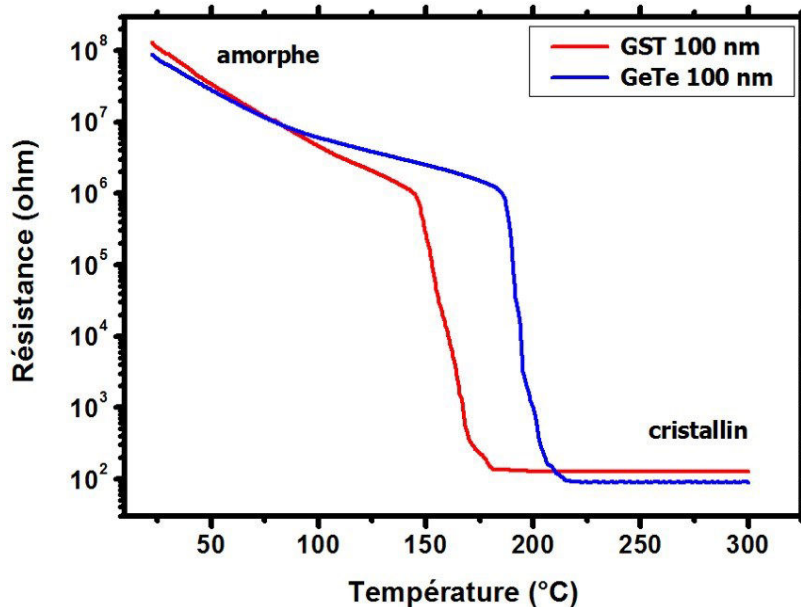


Figure III.4. Variation de la résistance électrique en fonction de la température, réalisée sur une couche mince de GST de 1 µm d'épaisseur.

La Figure III.5 montre la variation de la résistance (mesurée entre deux pointes métalliques présentant un espacement de 2 mm) en fonction de la température d'une couche mince de GST (courbe rouge) et d'une couche mince de GeTe (courbe bleue) de 100 nm d'épaisseur chacune. Nous pouvons observer sur le graphique que les deux caractéristiques présentent le même profil. Lorsque les deux matériaux sont à l'état amorphe, nous mesurons une forte résistance  $R \sim 100$  MΩ. Le changement de phase amorphe-cristallin a lieu à 165°C pour le GST et à  $\sim 200$  °C pour le GeTe. Le rapport de changement de résistance entre les deux états est au voisinage de  $1 \times 10^6$  pour les deux matériaux, ce qui est du même ordre de grandeur que les valeurs rapportées dans la littérature [3, 13].







**Figure III.5.** Variation de la résistance en fonction de la température pour des couches minces de GST et de GeTe de 100 nm d'épaisseur.

Nous pouvons observer également sur les courbes de la **Figure III.5** que le GeTe présente une résistance à l'état cristallin plus faible que celle du GST. La résistance mesurée à l'état cristallin du dispositif à base de GeTe ( $\sim 90 \Omega$ ) est inférieure à celle du GST ( $\sim 125 \Omega$ ). On a pu vérifier ceci à travers des mesures de résistivité électrique sur des couches minces de GST et de GeTe pour plusieurs épaisseurs, en utilisant la technique de mesure à quatre pointes. Comme on peut le voir sur le **Tableau III.2**, pour différentes épaisseurs (100, 200 et 400 nm) la résistivité du GST à l'état cristallin est systématiquement supérieure à celle du GeTe mais elle reste tout de même compatible avec des applications de type commutateurs RF surtout pour les épaisseurs les moins importantes ( $\rho_{(100 \text{ nm})} \sim 2,51 \times 10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$ ).

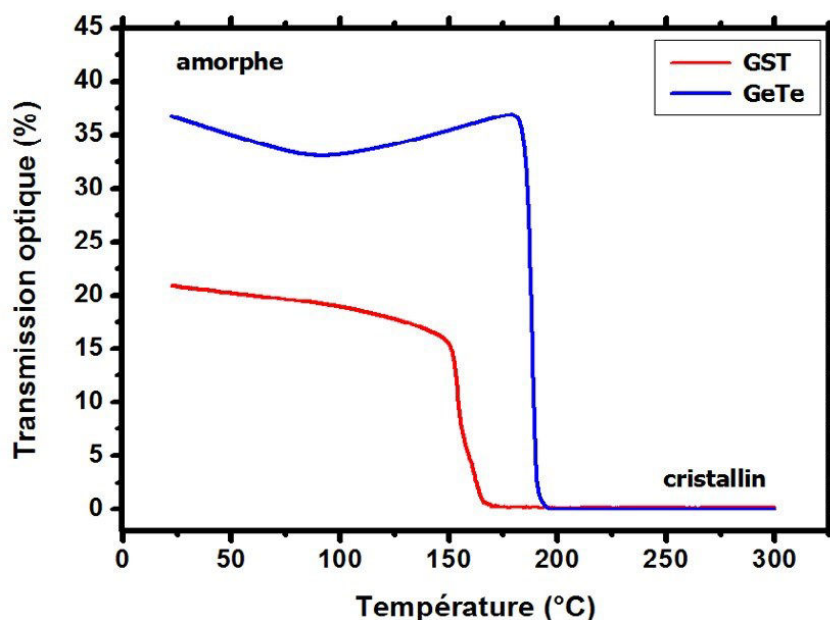
**Tableau III.2.** Mesure de la résistivité à l'état cristallin des couches minces de GST et de GeTe de différentes épaisseurs obtenues sur des substrats de saphir.

Epaisseur (nm)	GST	GeTe
	$\rho$ cristallin ( $\Omega \cdot \text{cm}$ )	$\rho$ cristallin ( $\Omega \cdot \text{cm}$ )
100	$2,51 \times 10^{-4}$	$1,12 \times 10^{-4}$
200	$8,53 \times 10^{-4}$	$2,52 \times 10^{-4}$
400	$1,12 \times 10^{-3}$	$5,13 \times 10^{-4}$

Les effets de changement de phase amorphe-cristallin peuvent également s'observer au niveau des propriétés optiques des couches minces de PCM. Pour ceci, nous avons enregistré la variation de la transmission optique des deux échantillons (GST et GeTe de 100 nm d'épaisseur) soumis à un cycle de chauffage de 25 à 300°C (transmission large bande de l'émission large bande d'une lampe de microscope enregistrée avec une caméra CCD). Comme

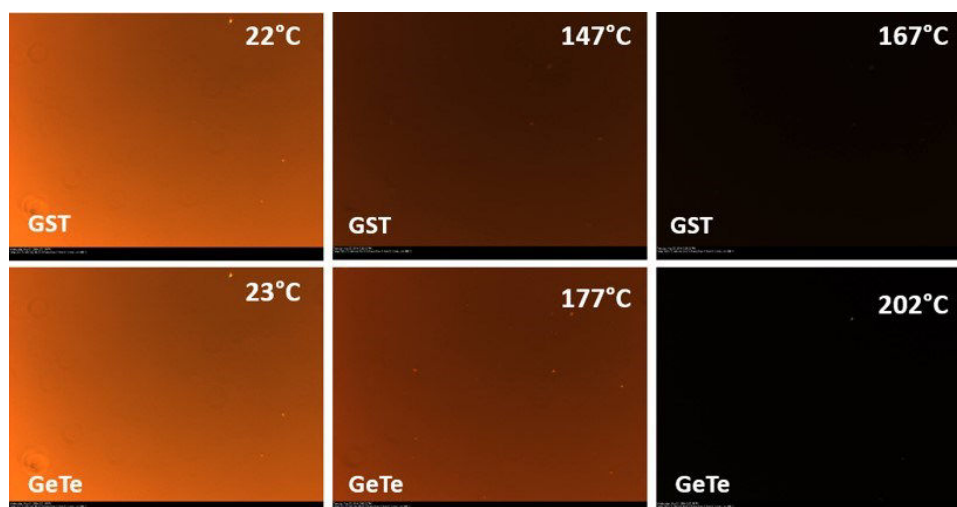


le montre la **Figure III.6**, nous observons une importante variation de la transmission optique autour de la température de cristallisation typique à chaque matériau. En effet, l'état amorphe est caractérisé par une transmission optique élevée (~ 37 % pour le GeTe et ~ 21 % pour le GST), contrairement à l'état cristallin où la transmission optique est pratiquement nulle (0 % pour les deux matériaux).



**Figure III.6.** Evolution de la transmission optique des couches minces de PCM (GST et GeTe), de 100 nm d'épaisseur, durant un cycle de chauffage de 25 à 300°C.

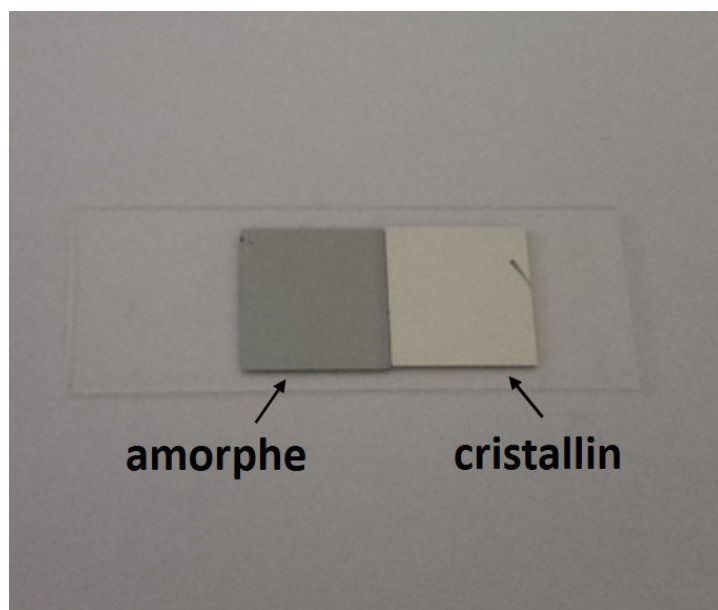
En même temps, nous avons enregistré les images des deux échantillons à différentes températures pendant le cycle de chauffage. Comme le montre la **Figure III.7**, les deux matériaux deviennent opaques pour des températures supérieures à la température de cristallisation.



**Figure III.7.** Images prises par caméra CCD des deux échantillons à différentes températures pendant le cycle de chauffage.



La couche mince de GST préparée dans les deux états (amorphe et cristallin) présente également des propriétés optiques qui peuvent être observées à l'œil nu. Comme on peut l'observer sur la **Figure III.8**, à l'état amorphe (tel qu'il est déposé), le GST présente une couleur plus sombre que celle du matériau à l'état cristallin (après un chauffage à 300°C).



**Figure III.8. Photographie de deux couches minces de GST de 100 nm d'épaisseur préparées dans les deux états : amorphe (tel qu'il est déposé) et cristallin (après un chauffage à 350°C).**

Ceci est expliqué par une différence de réflectance optique caractérisant chaque état : à l'état amorphe la couche de GST a tendance à absorber la lumière (donc une surface moins réfléchissante) contrairement à l'état cristallin où la lumière est totalement réfléchi (surface réfléchissante), d'où la différence de couleur observée sur les deux échantillons.

Grâce aux modifications des propriétés électriques et optiques observées lors du changement de phase amorphe-cristallin, les PCM ont été largement employés ces dernières années dans la conception des mémoires non volatiles (disques optiques et mémoires résistives) [14]. Aujourd'hui le  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  est la composition la plus utilisée car elle présente des avantages par rapport à d'autres types d'alliages : un faible temps de commutation ( $\sim 10 - 100$  ns), des temps de rétention (capacité de garder en mémoire l'information à une température donnée) de l'ordre de 10 ans à 85°C et une durée de vie qui dépasse  $10^9$  cycles ON/OFF [14, 15, 16].

Nous nous proposons maintenant d'étudier le potentiel du matériau GST pour réaliser des commutateurs RF bistables performants, dans plusieurs configurations : une configuration verticale de type MIM (Métal/Isolant/Métal) et une configuration planaire.

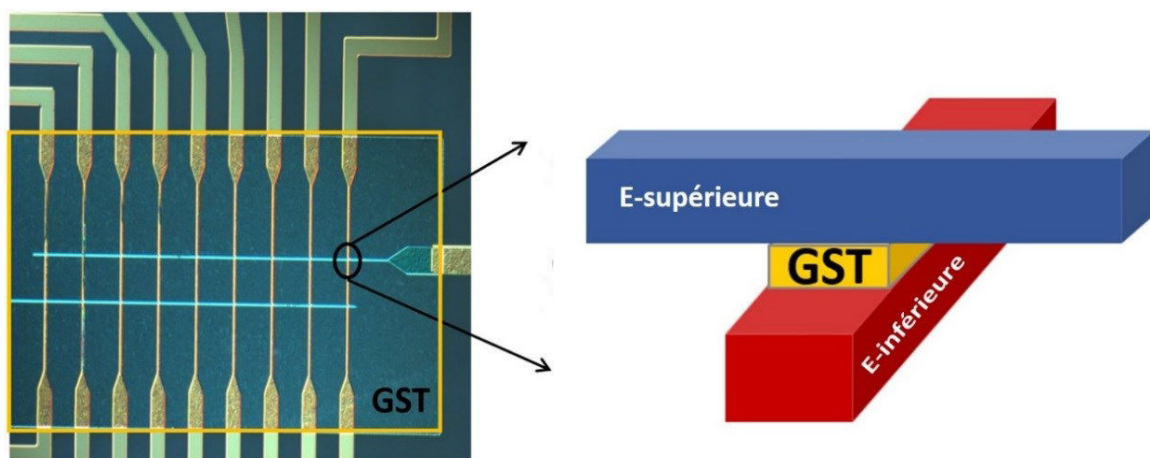


### III.3. Intégration du GST dans des dispositifs en configuration MIM

Grâce à leurs petites dimensions, les dispositifs à configuration verticale ou MIM (Métal/Isolant/Métal) sont largement déployés dans la conception des mémoires résistives à base de PCM, offrant ainsi des solutions en termes de capacité de stockage (un maximum de cellules mémoires dans une surface réduite) et de consommation d'énergie (faibles tensions de programmation SET/RESET). De ce point de vue, les dispositifs en configuration MIM adaptés aux applications RF pourraient présenter un réel intérêt pour réaliser des commutateurs RF.

#### III.3.1. Commutateurs électriques DC en configuration MIM intégrant des couches minces de GST

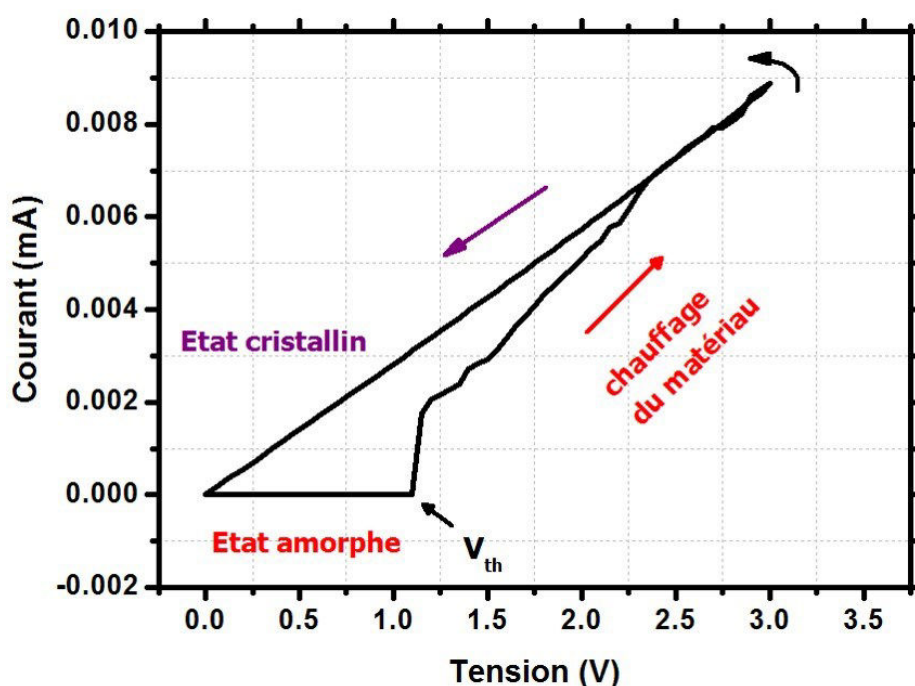
La conception des commutateurs DC de type MIM consiste à intégrer une couche mince de GST entre deux électrodes métalliques parallèles. Le processus de fabrication commence par la réalisation des électrodes inférieures en utilisant une étape de photolithographie, un dépôt métallique en Ti/Pt (5-25 nm) par évaporation par faisceau d'électrons et un processus de lift-off. Au-dessus des électrodes inférieures ainsi définies, nous avons déposé des motifs rectangulaires de GST en utilisant la technique du lift-off (photolithographie optique, dépôt de 70 nm de GST par ablation laser). Finalement les électrodes supérieures (orientées orthogonalement aux électrodes inférieures) en Ti/Au (6-100 nm) sont réalisées par la même méthode utilisée pour obtenir les électrodes inférieures. La largeur des deux électrodes (inférieure et supérieure) définit les dimensions du dispositif MIM final. Nous avons réalisé ainsi des dispositifs avec plusieurs dimensions, de  $3 \times 3$ ,  $5 \times 5$ , et  $9 \times 9 \mu\text{m}^2$ , respectivement. La **Figure III.9** montre une photographie par microscopie optique d'un circuit typique réalisé intégrant plusieurs dispositifs MIM de dimensions  $9 \times 9 \mu\text{m}^2$ .



**Figure III.9. Dispositifs en configuration MIM de dimension  $9 \times 9 \mu\text{m}^2$  intégrant une couche mince de GST (70 nm).**



La caractéristique courant-tension (I-V) des dispositifs réalisés est enregistrée de la même façon que pour les dispositifs à base de VO<sub>2</sub> présentée dans le **chapitre II**. Le circuit électrique comprend le dispositif à base de GST, une résistance en série et un source-mètre de type Keithley 2612A. La mesure consiste à appliquer une rampe de tension (signal triangulaire en temps) et à mesurer le courant à travers le dispositif. La **Figure III.10** montre la caractéristique I-V typique d'un dispositif MIM de dimension 5 x 5 μm<sup>2</sup>, intégrant une couche mince de GST de 70 nm d'épaisseur, connecté en série avec une résistance de 100 Ω. Comme on peut le voir sur le graphique, pour des tensions inférieures à ~ 1,1 V, le matériau reste à l'état amorphe, caractérisé par une forte résistivité. Dans cet état la résistance mesurée entre les deux électrodes est de l'ordre de 1,2 MΩ, ce qui explique les faibles valeurs du courant traversant le dispositif (I ~ 0,1 μA). A partir d'une tension seuil (V<sub>th</sub> = 1,1 V) nous remarquons une augmentation considérable du courant dans le dispositif. Ainsi, le matériau commence à chauffer (par effet Joule) et débute sa transformation vers un état cristallin. Durant le cycle inverse (lorsqu'on diminue la tension de 3 à 0 V), le courant traversant le dispositif diminue progressivement et le matériau reste à l'état cristallin même à faible résistivité. Contrairement au VO<sub>2</sub>, le GST ne revient pas à son état initial et garde son état cristallin durant le cycle de diminution de la tension.



**Figure III.10.** Caractéristique I-V d'un dispositif en configuration MIM de dimension 5x5 μm<sup>2</sup>, intégrant une couche mince de GST de 70 nm d'épaisseur.



### III.3.2. Commutateurs RF en configuration MIM intégrant un motif de GST

La fabrication des commutateurs RF est similaire à celle des dispositifs MIM à deux terminaux décrits précédemment. La différence réside dans le fait que les motifs de GST sont intégrés dans des guides d'ondes coplanaires (CPW) adaptés à la transmission de signaux RF. Les commutateurs RF sont réalisés sur des substrats de saphir. Les **Figures III 11.a** et **11.b** montrent respectivement une photographie par microscopie optique d'un commutateur typique que nous avons réalisé et un schéma en coupe transversale du dispositif montrant la capacité MIM [17]. La fabrication commence par le dépôt des électrodes inférieures en Ti/Pt (7/33 nm) obtenues par évaporation par faisceau d'électrons. Au-dessus de ces électrodes ainsi définies, des motifs de GST de 100 nm d'épaisseur sont déposés par ablation laser ; il s'en suit un dépôt métallique en Ti/Au (10-250 nm) obtenu par évaporation par faisceau d'électrons définissant les électrodes supérieures et les guides d'ondes coplanaires (CPW). Dans cette configuration MIM, l'espacement entre les deux électrodes est défini par l'épaisseur de la couche de GST (ici, 100 nm).

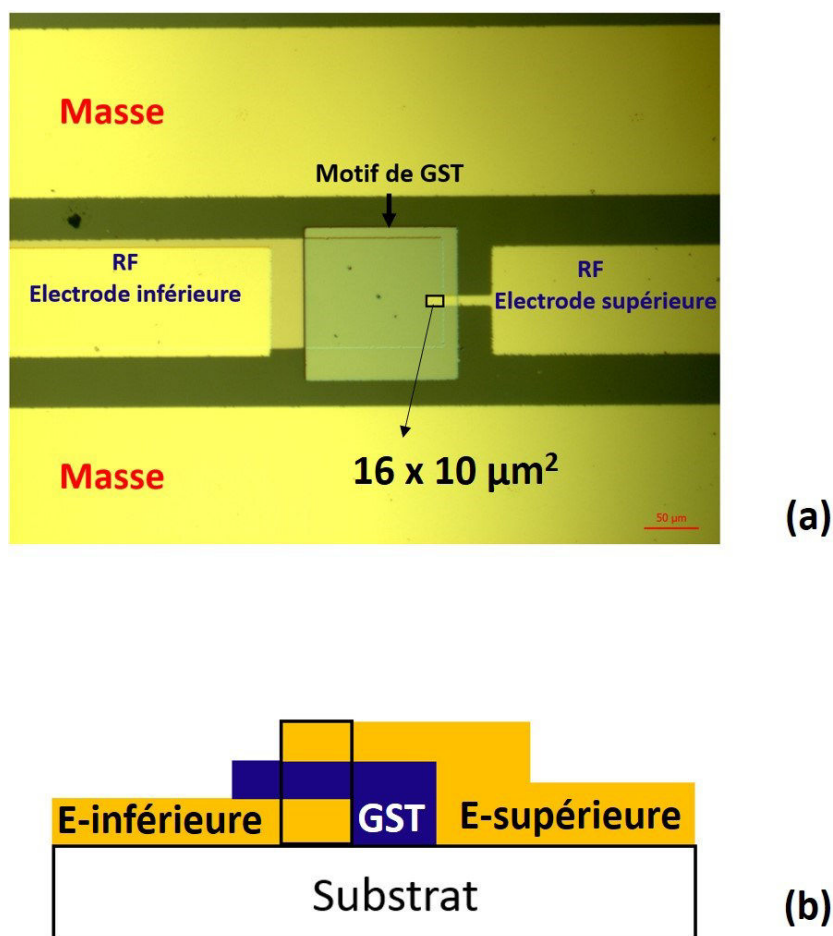
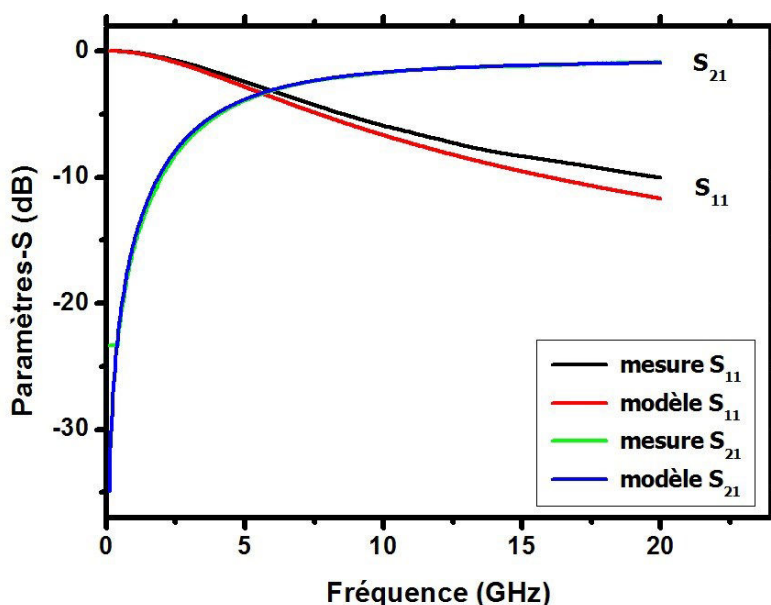


Figure III.11. en (a). Photographie par microscopie optique d'un commutateur RF intégrant un film mince de GST en configuration MIM (vue de dessus), en (b). Schéma de la coupe transversale du dispositif [17].





La **Figure III.12** montre l'évolution des paramètres S ( $S_{21}$  et  $S_{11}$ ) mesurés et modélisés du commutateur RF présenté sur la **Figure III.11.a**. Tel qu'il est fabriqué, le matériau GST est à l'état amorphe, présentant une forte résistivité. Dans cet état, la résistance du dispositif est de l'ordre de  $1,26 \times 10^6 \Omega$  correspondant à une isolation de l'ordre de 9 dB à 2 GHz. Pour des fréquences supérieures à 3 GHz l'isolation du dispositif se dégrade et atteint des valeurs de l'ordre 2 dB à 20 GHz (**Figure III.12**). La valeur de la capacité du dispositif à l'état amorphe,  $C_{\text{off}} \sim 280$  fF, est extraite en modélisant le dispositif avec un circuit électrique équivalent (une résistance  $R_{\text{off}}$  en parallèle à une capacité  $C_{\text{off}}$ ) [17]. Le niveau d'isolation obtenu n'est pas satisfaisant pour réaliser des commutateurs RF à forte isolation à l'état OFF à des fréquences supérieures à 2 GHz. Ce faible niveau d'isolation est dû essentiellement aux dimensions du dispositif MIM (la surface des électrodes en regard, ici  $16 \times 10 \mu\text{m}^2$ ) qui se traduit par une forte capacité  $C_{\text{off}}$  (280 fF).



**Figure III.12.** Paramètres S mesurés et modélisés à l'état OFF (GST à l'état amorphe) d'un commutateur RF en configuration MIM de dimension  $10 \times 16 \mu\text{m}^2$  intégrant un motif de GST d'épaisseur 100 nm [17].

En s'intéressant aux performances électriques du commutateur à l'état ON, il a été possible de faire transiter le matériau de l'état amorphe à l'état cristallin en appliquant une tension entre les deux électrodes RF du dispositif. La caractéristique I-V enregistrée lors de cette opération est montrée dans la **Figure III.13**.



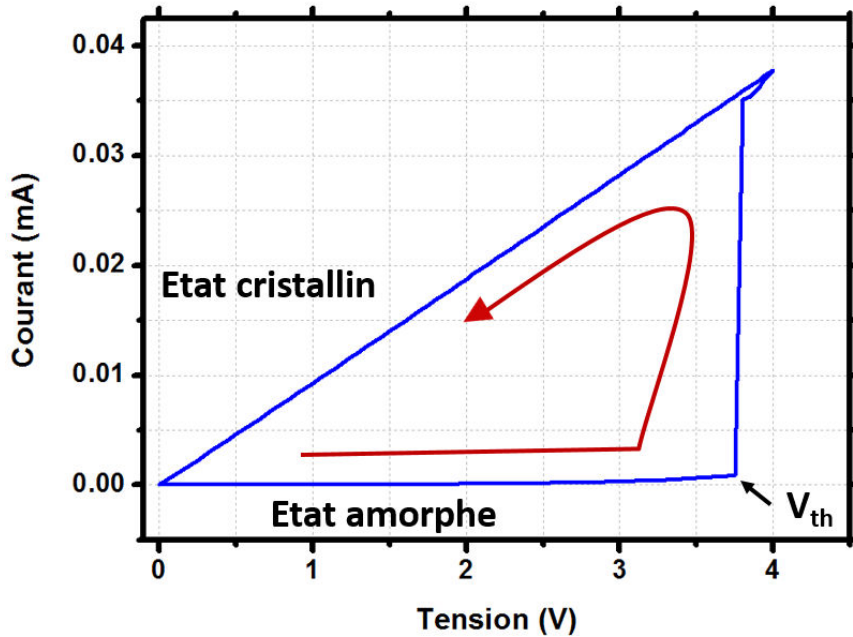


Figure III.13. Caractéristique I-V du dispositif mettant en évidence le déclenchement électrique du changement de phase amorphe-cristallin.

Nous pouvons observer sur ce graphique que le changement de phase amorphe-cristallin a eu lieu à une faible tension ( $< 4$  V), le GST se transforme alors à l'état cristallin ayant une faible résistivité. Dans cet état nous avons mesuré une résistance  $R_{on}$  de l'ordre de  $10,4 \Omega$  correspondant à  $\sim 2,5$  dB de perte d'insertion jusqu'à 20 GHz (Figure III.14).

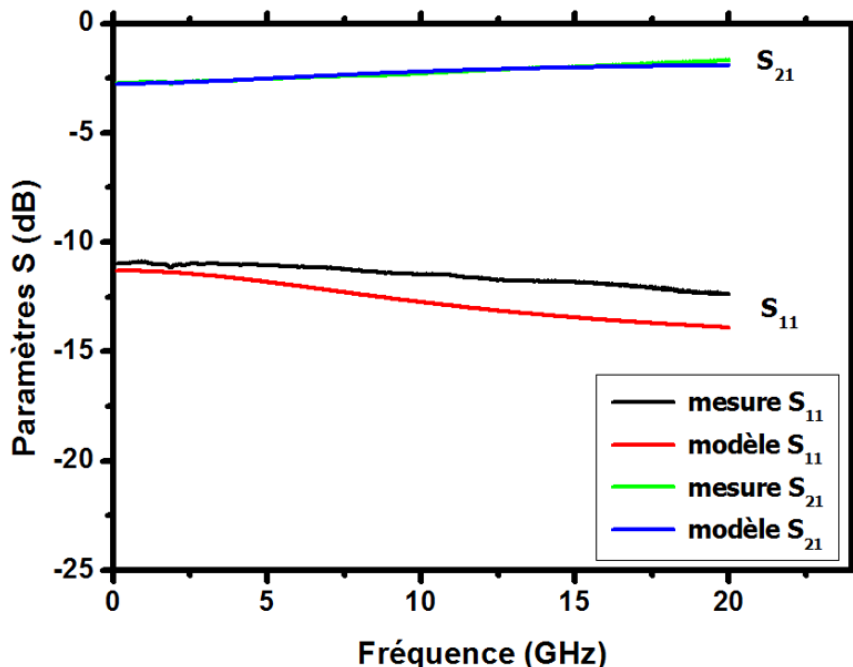


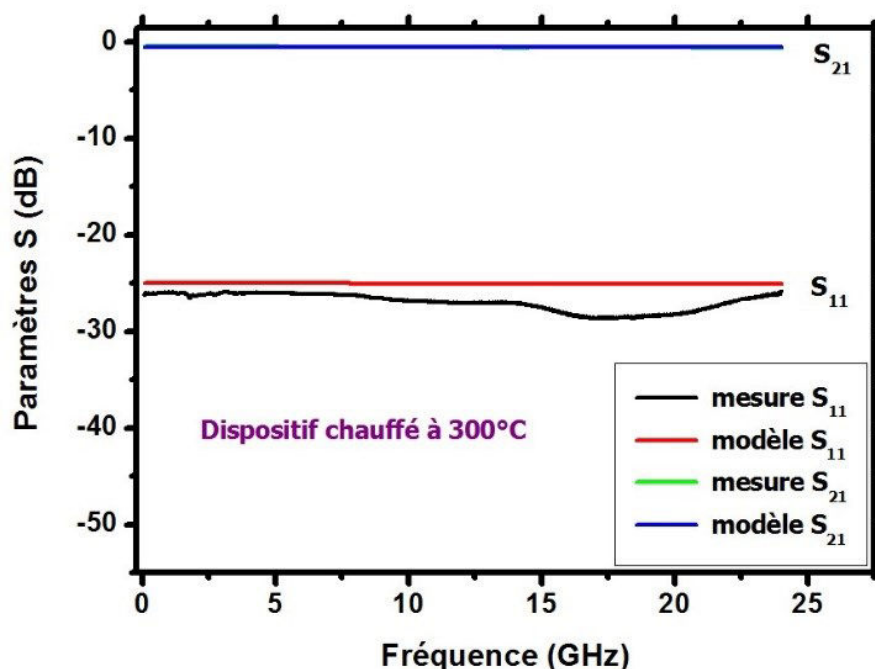
Figure III.14. paramètres S mesurés et modélisés à l'état cristallin lors d'une activation électrique [17].

La forte valeur enregistrée pour  $R_{on}$  peut être expliquée par le fait que le motif de GST inséré entre les deux électrodes est partiellement cristallisé lors du processus de cristallisation.





Nous pensons ainsi que le chauffage induit par effet Joule lors de l'application d'une tension entre les deux électrodes du dispositif n'était pas suffisant pour transformer tout le volume de GST à l'état cristallin. Pour vérifier notre hypothèse nous avons donc chauffé le dispositif à 300 °C pendant cinq minutes. De cette façon, nous nous assurons d'avoir cristallisé tout le volume du matériau présent entre les deux électrodes RF. Les résultats des paramètres S mesurés après cette étape sont montrés sur la **Figure III.15**. Par rapport aux mesures précédentes (chauffage par effet Joule), la résistance extraite  $R_{on}$  diminue considérablement, en passant de 10  $\Omega$  à 3,75  $\Omega$ , ce qui correspond à des pertes d'insertion de l'ordre de  $\sim 0,4$  dB jusqu'à 24 GHz.



**Figure III.15.** Paramètres S mesurés et modélisés à l'état cristallin (lors d'un chauffage direct du dispositif à 300°C) du commutateur montré dans la Figure III.11.a.

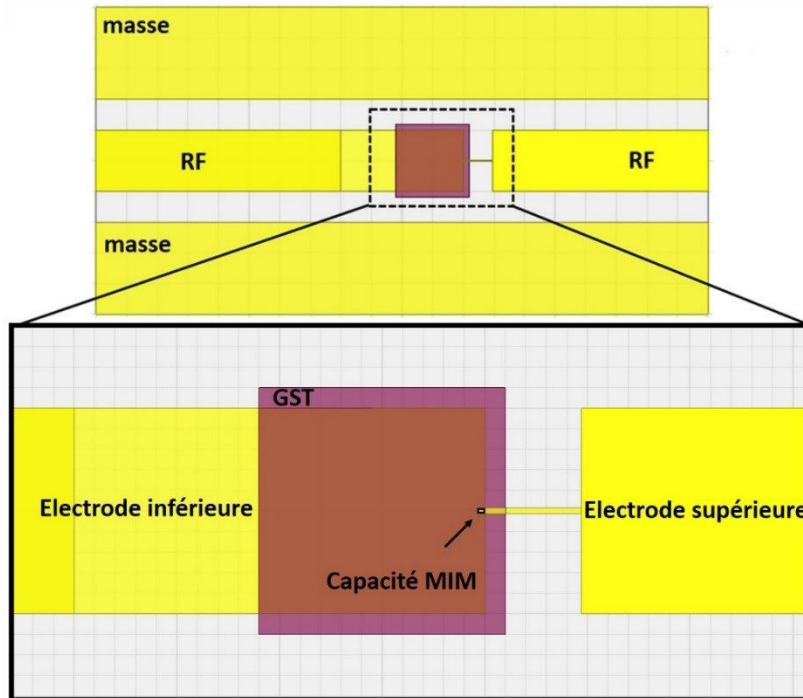
En conclusion de cette partie, nous avons constaté que les performances électriques des commutateurs RF en configuration MIM à l'état OFF (isolation) dépendent des dimensions du dispositif et des paramètres intrinsèques du matériau (GST) inséré entre les deux électrodes. En effet la valeur d'une capacité MIM s'exprime sous la forme :

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{e}$$

avec  $\epsilon_0$  : permittivité du vide ( $\sim 8,842 \cdot 10^{-12}$  Fm<sup>-1</sup>),  $\epsilon_r$  : permittivité relative du GST à l'état amorphe ( $\sim 20$ ), S : la surface des électrodes en regard (surface de la capacité MIM) et e l'épaisseur du matériau.

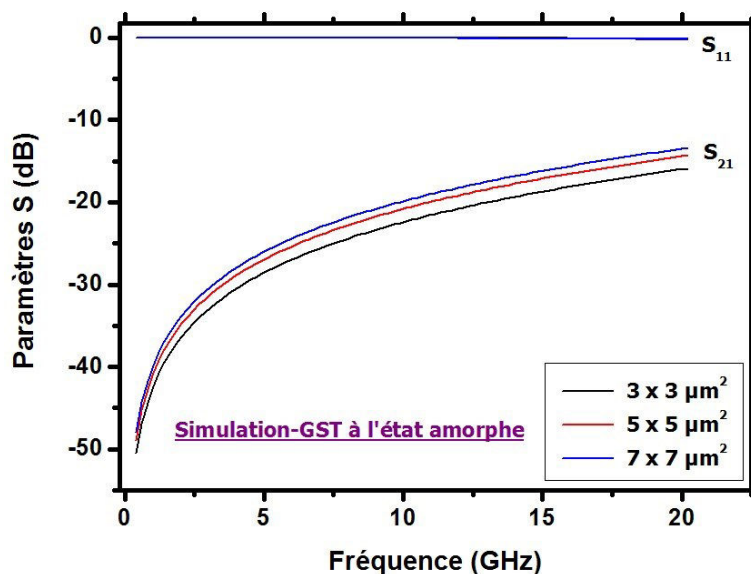


Ainsi, le niveau d'isolation à l'état OFF peut être amélioré en diminuant les dimensions des dispositifs (la surface des électrodes en regard) mais aussi en augmentant l'épaisseur de la couche du GST. Nous avons réalisé des simulations sous HFSS 13.0 de la structure présentée dans la **Figure III.16** en diminuant les dimensions globales de la capacité MIM.



**Figure III.16.** Schéma de la topologie du circuit utilisée pour simuler les paramètres S sous HFSS.

Sur la **Figure III.17** nous présentons les paramètres S simulés des commutateurs RF présentant des dimensions  $3 \times 3$ ,  $5 \times 5$  et  $7 \times 7 \mu\text{m}^2$ , pour une épaisseur de GST constante égale à 100 nm.



**Figure III.17.** Simulation des paramètres S des commutateurs RF en configuration MIM pour différentes dimensions ( $3 \times 3$ ,  $5 \times 5$  et  $7 \times 7 \mu\text{m}^2$ ) pour une épaisseur de GST de 100 nm.



Comme on peut le voir sur le graphique, pour cette gamme de dimensions, le niveau d'isolation peut atteindre des valeurs acceptables pour des applications RF (13 dB jusqu'à 20 GHz). Pour une couche de GST de 100 nm, nous estimons que les valeurs de capacité  $C_{off}$  de ces dispositifs seraient inférieures à 16 fF.

Pour diminuer la valeur de la capacité  $C_{off}$ , une autre solution consiste à réaliser des composants en configuration planaire en intégrant dans le même plan les électrodes RF et le matériau (GST). Dans ce cas, la valeur de la capacité ( $C_{off}$ ) dépendra uniquement de l'espacement entre les deux électrodes RF. D'une autre part, Il a été démontré dans des travaux portant sur les commutateurs RF à base de GeTe, que les composants en configuration planaires sont meilleurs en termes de tenue en puissance que les dispositifs en configuration MIM [18, 19]. Ainsi nos efforts de recherche se sont tournés vers le développement des commutateurs RF en configuration planaires.

## III.4. Commutateurs RF planaires à base de $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$

### III.4.1. Commutateurs RF planaires à deux terminaux intégrant un motif de GST

Lors d'une étude préliminaire, nous avons réalisé des commutateurs RF planaires à deux terminaux (2T) préparés dans les deux états (amorphe / cristallin) par chauffage direct (en utilisant une plaque chauffante pour chauffer le dispositif). La conception de ces dispositifs consiste à intégrer un motif de GST de longueur  $L_g$  dans une ligne de transmission RF (CPW) adaptée 50  $\Omega$ . Les commutateurs RF sont fabriqués sur des substrats de saphir, en utilisant les technologies de micro fabrication en salle blanche. Un processus à deux niveaux de masque est utilisé pour réaliser nos circuits. Premièrement, des motifs de GST de 100 nm d'épaisseur sont obtenus par photolithographie, dépôt par ablation laser et un processus de lift-off. Deuxièmement, (au-dessus des motifs de GST) une couche de métallisation en Ti/Au (10 - 250 nm) définissant les lignes coplanaires, est obtenue par photolithographie, dépôt par évaporation par faisceau d'électrons et un processus de lift-off. La **Figure.III.18** montre une vue par microscope optique d'un dispositif typique, avec la ligne de signal CPW séparée par un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  [17].



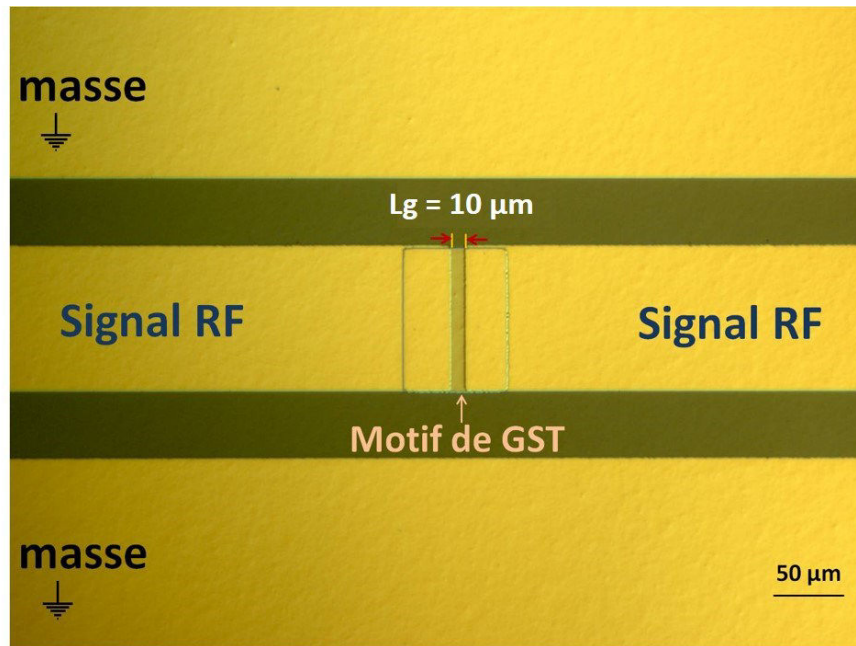


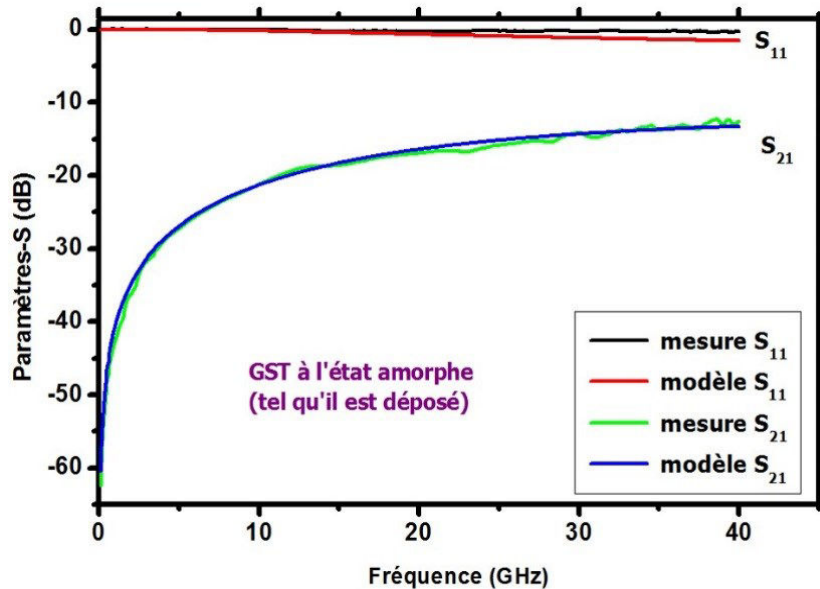
Figure III.18. Commutateur RF planaire intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  [17].

Les performances électriques de ces commutateurs sont mesurées dans les deux états :

- tel qu'il est fabriqué, le GST est à l'état amorphe présentant une forte résistivité, ce qui correspond à l'état OFF du commutateur.
- après un chauffage direct du dispositif au-delà de la température de cristallisation du GST, ce dernier se transforme à l'état cristallin à faible résistivité, ce qui correspond à l'état ON du commutateur.

La **Figure III.19** montre les paramètres  $S$  mesurés et modélisés (en utilisant un circuit équivalent simple) du dispositif montré dans la **Figure III.18** ( $L_g = 10 \mu\text{m}$ ), lorsque le GST est à l'état amorphe. Dans cet état le dispositif présente une forte résistance de l'ordre de  $6,47 \text{ M}\Omega$  correspondant une isolation supérieure à  $16 \text{ dB}$  jusqu'à  $40 \text{ GHz}$ . A l'état OFF, le dispositif peut être modélisé par une résistance ( $R_{\text{off}} = 6,47 \text{ M}\Omega$ ) en parallèle avec une capacité  $C_{\text{off}}$  qui est de l'ordre de  $13,7 \text{ fF}$  [17].





**Figure III.19. Paramètres S mesurés et modélisés d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur 10  $\mu\text{m}$  à l'état OFF (GST à l'état amorphe) [17].**

Le processus de cristallisation (changement de phase de l'état amorphe à l'état cristallin) est une étape clé dans la réalisation des commutateurs RF à base de matériaux à changement de phase [20]. En effet, la résistivité du matériau à l'état cristallin définit la résistance  $R_{\text{on}}$  du commutateur et par la suite le niveau des pertes d'insertion : plus la résistivité est faible plus les pertes d'insertion du dispositif sont faibles. Rappelons que les mesures de résistivité en fonction de la température effectuées sur les couches minces du GST (Figure III.4) montrent que le GST subit un changement de phase amorphe-cristallin autour d'une température ( $T_c$ ) de  $\sim 165^\circ\text{C}$ . Nous avons ainsi chauffé le dispositif pendant 5 minutes à trois températures différentes ( $250^\circ\text{C}$ ,  $275^\circ\text{C}$  et  $300^\circ\text{C}$ ) puis mesuré pour chacune de ces températures les pertes d'insertion d'un commutateur intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$ . Les mesures des paramètres en transmission  $S_{21}$  sont montrées dans la **Figure III.20.a**. Nous remarquons que pour un chauffage à  $250^\circ\text{C}$  et à  $275^\circ\text{C}$ , les pertes d'insertion restent élevées (supérieures à 1,9 dB jusqu'à 40 GHz), ce qui correspond à des résistances de fortes valeurs (20 à 35  $\Omega$ ). Pour un chauffage à  $300^\circ\text{C}$ , les pertes d'insertion diminuent et atteignent des valeurs satisfaisantes, elles sont de l'ordre de 0,8 dB jusqu'à 20 GHz correspondant à une résistance  $R_{\text{on}}$  de l'ordre de 7  $\Omega$ . Les mesures des paramètres  $S_{11}$  sont reportées dans la **Figure 2.III.b**. Ce paramètre définit les pertes réfléchies vers l'entrée du circuit dans le cas d'une transmission avec des pertes. Ainsi le paramètre  $S_{11}$  diminue lorsque les pertes d'insertion ( $S_{21}$ ) sont minimales ( $300^\circ\text{C}$ ).



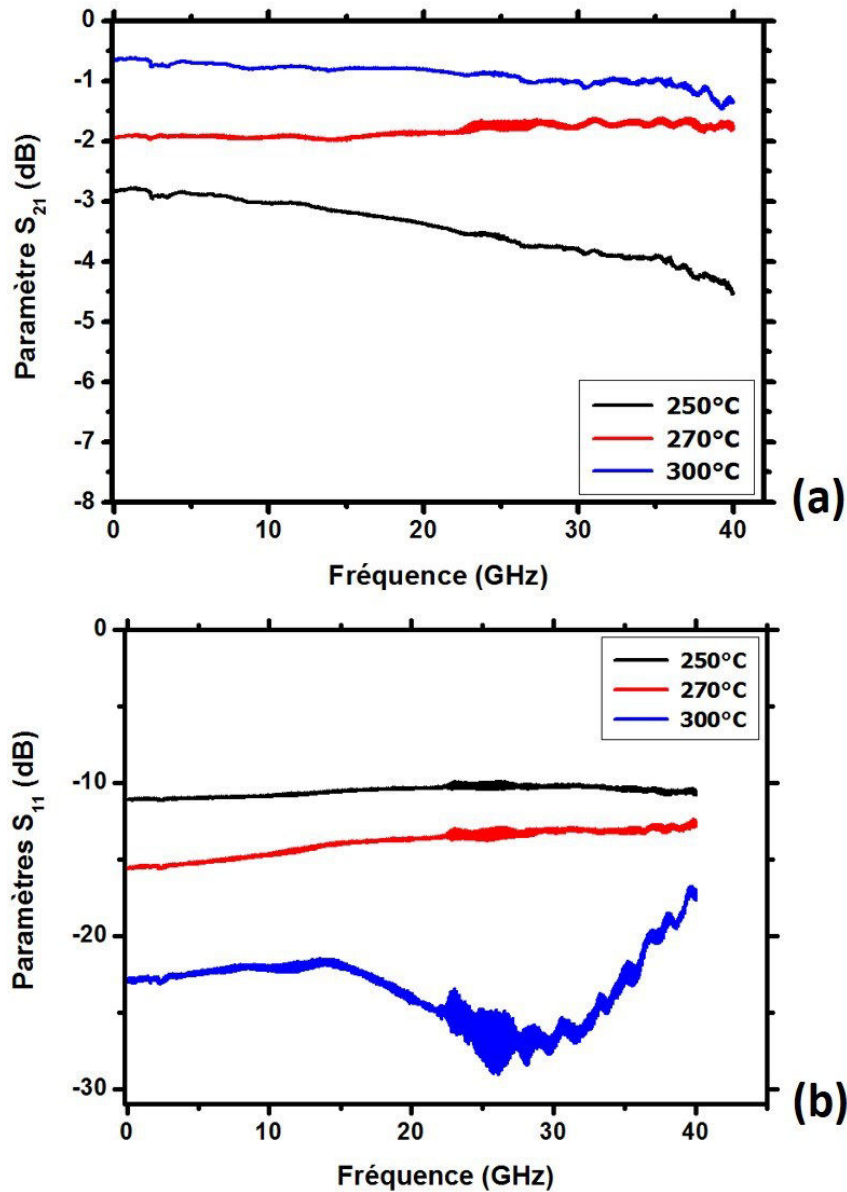


Figure III.20. Paramètres S mesurés pour trois différentes températures (250, 275 et 300°C) d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10\mu\text{m}$  : (a) paramètres  $S_{21}$  ; (b) paramètres  $S_{11}$ .

Au-delà de 300°C, les pertes d'insertion se stabilisent à  $\sim 0,8$  dB, ainsi nous considérons qu'un chauffage à une température de 300 °C pendant 5 minutes est la condition optimale pour obtenir des couches de GST présentant une résistivité la plus faible possible.

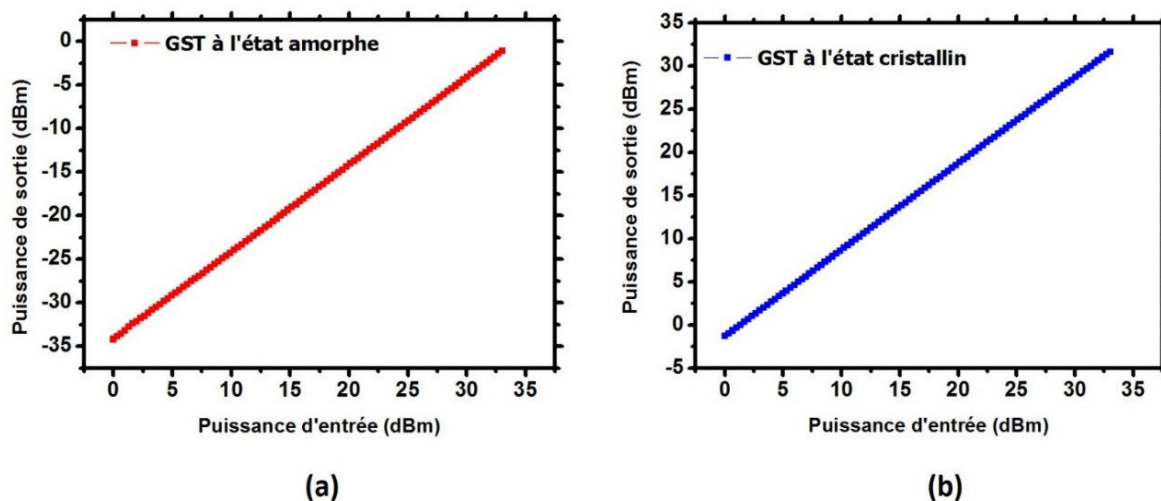
#### III.4.2. Tenue en puissance des commutateurs RF

Nous avons évalué la tenue en puissance des commutateurs RF fabriqués, en réalisant des mesures du point de compression à 1 dB. La mesure consiste à mesurer la puissance de sortie d'un commutateur RF tout en variant la puissance d'entrée entre 0 et 33 dBm (limite supérieure du banc de mesure en puissance disponible). Les tenues en puissance d'un commutateur RF présentant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  à l'état amorphe et à





l'état cristallin sont montrées dans la **Figure III.21.a** et la **Figure III.21.b** respectivement [17]. Pour les deux états, le point de compression à 1 dB du commutateur est supérieur à 33 dBm, ce qui montre que ce type de dispositif peut gérer des puissances d'entrée élevées (un minimum de 2 W), et qu'il peut être utilisé dans les applications RF reconfigurables. Il s'agit à ce jour, des plus grandes performances en termes de tenue en puissance rapportées pour les composants RF à base de GST.



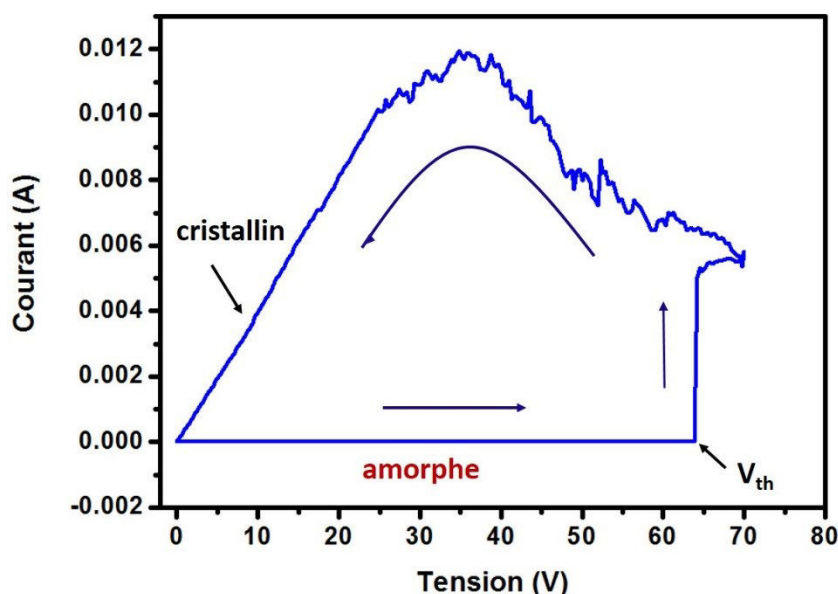
**Figure III.21. Mesure de la tenue en puissance à 3 GHz d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  : (a) à l'état amorphe (état OFF) ; (b) à l'état cristallin (état ON) [17].**

Ces premiers résultats portant sur les performances électriques et la tenue en puissance des commutateurs RF planaires à deux terminaux intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  de longueur, sont extrêmement prometteurs. Cependant les commutateurs présentés ne disposent pas d'un système de chauffage indépendant permettant de faire transiter le matériau de manière réversible entre les deux états. Nos objectifs suivants se sont tournés vers l'intégration d'un système de chauffage qui soit à la fois adapté à nos dispositifs et qui nous permette de transiter réversiblement le matériau entre son état amorphe et son état cristallin. Dans ce contexte, un chauffage induit par effet Joule à travers l'application d'un signal électrique entre les deux électrodes planaires placées sur le motif de GST serait la solution la plus adaptée pour réaliser des commutateurs RF capables de transiter réversiblement entre les deux états ON/OFF.

Le plus simple serait donc d'appliquer directement une tension ou un courant entre les deux segments de la ligne de transmission (RF) séparés par le motif de GST (de la même façon que pour les dispositifs de type MIM). La **Figure III.22** montre la caractéristique I-V en mode tension d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$  connecté en série avec une résistance de 1 k $\Omega$ . Nous pouvons observer sur le graphique que le matériau reste



à l'état amorphe jusqu'à des dizaines de Volts ( $\sim 60$  V). A partir d'une tension seuil  $V_{th} = 65$  V, un courant plus important commence à traverser le dispositif ( $\sim 6$  mA) provoquant le chauffage du matériau. Lorsqu'on diminue la tension dans le circuit (de 72 à 0 V), le matériau commence à acquérir son état cristallin. Dans cet état le dispositif présente une résistance  $R_{on}$  de l'ordre  $90 \Omega$ , ce qui est assez important pour des applications RF nécessitant de faibles pertes d'insertion. Comme on a pu le constater auparavant pour les dispositifs de type MIM, le passage d'un courant à travers le dispositif ne provoque pas un chauffage suffisant pour transformer la totalité du volume du GST présent entre les deux électrodes RF. De plus, pour une configuration plane (échelle micrométrique), la tension nécessaire pour déclencher le changement de phase atteint des valeurs considérables (plusieurs dizaines de volts contre quelques volts pour les dispositifs de type MIM).

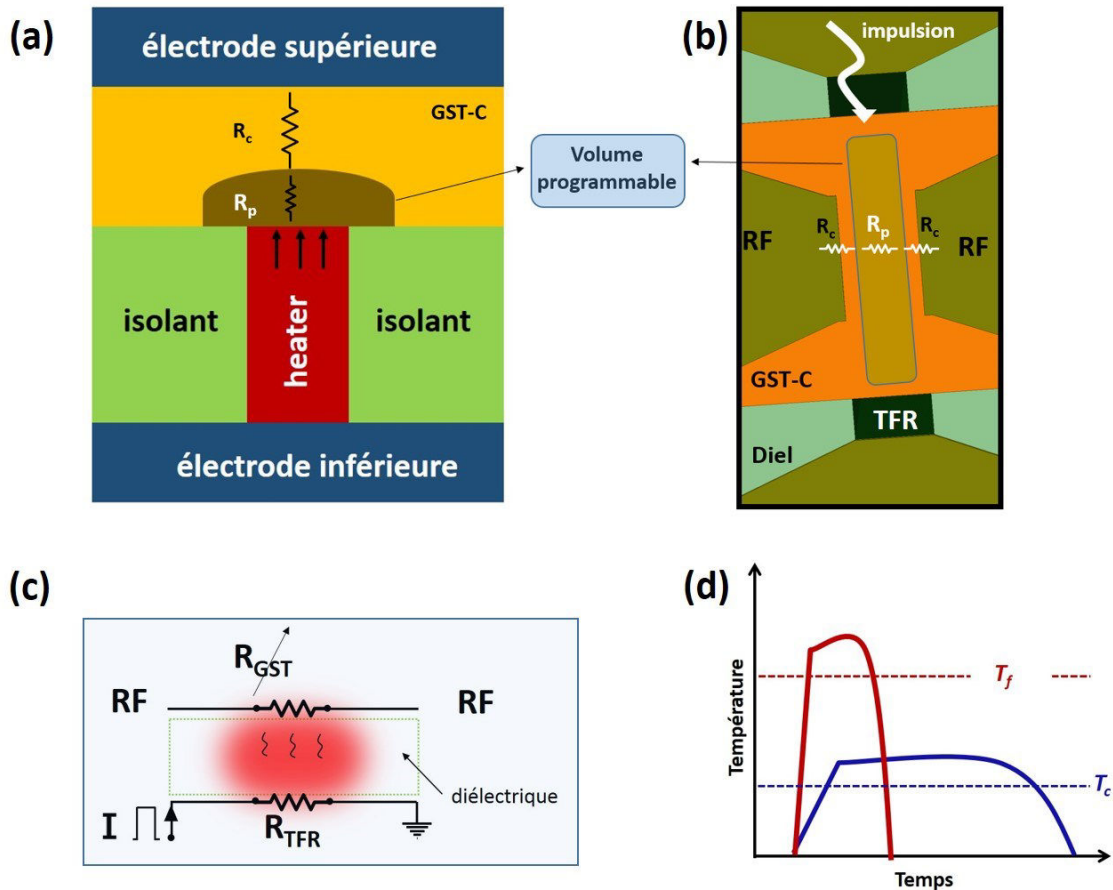


**Figure III.22.** Activation électrique d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$  connecté à une résistance de  $1 \text{ k}\Omega$ .

Par la suite, nous avons adopté une approche différente, qui consiste à intégrer un système de **chauffage indirect** utilisé pour transformer le matériau (GST) entre les deux états, comme rapporté dans [12]. Ce changement de phase amorphe-cristallin induit de manière indirecte par effet Joule, fut introduit dans les technologies mémoires résistives à base de PCM (PC-RAM) [21]. La **Figure III.23.a** montre une cellule mémoire conventionnelle en configuration verticale (MIM). Le GST, initialement à l'état cristallin (GST-C) est pris en sandwich entre deux électrodes métalliques. Le système de chauffage consiste à utiliser un élément chauffant résistif (« heater »). Les impulsions électriques sont appliquées entre les deux électrodes du dispositif (supérieure et inférieure). Le chauffage du GST se fait indirectement car la chaleur induite par effet Joule au niveau de l'élément chauffant est transmise au matériau.







**Figure III.23.** Changement de phase amorphe-cristallin induit par effet Joule : (a) chauffage indirect utilisé dans la conception des mémoires résistives (PC-RAM) ; (b) chauffage indirect utilisé dans la conception des commutateurs RF planaires à quatre terminaux ; (c) schéma électrique équivalent du système de chauffage indirect ; (d) profil des impulsions thermiques appliquées au GST à travers l'élément chauffant.

Nous verrons par la suite qu'une partie du GST (dite volume programmable) se transforme en état amorphe ou en état cristallin. La résistance de la cellule mémoire dans un état donné (ON ou OFF) est équivalente à l'association en série de la résistance  $R_c$  du GST-C initialement à l'état cristallin, de la résistance du volume programmable  $R_p$  et de la résistance de l'élément chauffant. Pour s'affranchir de la résistance élevée de l'élément chauffant, notre choix s'est orienté vers une structure planaire (GST et électrodes RF dans le même plan) en intégrant un système de chauffage indépendant qui est découplé des électrodes RF par une barrière diélectrique (**Figure III.23.b**).

De la même manière que pour les dispositifs mémoires, nous avons ramené le matériau (GST) à l'état cristallin durant le processus de fabrication (avant de déposer les électrodes RF). Ainsi les commutateurs RF fabriqués sont initialement à l'état ON. La chaleur induite par effet Joule lors de l'application d'une impulsion électrique sur l'élément chauffant va engendrer un changement de phase probablement très localisé au niveau du matériau (volume programmable de résistance  $R_p$  dans la **Figure III.23.b**). La partie du matériau qui n'est pas transformée reste à l'état cristallin initial, formant ainsi des faibles résistances de contact avec les électrodes RF.



De cette façon et comme montré dans la **Figure III.23.b**, la résistance des commutateurs RF dans un état donné (ON ou OFF) sera équivalente à la résistance **R<sub>c</sub>** correspondant à la partie du matériau (GST-C) initialement à l'état cristallin en série avec la résistance **R<sub>p</sub>** correspondant au volume du GST transformé à l'état amorphe ou à l'état cristallin (**volume programmable**). La **Figure III.23.c** montre un schéma électrique équivalent expliquant le principe de chauffage indirect induit par effet Joule. L'application d'une impulsion électrique au niveau de l'élément chauffant (Thin Film Resistance heater - TFR) génère une impulsion thermique, qui sera aussitôt transmise à travers la barrière diélectrique au matériau GST en modifiant ainsi ses propriétés électriques (résistivité). En fonction du type de l'impulsion électrique appliquée, l'impédance vue entre les deux électrodes RF va commuter réversiblement entre une forte et une faible valeur (**R<sub>off</sub>** ou **R<sub>on</sub>**). Le profil des impulsions thermiques nécessaires pour le changement de phase amorphe-cristallin réversible est montré dans la **Figure III.23.d**. L'application d'une impulsion électrique ayant une amplitude élevée mais de courte durée va engendrer une impulsion thermique (courbe rouge sur la **Figure 23.d**) suffisamment élevée pour chauffer le matériau jusqu'à sa température de fusion  $T_f$  ( $\sim 600$  à  $700$  °C) [21, 14]. La durée de l'impulsion étant très courte, le matériau subit alors un refroidissement instantané et les atomes restent figés dans cet état, ainsi le matériau passe à l'état amorphe [14]. Pour faire transiter le matériau à l'état cristallin, on applique une impulsion électrique avec une amplitude moins élevée mais avec une durée plus large. L'impulsion thermique générée (courbe bleue sur la **Figure III.23.d**) ramène suffisamment de chaleur pour atteindre la température de cristallisation du GST qui est très inférieure à la température de fusion ( $T_c \sim 165$  °C  $\ll T_f$ ) [21]. La durée de l'impulsion est suffisamment large, favorisant un refroidissement plus lent et permettant un arrangement ordonné des atomes, ainsi le matériau passe à l'état cristallin [14].

### III.4.3. Conception et réalisation des commutateurs RF à base de GST intégrant un système de chauffage indirect

La conception des commutateurs RF à quatre terminaux est réalisée à l'aide du logiciel ADS-MOMENTUM (2012.08). Notre approche consiste à intégrer un système de chauffage indirect placé sous la couche de GST. La **Figure III.24.a** montre une vue globale de la topologie du commutateur RF. Sur la **Figure III.24.b** nous montrons en coupe transversale l'empilement des différentes couches constituant le futur dispositif. Il s'agit de deux lignes de transmission RF connectées entre elles par un motif de GST de longueur  $L_g$  (constituant le chemin RF). L'élément résistif chauffant (TFR) connecté par ses deux extrémités à deux plots DC, est positionné orthogonalement par rapport à la ligne RF. Le TFR et la couche du GST sont séparés par une barrière diélectrique (couche de couleur verte dans la **Figure III.24.b**). Cette couche



de diélectrique permet à la fois d'isoler électriquement le chemin RF du chemin DC et de coupler thermiquement le TFR et la couche de GST.

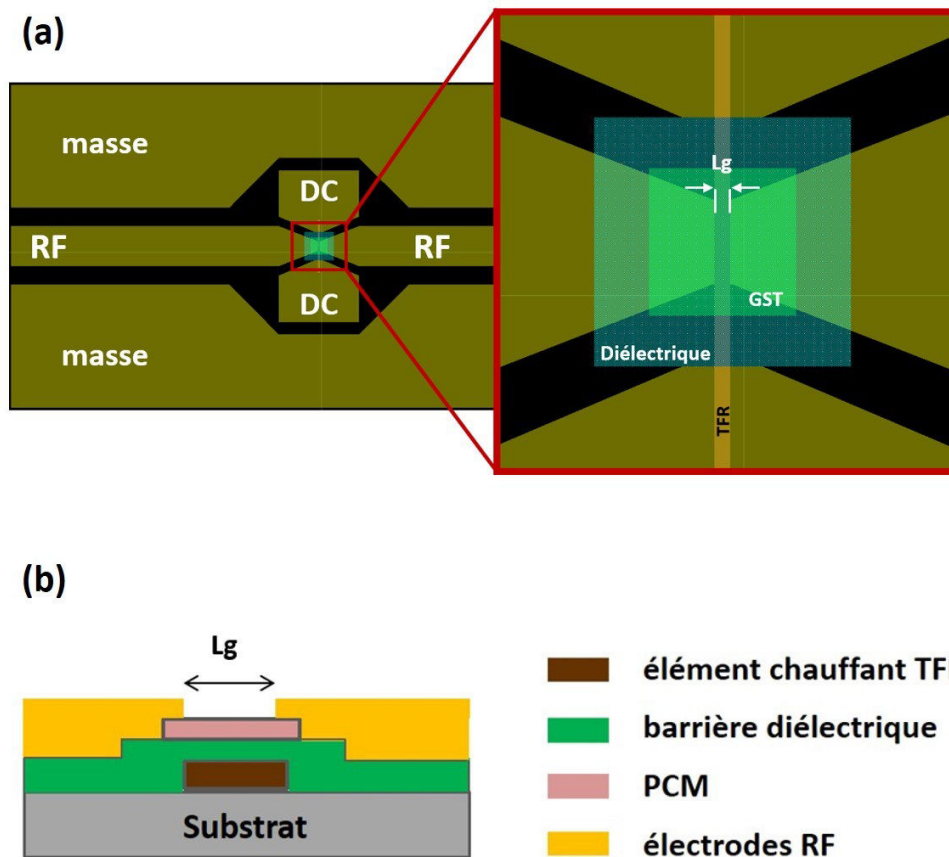
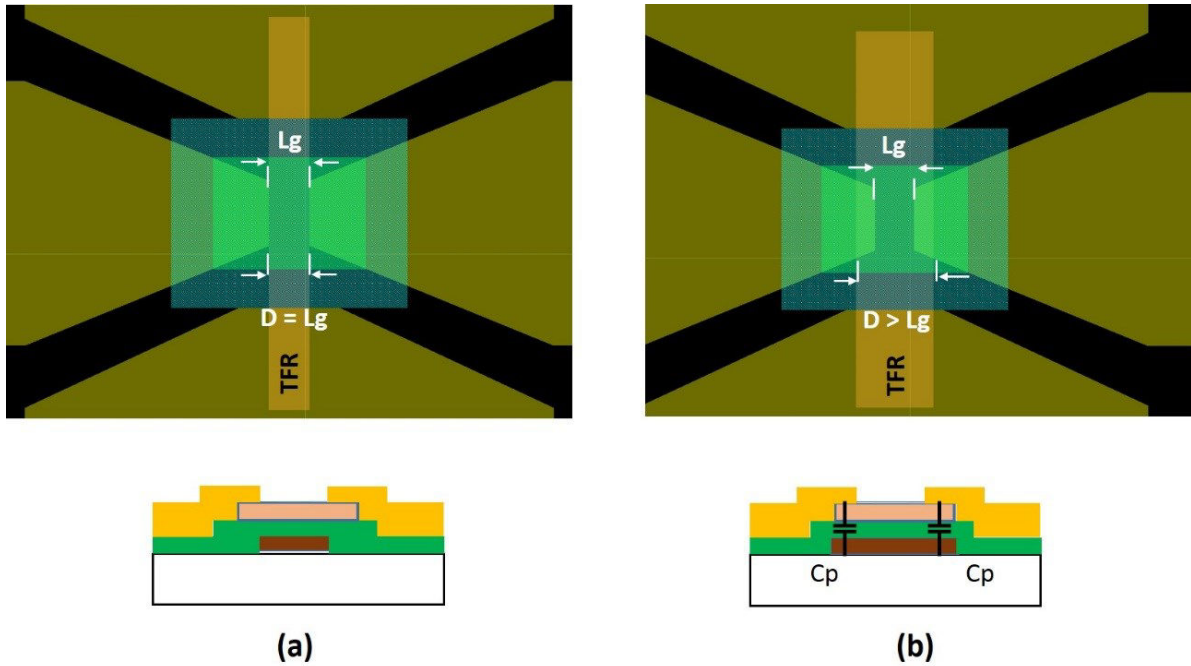


Figure III.24. Topologie d'un commutateur RF à quatre terminaux intégrant un système de chauffage indirect : (a) vue globale de la topologie réalisée sur ADS MOMENTUM ; (b) coupe transversale montrant l'empilement des différentes couches constituant le futur dispositif.

Nous avons envisagé de réaliser des commutateurs avec différentes dimensions  $L_g$  (3, 5, 10 et 20  $\mu\text{m}$ ). Pour chacune de ces dimensions ( $L_g$ ), la largeur du TFR ( $D$ ) peut avoir exactement la même dimension que  $L_g$  (**Figure III.25.a**), ou dans un deuxième cas de figure, la largeur du TFR ( $D$ ) est supérieure à  $L_g$  comme montré dans la **Figure III.25.b**. Dans ce deuxième cas une partie du matériau (GST) et de la couche de diélectrique sont prises en sandwich entre l'électrode RF et le TFR constituant une capacité de type (MIM) dont l'influence sur les performances des composants sera simulée plus loin dans ce chapitre.





**Figure III.25. Topologie des commutateurs RF intégrant un système de chauffage indirect : (a) lorsque  $D = L_g$  ; (b)  $D > L_g$ .**

Le tableau ci-dessous résume les dimensions du TFR ( $D$ ) correspondant à chaque dimension  $L_g$ .

**Tableau III.3. Les différentes largeurs du TFR ( $D$ ) correspondant à chaque dimension  $L_g$ .**

$L_g$ ( $\mu\text{m}$ )	Largeur du TFR : $D$ ( $\mu\text{m}$ )	
	a) $D = L_g$	b) $D > L_g$
3	3	12
5	5	15
10	10	20
20	20	30

Par rapport aux commutateurs RF à deux terminaux (sans système de chauffage) présentés dans le **paragraphe III.4.1** de ce chapitre, les commutateurs RF à quatre terminaux (4T) intègrent de plus une couche de diélectrique et un film mince résistif (TFR) enterrés sous la couche de GST. Nous avons tout d'abord étudié l'influence de ces deux couches sur les performances électriques de ces commutateurs. Nous avons ainsi réalisé des simulations sous HFSS 13.0 dans la bande 100 MHz-24 GHz de la structure présentée dans la **Figure III.26** avec les différentes dimensions indiquées dans le **Tableau III.3**. Les valeurs de conductivité du GST utilisées lors de cette simulation sont déterminées à partir des mesures de résistivité d'une couche mince de GST de 100 nm d'épaisseur réalisée sur un substrat de silicium haute résistivité. Elles sont de l'ordre de  $0,7 \text{ S.m}^{-1}$  à l'état amorphe et  $1,61 \cdot 10^5 \text{ S.m}^{-1}$  à l'état cristallin.



Les couches de diélectrique et de TFR utilisées dans les simulations sont respectivement de type  $\text{Al}_2\text{O}_3$  et NiCr.

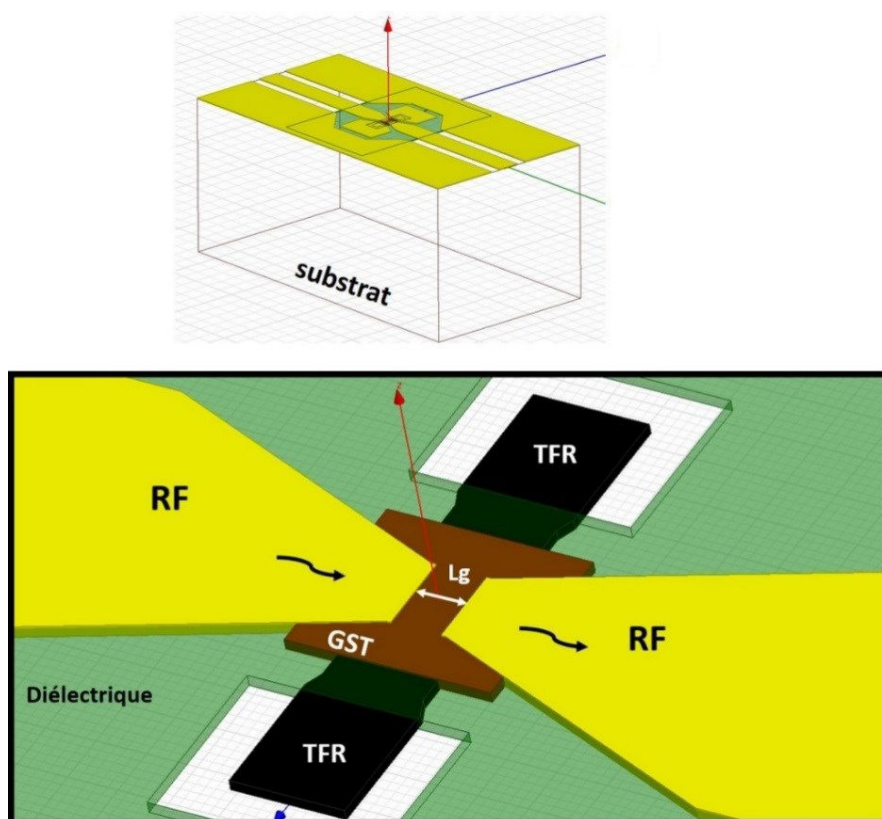


Figure III.26. Topologie du circuit utilisée pour simuler les caractéristiques du commutateur RF à base de GST (paramètres S) sous HFSS.

Dans un premier temps nous nous plaçons dans le cas où la dimension  $L_g$  est égale à la largeur du TFR ( $D$ ). Les **Figures III.27.a et III.27.b** montrent respectivement l'évolution du paramètre de transmission ( $S_{21}$ ) simulé pour les différentes dimensions  $L_g$  des commutateurs RF à l'état amorphe (état OFF) et à l'état cristallin (état ON). Comme le montre la **Figure III.27.a**, le niveau d'isolation s'améliore avec l'augmentation du paramètre  $L_g$ . A 24 GHz, l'isolation passe d'environ 14 dB pour une dimension  $L_g = 3 \mu\text{m}$  à une valeur de l'ordre de 21 dB pour une dimension de  $20 \mu\text{m}$ . On peut tout de même considérer que le niveau d'isolation pour les différentes dimensions  $L_g$  est satisfaisant pour réaliser des commutateurs présentant de bonnes performances à l'état OFF. A l'état cristallin, le niveau des pertes d'insertion reste acceptable (inférieures à 1 dB) jusqu'à des dimensions  $L_g$  inférieures à  $10 \mu\text{m}$ . Pour une dimension  $L_g = 20 \mu\text{m}$  les pertes d'insertion augmentent rapidement et atteignent des valeurs de l'ordre de 2 dB jusqu'à 20 GHz.



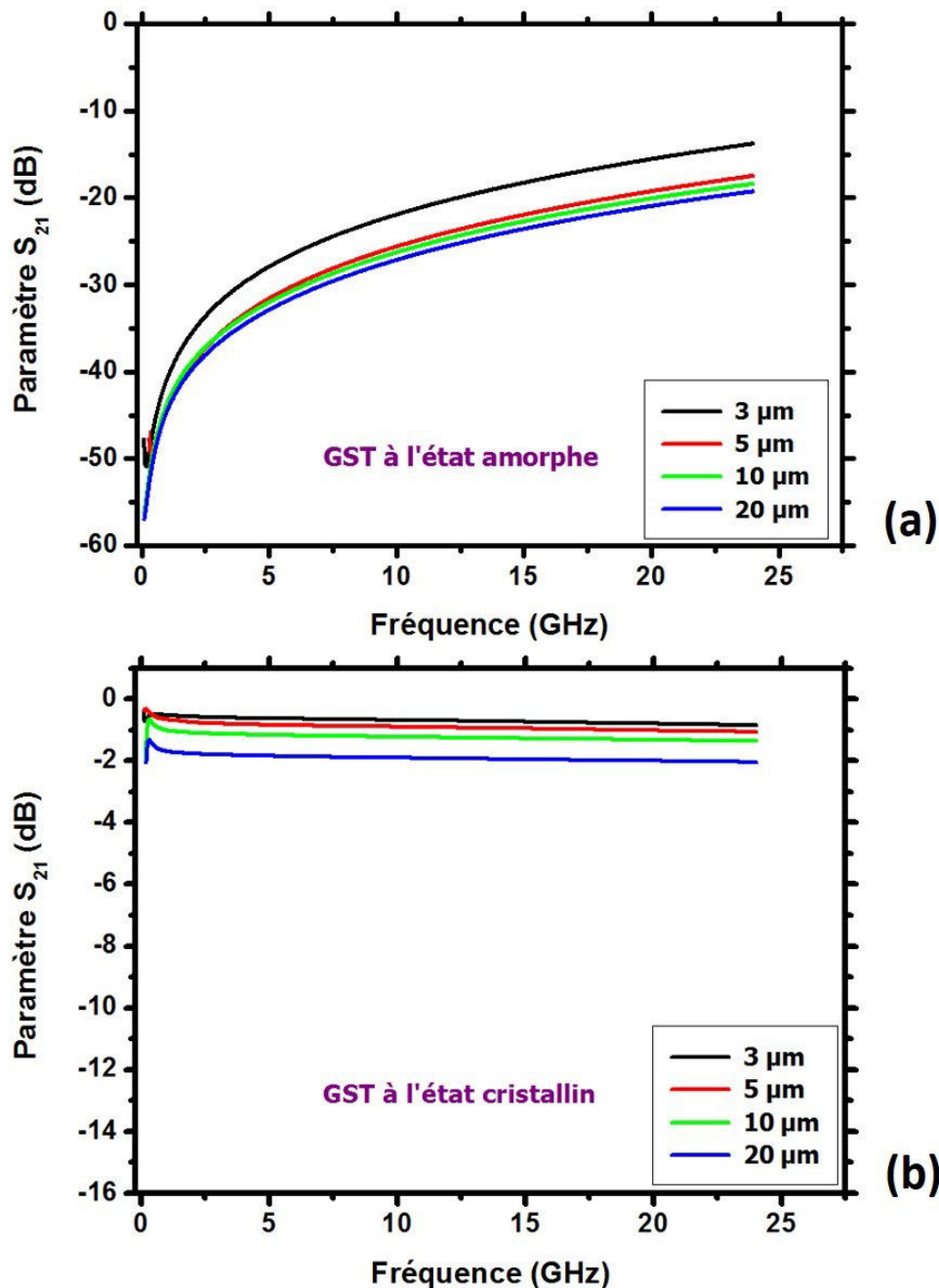


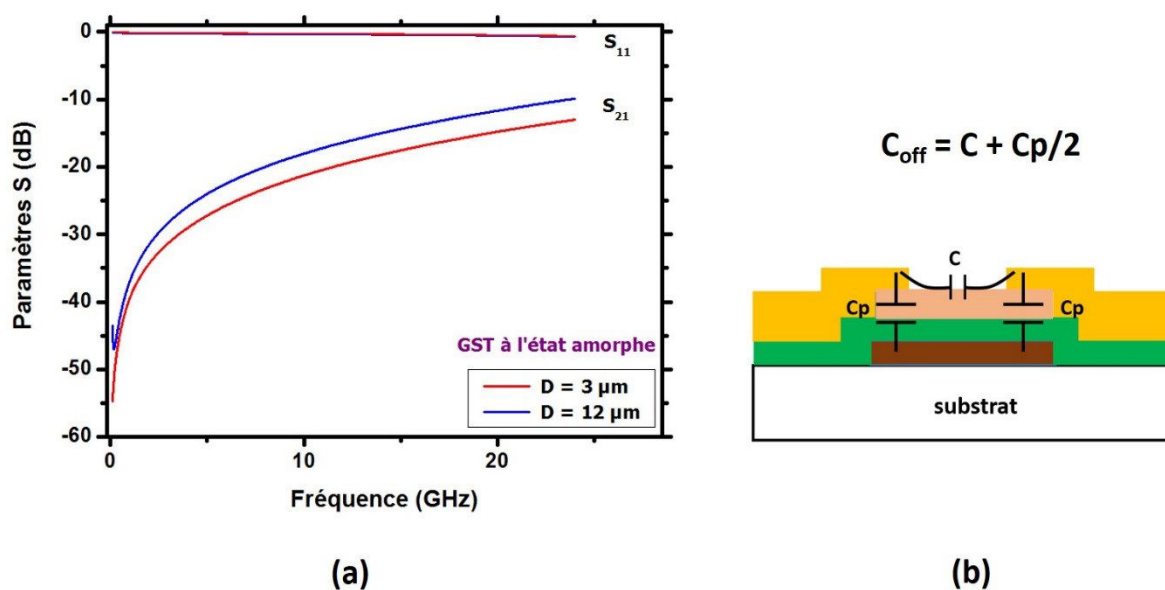
Figure III.27. Simulations par HFSS de l'évolution des paramètres de transmission ( $S_{21}$ ) des commutateurs RF dans le cas où la dimension  $L_g$  est égale à la largeur du TFR ( $D$ ) : (a) à l'état amorphe (OFF) et (b) à l'état cristallin (ON).

Dans un deuxième temps nous avons effectué des simulations en se plaçant dans le cas où la largeur du TFR ( $D$ ) est supérieure à la longueur du motif du GST ( $L_g$ ). A titre d'exemple, nous présentons les simulations des paramètres  $S$  d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$  pour les deux cas de figure ( $D = 3 \mu\text{m}$  et  $D = 12 \mu\text{m}$ ). Comme on peut l'observer sur la **Figure III.28.a**, le niveau d'isolation du commutateur se dégrade considérablement lorsque la largeur du TFR est supérieure à la longueur du motif de GST. A 20 GHz l'isolation passe de 14 dB pour  $D = L_g = 3 \mu\text{m}$  à  $\sim 10$  dB pour  $D = 12 \mu\text{m}$ . Ceci est expliqué par la création de capacités parasites ( $C_p$ ) résultantes du couplage entre le TFR et les





électrodes RF à travers la couche de diélectrique et la couche de GST (amorphe). Ce couplage dépend essentiellement des dimensions de la surface en regard entre le TFR et les électrodes RF. Ce couplage devient donc plus important lorsque la largeur du TFR ( $D$ ) est supérieure à la longueur du motif du GST ( $L_g$ ). Les capacités parasites  $C_p$  viennent donc s'ajouter à la capacité propre du dispositif ( $C$  : capacité latérale vue entre les deux électrodes RF), ce qui implique une augmentation de la capacité totale  $C_{off}$  du commutateur (**Figure III.28.b**) qui se traduit par une dégradation du niveau d'isolation du dispositif. Dans le cas où  $L_g = D$ , le couplage entre le TFR et les électrodes RF est beaucoup moins important ( $C_p$  très faible), ce qui nous permet d'obtenir un bon niveau d'isolation.



**Figure III.28. Influence de la largeur du TFR sur les performances des commutateurs RF : (a) isolation d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$  pour deux dimensions du TFR ( $D = 3 \mu\text{m}$  et  $D = 12 \mu\text{m}$ ) ; (b) modèle électrique du commutateur montrant les différentes capacités formées par les différentes couches du dispositif.**

A l'état ON (GST à l'état cristallin), le commutateur présente le même niveau de pertes d'insertion dans les deux cas. Comme on peut l'observer sur la **Figure III.29**, les paramètres S ( $S_{21}$  et  $S_{11}$ ) simulés dans les deux cas ( $D = 3 \mu\text{m}$  et  $D = 12 \mu\text{m}$ ) se superposent parfaitement. En effet à l'état cristallin, le signal RF circule entre les deux électrodes RF en passant par la couche de GST à faible résistivité. Les pertes d'insertion à 20 GHz sont de l'ordre de 0,8 dB jusqu'à 20 GHz.



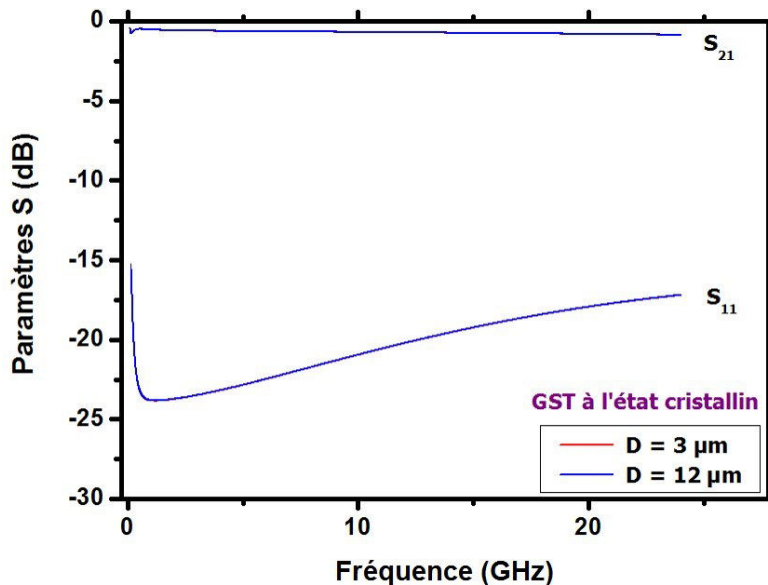


Figure III.29. Pertes d'insertion du commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$  pour deux dimensions de TFR ( $D = 3 \mu\text{m}$  et  $D = 12 \mu\text{m}$ ).

Dans le **Tableau III.4** nous résumons les valeurs du paramètre  $S_{21}$  simulé à l'état amorphe (isolation) et à l'état cristallin (pertes d'insertion) des commutateurs RF intégrant un élément chauffant (TFR) en fonction des dimensions  $L_g$  et  $D$ . Nous remarquons que pour toutes les dimensions  $L_g$ , le niveau d'isolation baisse d'environ 4 à 5 dB lorsque la largeur du TFR est supérieure à  $L_g$ .

**Tableau III.4. Isolation et pertes d'insertion à 20 GHz des commutateurs RF en fonction des différentes dimensions ( $L_g$ ,  $D$ ).**

$L_g$ ( $\mu\text{m}$ )	3		5		10		20	
TFR - $D$ ( $\mu\text{m}$ )	3	12	5	15	10	20	20	30
Isolation (dB)	14	10	17	12	18	13	20	16
Pertes d'insertion (dB)	0,77	0,77	0,89	0,89	1,03	1,03	2,19	2,19

Dans la suite de ce chapitre nous présentons uniquement la réalisation et les caractéristiques des commutateurs RF présentant des motifs de GST de longueur  $L_g$  égales à la largeur du TFR (3, 5, 10, et 20  $\mu\text{m}$ ).

La **Figure III.30** montre une photographie prise par microscopie optique d'un commutateur RF (4T) fabriqué au laboratoire, intégrant un système de chauffage indirect [22]. Les commutateurs RF sont réalisés en salle blanche sur des substrats de silicium haute résistivité oxydé en utilisant les techniques classiques de microfabrication. Toutes les couches constituant le dispositif sont obtenues par un processus de lift-off. La fabrication des commutateurs RF commence par un dépôt par ablation laser du film mince résistif (TFR) en NiCr de 100 nm d'épaisseur, suivi d'un dépôt de 300 nm de diélectrique ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ). Il s'ensuit un dépôt de 130 nm





de GST obtenu par ablation laser et finalement, le dépôt de lignes de transmission micro-ondes (métallisation en Ti/Cu/Ti/Au 15/500/10/200 nm) par évaporation par faisceau d'électrons.

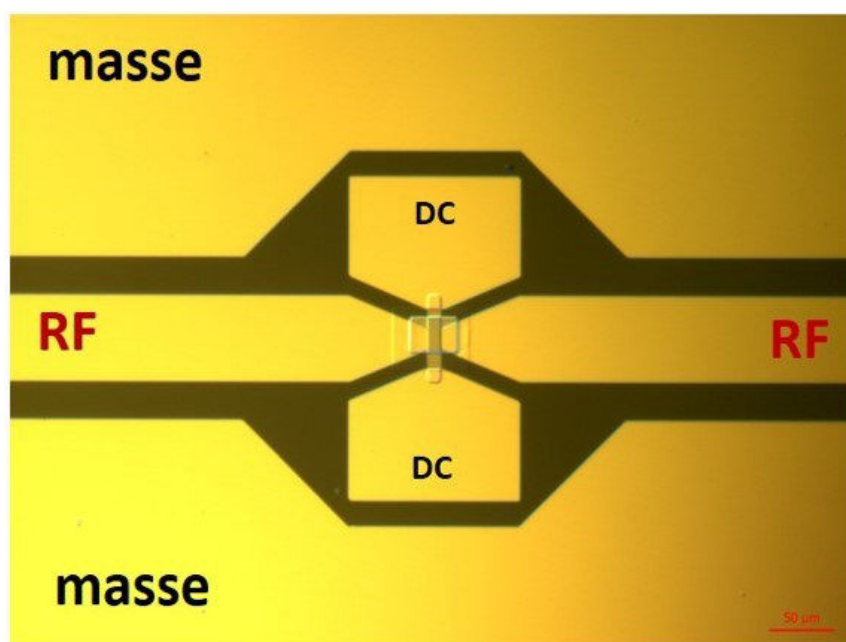
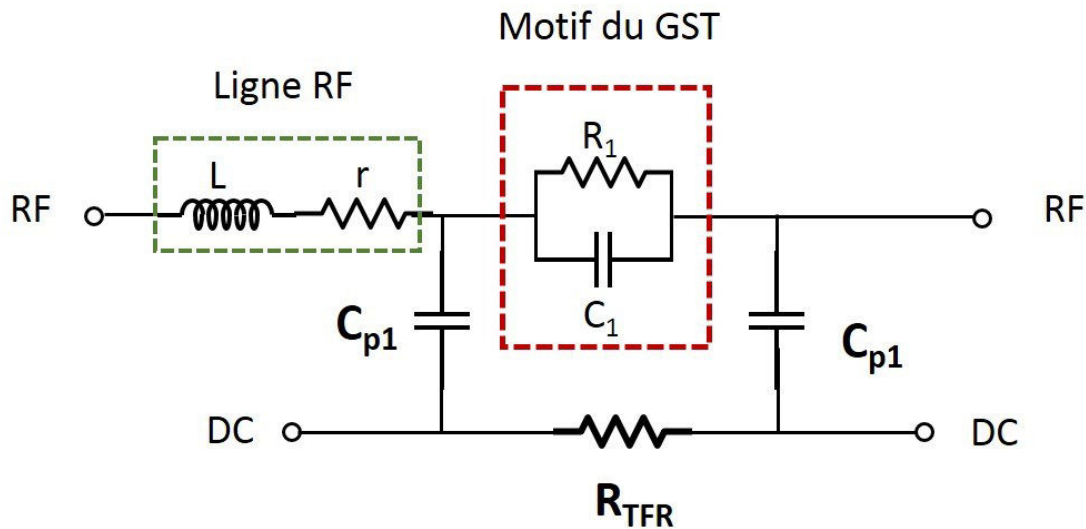


Figure III.30. Photographie par microscopie optique d'un commutateur RF (4T) intégrant un système de chauffage indirect fabriqué au laboratoire XLIM [22].

#### III.4.3.1 Performances électriques des commutateurs RF (4T) préparés dans les deux états

Dans un premier temps nous avons évalué les performances électriques de commutateurs préparés dans les deux états : état amorphe (tel qu'il est fabriqué) et état cristallin (dispositif chauffé à 300°C pendant 5 minutes). Ensuite nous allons comparer ces performances avec celles obtenues lors d'un changement de phase amorphe-cristallin induit par effet Joule (en appliquant des impulsions électriques au niveau de l'élément chauffant). Les valeurs de  $C_{off}$  et de  $R_{on}$  des commutateurs à quatre terminaux sont extraites à partir du modèle électrique équivalent montré dans la **Figure III.31**. Le motif de GST est modélisé par une résistance variable  $R_1$  qui peut prendre la valeur de  $R_{off}$  ou  $R_{on}$ , connectée en parallèle avec une capacité  $C_1$  ( $C_{off}$ ). Les contributions du TFR et de la couche de diélectrique se traduisent respectivement par les deux capacités  $C_{p1}$  (0,1 fF) modélisant le faible couplage entre le TFR et la ligne RF à travers la couche de diélectrique et  $R_{TFR}$  (correspondant à la résistance électrique mesurée entre les deux plots DC). Tandis que  $L$  et  $r$  représentent les effets inductifs et les pertes ramenés par la ligne de transmission RF, elles sont respectivement de l'ordre de 1 pH et 1  $\Omega$ .

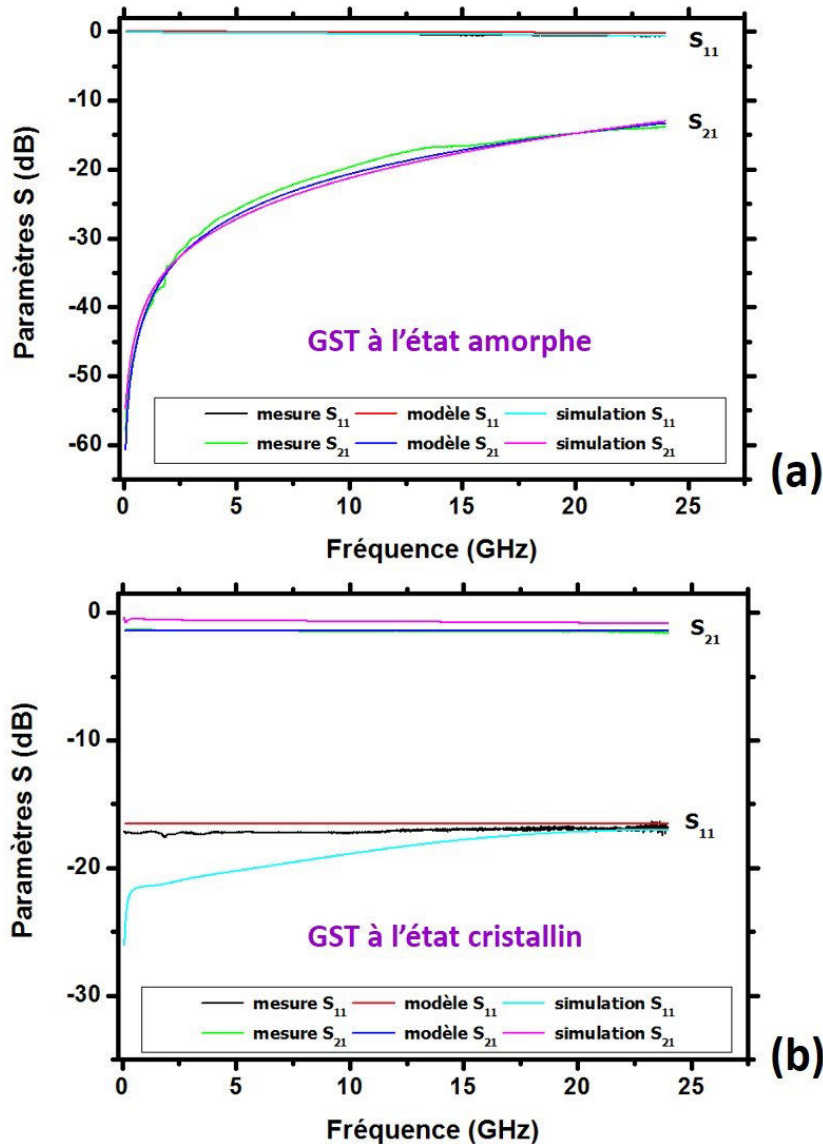




**Figure III.31. Modèle électrique équivalent du commutateur RF intégrant un système de chauffage indirect.**

Les mesures des paramètres S ont été effectuées dans la bande 100 MHz – 24 GHz en utilisant un analyseur de réseau vectoriel de type Rohde-Schwarz-ZVA24. La **Figure III.32** montre l'évolution des paramètres S mesurés, modélisés par le circuit électrique ADS (présenté sur la **Figure III.31**) et simulés sous HFSS d'un commutateur intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$  préparé dans les deux états. Tel qu'il est fabriqué, le GST est à l'état amorphe présentant une forte résistivité. Dans cet état le dispositif présente une résistance  $R_{\text{off}}$  autour de  $3 \text{ M}\Omega$  correspondant à 13,8 dB d'isolation jusqu'à 24 GHz (**Figure III.32.a**). Comme on peut le voir sur le graphique, les mesures des paramètres S à l'état OFF sont en bon accord avec les simulations réalisées dans les conditions décrites précédemment. Ensuite nous avons chauffé le dispositif à  $300^\circ\text{C}$  pendant 5 minutes, ainsi le matériau passe à l'état cristallin à faible résistivité. Dans cet état, le dispositif présente une résistance de l'ordre de  $10 \Omega$  ce qui se traduit par des pertes d'insertion de l'ordre de 1.15 dB jusqu'à 24 GHz (**Figure III.32.b**). On peut observer sur le même graphique que le niveau de pertes d'insertion mesuré est supérieur à celui simulé (0,8 dB à 24 GHz). Nous pensons alors que la résistivité du matériau à l'état cristallin obtenue après le chauffage du dispositif ( $300^\circ\text{C}$ ) ne correspond pas à celle utilisée lors des simulations. Ceci peut être expliqué par le fait que la couche de diélectrique d' $\text{Al}_2\text{O}_3$  (obtenue à température ambiante) chauffée à  $300^\circ\text{C}$  lors du processus de cristallisation du GST, pourrait présenter des défauts, influant sur les paramètres structuraux de la phase cristalline du GST.





**Figure III.32.** Evolution des paramètres S mesurés, modélisés et simulés (HFSS) d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$  : (a) GST à l'état amorphe ; (b) à l'état cristallin.

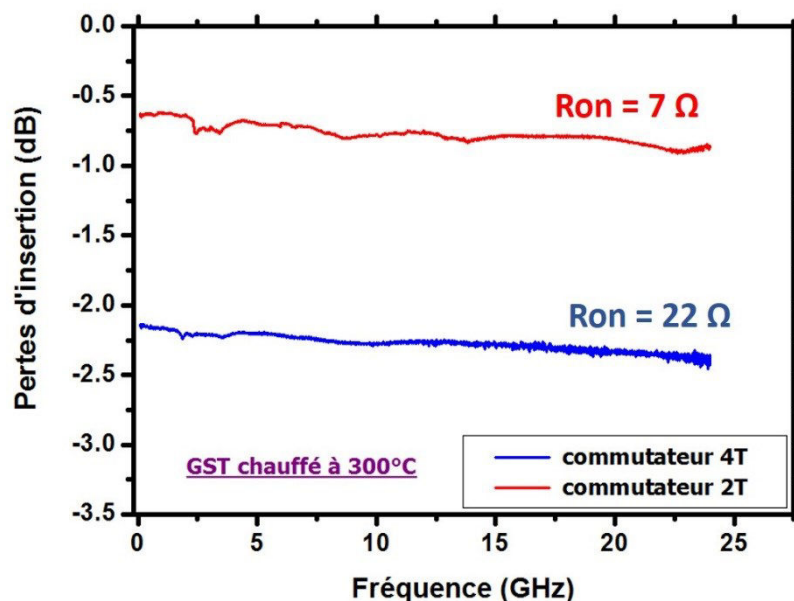
Suite aux mesures et à leur modélisation électrique, les performances des commutateurs RF à quatre terminaux avec différentes dimensions sont reportées dans le **Tableau III.5**. A l'état OFF, les commutateurs que nous avons réalisés présentent des niveaux d'isolation satisfaisants et qui sont comparables à ceux des dispositifs de type MEMS-RF. Cependant à l'état ON, les pertes d'insertion sont relativement élevées. Elles sont toutefois acceptables ( $\sim 1$  dB jusqu'à 20 GHz) pour des dimensions  $L_g = 3 \mu\text{m}$ . Avec des figures de mérite ( $\text{FOM} = R_{\text{on}} \times C_{\text{off}}$ ) variant entre  $\sim 80$  et 250 fs, les performances de nos commutateurs restent au même niveau que les composants semi-conducteurs.



**Tableau III.5. Performances électriques des commutateurs RF intégrant un système de chauffage indirect obtenues dans les deux états : isolation ( $S_{21}$  à l'état amorphe) et pertes d'insertion ( $S_{21}$  à l'état cristallin).**

Lg ( $\mu\text{m}$ )	3	5	10	20
$R_{\text{off}}$ (M $\Omega$ )	3	3,7	6,7	9,6
$C_{\text{off}}$ (fF)	7,8	7,1	6,8	6,1
$R_{\text{on}}$ ( $\Omega$ )	10	17	22	42
Isolation à 20 GHz (dB)	13,8	20,6	21	21,8
Pertes d'insertion à 20 GHz (dB)	1,1	1,9	2,3	4,5
FOM (fs)	78	120,7	149,6	256,2

En comparant les performances électriques à l'état ON (pertes d'insertion) des commutateurs (2T) et à (4T) présentant les mêmes dimensions ( $L_g = 10 \mu\text{m}$ ), nous constatons un grand écart entre les niveaux des pertes d'insertion des deux composants. Comme on peut le voir sur la **Figure III.33**, les pertes d'insertion du commutateur (4T) sont trois fois plus importantes que celles du dispositif (2T) correspondant à  $R_{\text{on}}$  de chaque dispositif. Cette différence provient essentiellement de la qualité du GST (cristallin) obtenu sur  $\text{Al}_2\text{O}_3$ .

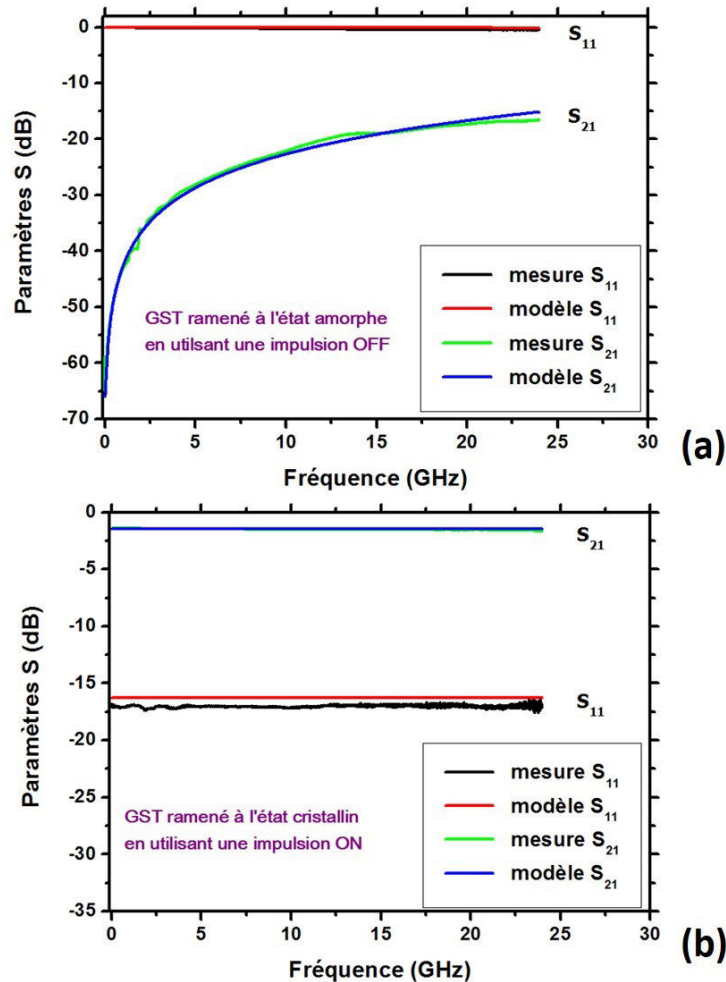


**Figure III.33. Pertes d'insertion des commutateurs RF (2T) et (4T).**

### III.4.3.2 Performances électriques des commutateurs RF (4T) lors d'un changement de phase induit par effet Joule (impulsion ON/OFF)

Dans cette partie nous allons caractériser les commutateurs dans les deux états (amorphe et cristallin) suite à l'application d'impulsions en courant réglées en amplitude et en durée au niveau du TFR. La **Figure III.34** montre l'évolution des paramètres S mesurés et modélisés d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$ .





**Figure III.34. Mesure et modélisation des paramètres S d'un commutateur RF présentant un espacement  $L_g = 3 \mu\text{m}$  : (a) dans l'état amorphe lorsqu'on applique sur l'élément TFR une impulsion avec une amplitude de 13 mA et une durée de 16  $\mu\text{s}$  ; (b) dans l'état cristallin lorsqu'on applique sur le TFR une impulsion avec une amplitude de 10 mA et une durée de 250  $\mu\text{s}$  [22].**

Tel qu'il est fabriqué, le dispositif est à l'état ON (GST à l'état cristallin), présentant une résistance ( $R_{\text{on}}$ ) de l'ordre de 10  $\Omega$ . Pour passer le GST à l'état amorphe, on applique une impulsion avec une amplitude de 13 mA et une durée de 16  $\mu\text{s}$ , ainsi le commutateur passe à l'état OFF. Dans cet état nous avons mesuré une résistance  $R_{\text{off}}$  de l'ordre de 150 k $\Omega$ , traduite par une isolation de l'ordre de 16 dB jusqu'à 24 GHz (**Figure III.34.a**) correspondant à une capacité  $C_{\text{off}} \sim 30$  fF.

Le changement de résistivité étant de type non volatile (bistable), le commutateur garde son état OFF jusqu'à ce qu'on lui applique une deuxième impulsion avec une amplitude de 11 mA et une durée de 250  $\mu\text{s}$  qui le ramène dans son état ON initial. Ainsi le motif de GST est ramené de nouveau à l'état cristallin et le dispositif présente une résistance  $R_{\text{on}} \sim 16 \Omega$  traduite par des pertes d'insertion de l'ordre de 1,44 dB jusqu'à 24 GHz (**Figure III.34.b**). Le rapport de changement de résistance entre les deux états  $R_{\text{off}}/R_{\text{on}}$  est d'environ 4 ordres de grandeur

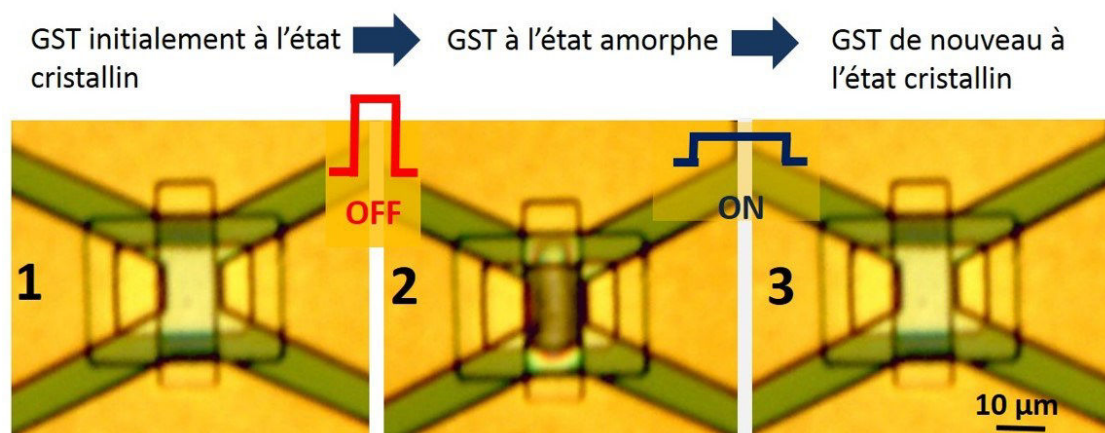


( $9,35 \times 10^3$ ). La figure de mérite calculée est de l'ordre de FOM  $\sim 480$  fs. Cette valeur est comparable à celle des composants semi-conducteurs.

En comparant ces performances (obtenues lors d'un changement de phase induit par effet Joule) et celles du même commutateur préparé dans les deux états (tel qu'il est fabriqué et après un chauffage à  $300^\circ\text{C}$ ), nous remarquons une augmentation de la valeur de la capacité  $C_{\text{off}}$  qui est due à la diminution de la résistance  $R_{\text{off}}$  qui passe de  $3 \text{ M}\Omega$  (tel qu'il est fabriqué) à  $150 \text{ k}\Omega$  (suite à l'application d'une impulsion OFF) mais qui reste tout de même acceptable pour réaliser des applications de type commutation RF. On note également une légère augmentation de la résistance  $R_{\text{on}}$  qui passe de  $10 \Omega$  (dispositif chauffé à  $300^\circ\text{C}$ ) à  $16 \Omega$  (suite à l'application d'une impulsion ON). Cette différence est probablement due au fait que l'énergie thermique générée par l'impulsion électrique (ON/OFF) appliquée au niveau du TFR n'a pas transformé l'intégralité du matériau (GST) présent entre les deux électrodes RF. On parle ainsi d'une amorphisation ou d'une cristallisation partielle [23].

### III.4.3.3 Variation de la résistance DC du commutateur 4T lors de plusieurs cycles de transformation ON/OFF

Nous avons mesuré la résistance DC d'un dispositif (4T) dans les deux états ON et OFF en appliquant successivement des impulsions en courant sur l'élément chauffant (TFR). La **Figure III.35** montre les photographies (par microscopie optique) d'un commutateur RF présentant un espacement  $L_g = 10 \mu\text{m}$  entre les électrodes RF, quand le GST passe de l'état cristallin (état initial) à l'état amorphe et lorsqu'il repasse de nouveau à l'état cristallin, suite à l'application des impulsions de courant appropriées. Comme le montre la **Figure III.35** on remarque un contraste de couleur entre le GST à l'état cristallin (photos 1 et 3) et le GST à l'état amorphe (photo 2) présentant des régions de couleur plus sombres. Le même phénomène a été reporté dans des travaux portant sur des commutateurs RF utilisant le GeTe [18].

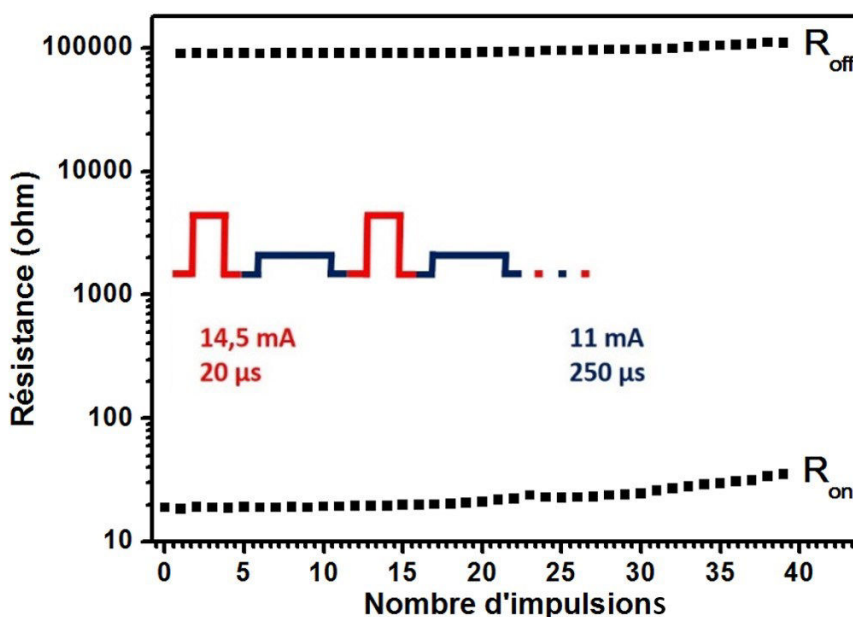


**Figure III.35. Photographies par microscopie optique d'un commutateur RF- 4T intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$ , montrant le contraste de couleur du motif de GST à l'état cristallin (images 1 et 3) et à l'état amorphe (image 2).**





La **Figure III.36** présente la variation de la résistance DC du commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  en appliquant des impulsions en courant au niveau du TFR, le ramenant successivement de l'état ON à l'état OFF.



**Figure III.36.** Variation de la résistance DC du commutateur RF- 4T intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$ , suite à l'application des cycles d'impulsions en courant ON/OFF.

Nous pouvons voir également sur le graphique que les valeurs des résistances  $R_{on}$  et  $R_{off}$  varient légèrement au cours des transitions successives du dispositif entre les deux états. Ceci est dû à la dégradation de la qualité de l'élément chauffant en NiCr (TFR) qui se matérialise par une diminution de sa résistance. Ce phénomène peut s'expliquer par un déplacement de la matière (ici il s'agit de la couche mince en NiCr) induit par électromigration lorsque le matériau subit des fortes densités de courant [24, 25]. D'une façon générale, la qualité d'un métal se dégrade à partir d'une densité de courant critique de l'ordre  $10^5 \text{ A/cm}^2$  à  $125^\circ\text{C}$  [26]. Dans le cas présent le TFR présente une section de  $10^{-8} \text{ cm}^2$  et les amplitudes des impulsions en courant utilisées lors de changement de phase sont comprises entre 11 et 14,5 mA, dans ces conditions les densités de courant qui pourrait se créer au niveau du TFR sont de l'ordre de  $10^6 \text{ A/cm}^2$ .

Dans le **Tableau III.6** nous présentons l'évolution de la résistance du TFR ( $R_{TFR}$ ) ainsi que les résistances ( $R_{off}/R_{on}$ ) enregistrées au cours d'un cycle de 39 impulsions ON/OFF. A l'instant  $t_0$  (avant l'application de la première impulsion), la résistance du TFR est de l'ordre de  $82 \Omega$ , au bout du 20<sup>ème</sup> cycle (ON/OFF) elle diminue jusqu'à une valeur de  $65 \Omega$  puis à  $51 \Omega$  au 39<sup>ème</sup> cycle. Ainsi pour la même impulsion (ON ou OFF) appliquée dans chaque cycle, la chaleur induite par effet Joule ( $P = R_{TFR} \times I^2$ ) diminue. Ce phénomène peut aussi expliquer la variation de la résistance du dispositif global dans les deux états ( $R_{off}$  et  $R_{on}$ ).





**Tableau III.6. Evolution des résistances  $R_{on}$  et  $R_{off}$  d'un commutateur intégrant un motif de longueur  $L_g = 10 \mu m$  en fonction de l'évolution de la résistance du TFR.**

Nombre de cycles (ON/OFF)	1	20	39
Résistance du TFR ( $\Omega$ )	82	65	51
Puissance ON (mW)	10	8	6
$R_{on}$ ( $\Omega$ )	19	22	35
Puissance OFF (mW)	17	13	10
$R_{off}$ (k $\Omega$ )	90	100	109

Dans le **Tableau III.7**, nous présentons les mesures de la résistance DC dans les deux états des commutateurs RF avec différentes dimensions  $L_g$  (3, 5, 10 et 20  $\mu m$ ) lors de l'application des impulsions en courant au niveau du TFR. Nous pouvons remarquer que l'amplitude des impulsions en courant appliquées (nécessaires pour la commutation du motif de GST) augmente avec l'augmentation des dimensions des circuits ( $L_g$ ) car le besoin en énergie (chauffage) augmente avec l'augmentation du volume du matériau présenté entre les deux électrodes RF. Au contraire, le niveau de puissance nécessaire ( $P = R_{TFR} \times I^2$ ) diminue avec l'augmentation de  $L_g$  car la résistance de l'élément chauffant ( $R_{TFR}$ ) diminue considérablement lorsque  $L_g$  augmente ; comme on peut le voir dans le **Tableau III.7**, la résistance  $R_{TFR}$  passe de 182  $\Omega$  pour  $L_g = 3 \mu m$  à seulement 45  $\Omega$  pour  $L_g = 20 \mu m$ . Les énergies mises en œuvre pour transiter le GST entre les deux états sont comprises entre 0,48  $\mu J$  durant une impulsion de durée de 16  $\mu s$  ( $P_{OFF} = 30$  mW) et  $\sim 1,8 \mu J$  durant une impulsion de durée 250  $\mu s$  ( $P_{ON} = 7$  mW).

**Tableau III.7. Changement de la résistance DC des commutateurs RF (4T) avec plusieurs dimensions  $L_g$ , lors d'un changement de phase amorphe-cristallin induit par effet Joule.**

$L_g$ ( $\mu m$ )	$R_{TFR}(\Omega)$	Impulsion OFF : cristallin-amorphe				Impulsion ON : amorphe-cristallin			
		I (mA)	Durée ( $\mu s$ )	$R_{off}$ (k $\Omega$ )	$P_{OFF}$ (mW)	I (mA)	Durée ( $\mu s$ )	$R_{on}$ ( $\Omega$ )	$P_{ON}$ (mW)
3	182	13	16	150	30	11	250	16	22
5	160	13.5	18	165	29	11,5	250	19	21
10	82	14	20	200	16	10	250	23	8
20	45	18	22	350	14	12,5	250	40	7

Nous tenons à préciser que les amplitudes et les durées des impulsions (ON ou OFF) rapportées dans le **Tableau III.7** sont optimisées de façon à obtenir  $R_{off}$  la plus élevée possible et  $R_{on}$  la plus faible possible tout en prenant en considération la durée de vie du TFR qui dépend principalement de la valeur de la densité de courant appliqué. Dans le **Tableau III.8** nous



présentons les mesures des résistances  $R_{on}$  et  $R_{off}$  d'un commutateur RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  en variant l'amplitude des impulsions ON/OFF. En se focalisant sur l'impulsion OFF (pour amener le motif de GST de l'état cristallin à l'état amorphe), nous avons constaté une augmentation de la résistance  $R_{off}$  lorsqu'on augmente l'amplitude de l'impulsion de 11 mA ( $R_{off} \sim 85 \text{ k}\Omega$ ) à 24 mA ( $R_{off} \sim 1 \text{ M}\Omega$ ) à une durée constante (20  $\mu\text{s}$ ). En contrepartie l'augmentation de l'amplitude des impulsions va créer des fortes densités de courant au niveau du TFR en NiCr provoquant ainsi sa dégradation précoce, ce qui ne permet pas de réaliser un grand nombre de cycles d'impulsions. A l'état ON nous n'avons pas remarqué d'évolution notable de la résistance  $R_{on}$  comme on l'a observé à l'état OFF, probablement car on atteint les niveaux de résistivités limites du GST à l'état cristallin obtenu sur une couche d' $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Comme on peut le voir dans le **Tableau III.8**, à partir d'une valeur de courant de 10 mA,  $R_{on}$  se stabilise autour de 22  $\Omega$ .

**Tableau III.8. Variation des résistances  $R_{on}$  et  $R_{off}$  d'un commutateur RF (4T) intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$ , en fonction de l'amplitude de l'impulsion en courant appliqué sur l'élément TFR.**

Impulsion OFF (durée 20 $\mu\text{s}$ )		Impulsion ON (durée 250 $\mu\text{s}$ )	
Amplitude (mA)	$R_{off}$	Amplitude (mA)	$R_{on}$
11	85 k $\Omega$	6	26 $\Omega$
16	200 k $\Omega$	10	22 $\Omega$
20	600 k $\Omega$	14	22 $\Omega$
24	1 M $\Omega$	20	22 $\Omega$

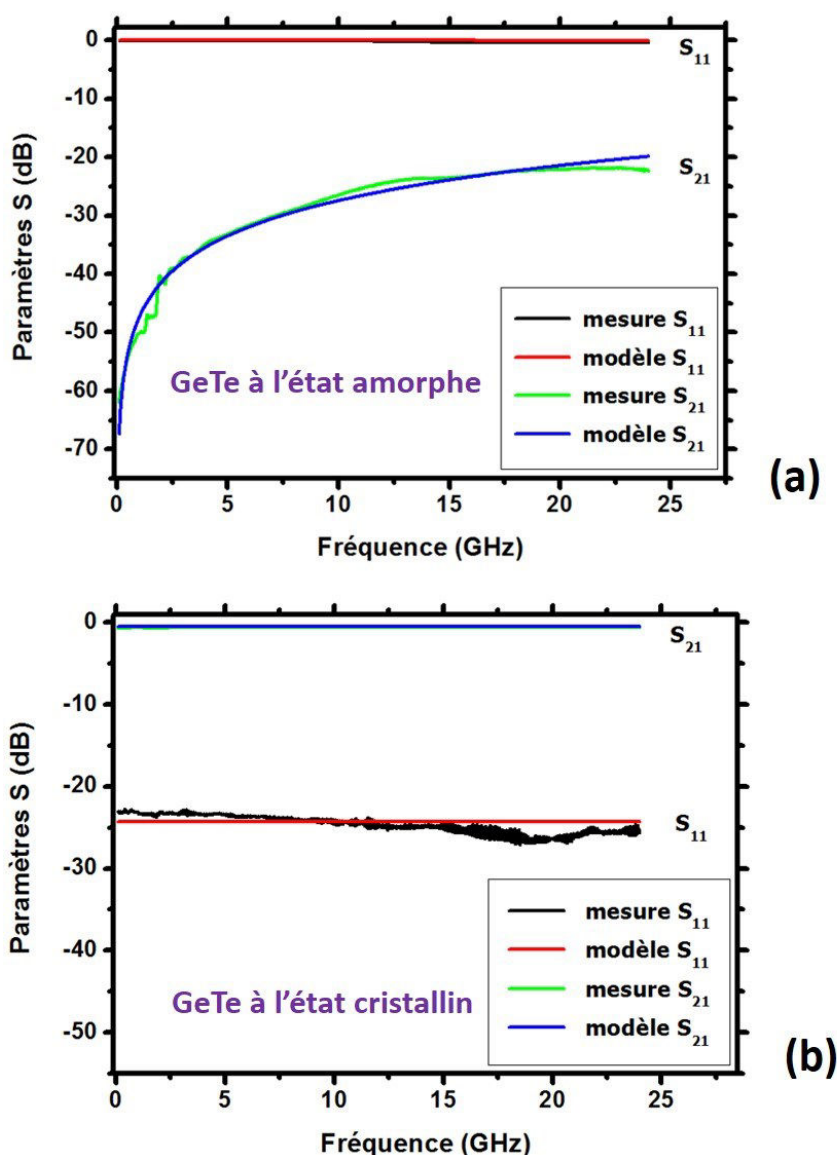
Comme nous l'avons mentionné auparavant, les travaux que nous avons réalisés visent à étudier le potentiel du GST comme une solution alternative pour réaliser des commutateurs RF et pour pouvoir le comparer avec le GeTe qui appartient à la même famille de matériau (PCM). Dans ce cadre, nous avons également réalisé et caractérisé des commutateurs RF intégrant des motifs de GeTe.

### III.5. Commutateurs RF intégrant des couches minces de GeTe

Dans un premier temps nous avons réalisé des commutateurs RF à deux terminaux (sans système de chauffage) et nous avons mesuré leurs performances électriques dans les deux états : état amorphe (tels qu'ils sont fabriqués) et état cristallin (après un chauffage du dispositif à 300°C). La **Figure III.37** présente les paramètres S mesurés et modélisés d'un commutateur RF intégrant un motif de GeTe de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$ . Comme on peut l'observer sur la **Figure III.37.a**, à l'état amorphe, le dispositif présente une forte isolation ( $\sim 20 \text{ dB}$  jusqu'à 24 GHz) correspondant à une résistance  $R_{off}$  de l'ordre de 1,6 M $\Omega$ . A l'état cristallin à faible



résistivité, la résistance du dispositif chute jusqu'à une valeur de  $3 \Omega$  correspondant à des pertes d'insertion de l'ordre de 0,6 dB jusqu'à 24 GHz (**Figure III.37.b**).



**Figure III.37.** Paramètres S mesurés et modélisés d'un commutateur RF intégrant un motif de GeTe de longueur  $L_g = 3 \mu\text{m}$  : (a) isolation (GeTe à l'état amorphe, tel qu'il est fabriqué); (b) pertes d'insertion (dispositif chauffé à  $300^\circ\text{C}$ ).

Dans le **Tableau III.9** nous présentons les performances électriques correspondant aux différentes dimensions  $L_g$  des commutateurs RF réalisés. Les valeurs de  $C_{\text{off}}$  et de  $R_{\text{on}}$  présentées ici, sont extraites du modèle électrique équivalent à une résistance variable ( $R_{\text{off}}$  ou  $R_{\text{on}}$ ) en parallèle avec une capacité ( $C_{\text{off}}$ ). Comme on peut le constater, à l'état amorphe, le GeTe présente des propriétés comparables à celles du GST (forte résistivité), ce qui permet d'obtenir des niveaux d'isolation élevés pour toutes les dimensions (entre 21 et 24 dB, jusqu'à 24 GHz). En revanche, à l'état cristallin, le GeTe se démarque par rapport au GST par une résistivité plus faible. Ceci se traduit par des faibles pertes d'insertion même pour une dimension  $L_g$  de  $20 \mu\text{m}$  ( $\sim 1$  dB jusqu'à 24 GHz). Ainsi, les figures de mérite ( $\text{FOM} = R_{\text{on}} \times C_{\text{off}}$ ) obtenues pour le GeTe



sont meilleures que celles des commutateurs à base de GST. Elles sont également du même ordre de grandeur que celle des commutateurs à base de GeTe rapportés dans la littérature [18, 27].

**Tableau III.9. Performances électriques des commutateurs RF à deux terminaux utilisant une composition de type GeTe, en fonction des dimensions Lg.**

Lg ( $\mu\text{m}$ )	3	5	10	20
R <sub>off</sub> (M $\Omega$ )	1,6	3,5	6	8,8
C <sub>off</sub> (fF)	6,76	6,1	5,4	4,6
R <sub>on</sub> ( $\Omega$ )	2,75	4,8	5,6	8,2
Isolation à 20 GHz (dB)	21,7	22,8	23,6	24
Pertes d'insertion à 20 GHz (dB)	0,54	0,68	0,72	1,07
FOM (fs)	20,28	29,28	30,24	37,72

De la même façon que le GST, nous avons intégré le GeTe dans des dispositifs à quatre terminaux intégrant un système de chauffage indirect (dans cette configuration la couche de GeTe est également déposée sur une couche d'Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>). En s'intéressant aux propriétés de ces commutateurs à l'état ON (GeTe à l'état cristallin), nous avons constaté, comme dans le cas des commutateurs à base de GST, une augmentation importante de la résistance R<sub>on</sub> par rapport à celles des commutateurs à deux terminaux. Comme on peut le voir dans le **Tableau III.10**, les résistances des commutateurs (4T) sont 4 fois plus grandes que celles des commutateurs à deux terminaux présentées dans le **Tableau III.9** précédent. Le même comportement a été observé avec les commutateurs (4T) à base de GST, ce qui conforte notre hypothèse sur l'influence de la couche d'Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, à savoir que cette couche, chauffée à 300 °C pendant le processus de cristallisation pourrait induire des défauts structuraux influant sur les paramètres de la phase cristalline de la couche de PCM.

**Tableau III.10. Mesure de la résistance à l'état cristallin (R<sub>on</sub>) des commutateurs RF (4T) intégrant un motif de GeTe.**

Lg ( $\mu\text{m}$ )	3	5	10	20
R <sub>on</sub> ( $\Omega$ )	12	17	20	32

Les investigations préliminaires portant sur les commutateurs RF à deux terminaux à base de GeTe montrent que ces composants présentent des performances meilleures que celles des composants à base de GST et au même niveau que les MEMS-RF. Cependant comme on vient de le montrer, les résistances à l'état ON (R<sub>on</sub>) des commutateurs à quatre terminaux (lorsque le GeTe est déposé sur une couche d'Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) sont supérieures à celles des commutateurs à deux terminaux. Nos futurs efforts vont se tourner ainsi, vers le développement des



commutateurs à quatre terminaux à base de GeTe en utilisant d'autres types de matériaux diélectriques permettant d'obtenir de meilleures performances à l'état ON.

## III.6. Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté les travaux réalisés sur la conception et la réalisation des commutateurs RF bistables intégrant des matériaux à changement de phase (PCM). Le principe de fonctionnement de ces commutateurs repose sur le changement de résistivité de type non-volatile du PCM lorsqu'il passe d'un état amorphe (haute résistivité) à un état cristallin (faible résistivité). A l'heure actuelle, les travaux portant sur ce sujet visent uniquement des compositions de type GeTe. En ce qui nous concerne, nous avons étudié essentiellement le potentiel du  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST).

Nous avons réalisé des couches minces de GST et de GeTe en utilisant la technique de l'ablation laser (PLD). Le processus de dépôt présente certaines flexibilités par rapport aux dépôts de couches minces de  $\text{VO}_2$ . En effet les deux types de matériaux sont obtenus à température ambiante à partir des cibles de  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  et de GeTe sur divers types de substrats.

Ensuite nous avons étudié les caractéristiques des couches minces de PCM préparées dans les deux états :

- **Amorphe** : les matériaux sont déposés à température ambiante, dans cet état nous obtenons des couches minces de PCM à l'état amorphe.
- **Cristallin** : échantillon chauffé à l'aide d'une plaque chauffante.

Les études par diffraction aux rayons X (DRX) montrent qu'à l'état cristallin (échantillon chauffé à  $350^\circ\text{C}$  pendant 5 minutes) le GST présente une phase cristalline hexagonale. Les mesures de résistivité effectuées sur des échantillons de différentes épaisseurs montrent un changement de résistivité entre l'état amorphe et l'état cristallin supérieur à 5 ordres de grandeurs pour les deux types d'alliages. En s'intéressant à la résistivité des PCM à l'état cristallin ( $\rho_c$ ) nous avons constaté que le GST présente une résistivité ( $2,51 \times 10^{-4} \Omega.\text{cm}$ ) deux fois supérieure à celle du GeTe ( $1,12 \times 10^{-4} \Omega.\text{cm}$ ) mais qui reste tout de même satisfaisante pour réaliser des commutateurs présentant de faibles pertes d'insertion. Nous avons par la suite intégré ces couches minces dans des dispositifs adéquats pour réaliser des commutateurs RF.

Nous avons tout d'abord réalisé des commutateurs RF en configuration MIM (Métal/Isolant/Métal). Dans cette configuration la couche de GST est prise en sandwich entre deux électrodes RF en vis-à-vis. Les mesures des paramètres S effectuées sur un dispositif de dimensions  $16 \times 10 \mu\text{m}^2$  (dimensions de la capacité formée par les électrodes en regard) montrent que le dispositif présente une faible isolation à l'état OFF (9 dB à 2 GHz et 2 dB à 40



GHz) et des pertes d'insertion relativement élevées à l'état ON (2,5 dB jusqu'à 40 GHz). Toutefois, des simulations ont montré qu'il est possible d'améliorer ces performances en diminuant les dimensions du dispositif.

Nos travaux se sont ensuite focalisés sur la réalisation de commutateurs RF planaires (2T) intégrant des motifs de GST. Nous avons étudié leurs performances à l'état amorphe (tels qu'ils sont fabriqués) et à l'état cristallin (après un chauffage des dispositifs à 300°C pendant 5 minutes). Les mesures des paramètres S effectuées sur un composant intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  sont prometteuses. A l'état OFF (GST à l'état amorphe), le composant présente une forte isolation qui est de l'ordre de 16 dB jusqu'à 40 GHz. A l'état ON (GST à l'état cristallin), nous avons mesuré des pertes d'insertion de l'ordre de 0,8 dB jusqu'à 40 GHz. Les valeurs de capacités et de résistances  $C_{\text{off}}$  et  $R_{\text{on}}$  correspondantes sont de 13,7 fF et  $7 \Omega$  respectivement avec une figure de mérite FOM obtenue ( $R_{\text{on}} \times C_{\text{off}} \sim 96 \text{ fF}$ ) qui est du même ordre de grandeur que celles des composants semi-conducteurs. Les mesures de point de compression à 1 dB montrent que les dispositifs présentent de bonnes tenues en puissance ( $> 2 \text{ W}$  dans les deux états).

Ensuite, nos efforts se sont concentrés vers l'intégration d'un système de chauffage indirect des couches PCM, qui soit à la fois adapté à nos dispositifs (structure planaire) et qui nous permette de réaliser une transition réversible du matériau PCM entre son état amorphe et son état cristallin. Notre choix s'est porté sur la conception de commutateurs RF (4T) intégrant un système de chauffage indépendant constitué d'un film mince résistif (TFR) en NiCr découplé de la ligne RF par une barrière diélectrique (couche mince en  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ).

Pour comparer les performances des commutateurs RF (4T) avec celles des commutateurs à RF (2T), nous avons tout d'abord caractérisé ces composants à l'état amorphe (tels qu'ils sont fabriqués) et à l'état cristallin (après un chauffage direct des dispositifs). Nous avons constaté que les performances à l'état OFF (isolation) d'un commutateur RF (4T) intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  sont comparables à celle d'un commutateur RF (2T) de la même dimension. Cependant, à l'état ON nous avons constaté un écart relativement grand entre les niveaux des pertes d'insertion d'un commutateur à 2T (0,8 dB jusqu'à 24 GHz) et celui d'un commutateur (4T) (2,3 dB jusqu'à 24 GHz). Cet écart est dû à la forte valeur  $R_{\text{on}}$  ( $22 \Omega$ ) du commutateur (4T) intégrant un système de chauffage (GST déposé sur une couche mince d' $\text{Al}_2\text{O}_3$ ). Ceci peut s'expliquer par le fait que les propriétés de la couche d' $\text{Al}_2\text{O}_3$  chauffée à 300°C pendant le processus de cristallisation pourraient induire des défauts structuraux dans la phase cristalline de la couche de PCM, influant sur ses propriétés électriques globales.



Nous avons étudié par la suite les performances des commutateurs intégrant un système de chauffage lors d'un changement de phase induit par effet Joule (chauffage indirect). Les commutateurs sont commutés réversiblement entre l'état OFF (GST à l'état amorphe) et l'état ON (GST à l'état cristallin) en appliquant des impulsions en courant (réglées en amplitude et durée) au niveau du TFR. Les puissances nécessaires pour actionner les commutateurs de différentes dimensions (3, 5, 10 et 20  $\mu\text{m}$ ) entre les deux états sont comprises entre 7 et 30 mW. Nos commutateurs présentent un avantage majeur par rapport aux dispositifs de type MEMS-RF, en offrant la possibilité de fonctionner en mode bistable (l'aptitude du dispositif à garder l'état dans lequel il a été amené, sans apport énergétique). Ainsi, les puissances nécessaires pour le déclenchement du changement de phase, sont consommées uniquement pendant la durée de l'impulsion. Ceci offre une solution efficace pour diminuer la consommation énergétique globale de ce type de commutateurs RF. Les performances électriques de nos commutateurs (4T) à l'état OFF sont au niveau de l'état de l'art avec un niveau d'isolation supérieure à 16 dB (pour  $L_g = 3 \mu\text{m}$ ). Cependant les niveaux de pertes d'insertion à l'état ON sont relativement élevés (1,44 dB jusqu'à 24 GHz correspondant à  $R_{on} = 16 \Omega$ , pour  $L_g = 3 \mu\text{m}$ ) mais elles pourront être améliorées en optimisant le processus de fabrication de ces dispositifs (au niveau du diélectrique et/ ou du matériau PCM).

Nous avons également réalisé des commutateurs RF à deux terminaux intégrant des couches minces de GeTe. Leurs performances à l'état OFF (isolation) sont comparables à celles des commutateurs à base de GST ( $> 20$  dB jusqu'à 24 GHz). Grâce à leurs propriétés électriques à l'état cristallin (faible résistivité), les composants à base de GeTe peuvent offrir des performances électriques meilleures que le GST et du même niveau que les MEMS-RF.

Toutes les propriétés prometteuses évoquées ci-dessus permettront aux commutateurs RF à base de matériaux à changement de phase d'apporter des solutions alternatives et très intéressantes pour réaliser des fonctions accordables plus complexes (matrices de commutations, intégration dans des filtres et antennes accordables) dans le domaine des hautes fréquences, nécessaires pour concevoir des systèmes de télécommunications modernes (agiles, compacts, à faible consommation énergétique).





## Références chapitre III

---

- [1] S. W. Ryu, J. H. Oh, B. J. Choi, S.-Y. Hwang, S. K. Hong, C. S. Hwang, H. J. Kim, «SiO<sub>2</sub> Incorporation Effects in Ge<sub>2</sub>Sb<sub>2</sub>Te<sub>5</sub> Films Prepared by Magnetron Sputtering for Phase Change Random Access Memory Devices», *Electrochem. Solid-State Lett.*, vol. 9, n° 8, p. 259-261, 2006.
- [2] E. Rimini, R. D. Bastiani, E. Carria, M. G. Grimaldi, G. Nicotra, C. Bongiorno, C. Spinella, «Crystallization of sputtered-deposited and ion implanted amorphous Ge<sub>2</sub>Sb<sub>2</sub>Te<sub>5</sub> thin films», *J. Appl. Phys.*, vol. 105, n° 12, p. 123502, 2009.
- [3] 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, n° 1-2, p. 243-247, 2005.
- [4] 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.
- [5] 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, n° 2-3, p. 935-941, 2012.
- [6] H. Lu, E. Thelander, J. W. Gerlach, U. Decker, B. Zhu, B. Rauschenbach, «Single Pulse Laser-Induced Phase Transitions of PLD-Deposited Ge<sub>2</sub>Sb<sub>2</sub>Te<sub>5</sub> Films», *Adv. Funct. Mater.*, vol. 23, n° 29, p. 3621-3627, 2013.
- [7] P. R. Willmott J. R. Huber, «Pulsed laser vaporization and deposition», *Rev. Mod. Phys.*, vol. 72, n° 1, p. 315-328, 2000.
- [8] E. M. Vinod, K. Ramesh, K. S. Sangunni, «Structural transition and enhanced phase transition properties of Se doped Ge<sub>2</sub>Sb<sub>2</sub>Te<sub>5</sub> alloys», *Sci. Rep.*, vol. 5, p. 8050, 2015.
- [9] Y. Won, J. Lee, M. Asheghi, T. W. Kenny, K. E. Goodson, «Phase and thickness dependent modulus of Ge<sub>2</sub>Sb<sub>2</sub>Te<sub>5</sub> films down to 25 nm thickness», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 100, n° 16, p. 161905, 2012.
- [10] R. Shuker R. W. Gammon, «Raman-Scattering Selection-Rule Breaking and the Density of States in Amorphous Materials», *Phys. Rev. Lett.*, vol. 25, n° 4, p. 222-225, 1970.
- [11] K. S. Andrikopoulos, S. N. Yannopoulos, A. V. Kolobov, P. Fons, J. Tominaga, «Raman scattering study of GeTe and Ge<sub>2</sub>Sb<sub>2</sub>Te<sub>5</sub> phase-change materials», *J. Phys. Chem. Solids*, vol. 68, n° 5-6, p. 1074-1078, 2007.
- [12] E. Cho, S. Yoon, H. R. Yoon, et W. Jo, «Micro-Raman scattering studies of Ge-Sb-Te bulk crystals and nanoparticles», *J Korean Phys Soc*, vol. 48, p. 1616-1619, 2006.
- [13] 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, n° 3, p. 202-208, 2011.



- [14] S. Raoux, W. Wehlic, D. Ielmini, «Phase change materials and their application to nonvolatile memories», *Chem. Rev.*, vol. 110, n° 1, p. 240-267, 2010.
- [15] M. Wuttig, «Phase-change materials: Towards a universal memory?», *Nat. Mater.*, vol. 4, n° 4, p. 265-266, 2005.
- [16] A. L. Lacaita, D. Ielmini, D. Mantegazza, «Status and challenges of phase change memory modeling», *Solid-State Electron.*, vol. 52, n° 9, p. 1443-1451, 2008.
- [17] A. Crunteanu, A. Mennai, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, «Out-of-plane and inline RF switches based on  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  phase-change material», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Tampa, Florida, USA, 2014.
- [18] 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.
- [19] J. Moon, H.-C. Seo, D. Le, «High linearity 1-ohm RF switches with phase-change materials», *IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in Rf Systems (SiRF)*, p. 7-9, Newport Beach, CA, USA, 2014.
- [20] 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.
- [21] A. L. Lacaita, «Phase change memories: State-of-the-art, challenges and perspectives», *Solid-State Electron.*, vol. 50, n° 1, p. 24-31, 2006.
- [22] A. Mennai, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, P. Blondy, A. Crunteanu, «Bistable RF switches using  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  phase change material», *European Microwave Conference (EuMC)*, p. 945-947, Paris, France, 2015.
- [23] E. K. Chua, L. P. Shi, R. Zhao, K. G. Lim, T. C. Chong, T. E. Schlesinger, J. A. Bain, «Low resistance, high dynamic range reconfigurable phase change switch for radio frequency applications», *Appl. Phys. Lett.*, vol. 97, n° 18, p. 183506, 2010.
- [24] J. R. Black, «Electromigration-A brief survey and some recent results», *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 16, n° 4, p. 338-347, 1969.
- [25] I. A. Blech, «Electromigration in thin aluminum films on titanium nitride», *J. Appl. Phys.*, vol. 47, n° 4, p. 1203-1208, 1976.
- [26] V. A. Vashchenko, V. F. Sinkevitch, *Physical Limitations of Semiconductor Devices*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [27] M. Wang, Y. Shim, M. Rais-Zadeh, «A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch», *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 35, n° 4, p. 491-493, 2014.







## **Conclusions et perspectives**





L'objectif de ces travaux était de concevoir, de réaliser et de caractériser des commutateurs RF intégrant des matériaux à transition de phase (PTM) ou à changement de phase (PCM) dans le but de proposer une solution alternative aux technologies utilisées actuellement pour réaliser des commutateurs RF. Ainsi, nous avons réalisé des commutateurs RF intégrant des couches minces de dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ), de  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST) et de GeTe.

Dans le premier chapitre nous avons établi un état de l'art des commutateurs RF existant aujourd'hui, qui sont essentiellement à base de composants semi-conducteurs (diodes PIN et FET) et de microsystèmes mécaniques (MEMS-RF). Nous avons passé en revue leur principe de fonctionnement et nous avons pu comparer leurs performances. Les commutateurs à base de composants semi-conducteurs se démarquent par leur faible coût de fabrication, leur fiabilité et leur faible temps de commutation. Leurs performances électriques (isolation à l'état OFF et pertes d'insertion à l'état ON) sont généralement acceptables pour la plupart des applications RF. Les figures de mérite ( $\text{FOM} = R_{\text{on}} \times C_{\text{off}}$ ) de ces composants sont comprises entre plusieurs dizaines et plusieurs centaines de fs. Cependant ces composants sont généralement assujettis aux phénomènes de non linéarité et à une forte consommation d'énergie. Les MEMS-RF quant à eux présentent des performances électriques bien meilleures que celles des composants semi-conducteurs avec notamment un fort niveau d'isolation à l'état OFF et de faibles pertes d'insertion à l'état ON. Les FOM de ces composants sont généralement inférieures à 20 fs. Les MEMS-RF sont connus également pour leur excellente linéarité et leur faible consommation d'énergie. Cependant, ces composants mécaniques souffrent de temps de commutation élevés ainsi que de processus de fabrication complexes (packaging), ce qui augmente considérablement leur coût de fabrication. C'est dans ce contexte que nous proposons ainsi d'étudier des solutions alternatives aux technologies citées précédemment. Cette nouvelle approche est basée sur l'intégration de nouveaux matériaux dans des architectures adaptées et simples à réaliser.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons ainsi présenté l'intérêt des matériaux innovants fonctionnels pour la réalisation des fonctions de commutation RF. Ces matériaux ont la caractéristique de changer de propriétés intrinsèques (électrique, optique, mécanique, etc.) sous l'effet de divers stimuli provenant de l'environnement externe (électrique, thermique, optique, mécanique, magnétique, etc.). Nous nous sommes intéressés aux matériaux à résistivité accordable, plus précisément aux matériaux qui peuvent présenter à la fois un état à haute résistivité et un état à faible résistivité définissant respectivement l'état OFF et l'état ON d'un





commutateur. Dans ce contexte, les matériaux à transition de phase comme le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ) et les matériaux à changement de phase comme le  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST) et le GeTe sont d'excellents candidats pour réaliser des commutateurs RF. Ensuite à travers un bref état de l'art, nous avons présenté les caractéristiques de chaque type de matériau ainsi que leur domaine d'applications.

Nous avons décrit le comportement des couches minces de  $\text{VO}_2$  présentant une transition Isolant-Métal (MIT) autour de  $68^\circ\text{C}$ , pour laquelle les propriétés électriques du matériau changent en passant d'un état isolant à forte résistivité à un état métallique à faible résistivité. Les changements engendrés par la transition MIT peuvent s'observer également au niveau des propriétés structurales, optiques et mécaniques du matériau. La transition MIT présente d'autres intérêts à savoir qu'elle peut être initiée sous l'effet de plusieurs types de stimuli externes (thermique, électrique, optique, mécanique, etc.) avec des vitesses de commutation entre les deux états pouvant atteindre la picoseconde (lors d'une activation optique). Ces propriétés ont été exploitées dans diverses applications et sur un large domaine de fréquences allant du DC au THz en passant par le domaine des radiofréquences. Le dioxyde de vanadium est notamment un matériau intéressant pour réaliser des commutateurs RF car il présente un grand rapport de changement de résistivité (jusqu'à 5 ordres de grandeur).

Dans un deuxième temps, nous nous sommes intéressés aux matériaux à changement de phase (PCM) comme le GST et le GeTe qui peuvent commuter réversiblement entre un état amorphe et un état cristallin suite à un traitement thermique spécifique. Les modifications des propriétés engendrées par ce changement de phase peuvent s'observer au niveau des propriétés électriques et optiques des PCM : à l'état amorphe le matériau présente une forte résistivité et une faible réflectivité optique et à l'état cristallin une faible résistivité et une forte réflectivité optique. Grâce à ce changement de propriétés, les PCM ont été exploités essentiellement pour réaliser des mémoires optiques réinscriptibles et des mémoires résistives. Le changement de résistivité présenté par ces matériaux est de type non volatile, ce qui veut dire que les composants à base de PCM fonctionnent en mode bistable. A travers un état de l'art, nous avons vu que l'alliage de type GeTe a été récemment utilisé pour réaliser des commutateurs RF bistables (à partir de 2010). Les performances électriques de ces composants sont supérieures à celles des composants semi-conducteurs et du même ordre de grandeur que les MEMS-RF.

Le second chapitre portait sur la réalisation des commutateurs RF à base de couches minces de  $\text{VO}_2$ .

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté les caractéristiques (structurales et électriques) des couches minces de  $\text{VO}_2$  réalisées en utilisant la technique



d'évaporation par faisceau d'électrons. Nous avons déterminé les différents paramètres de dépôt permettant d'obtenir des couches minces de VO<sub>2</sub> avec les propriétés nécessaires pour réaliser des applications de type commutation RF notamment un grand rapport de changement de résistivité entre l'état isolant et l'état métallique ( $\rho_{25^\circ\text{C}} / \rho_{90^\circ\text{C}}$ ). Les mesures de résistivité effectuées sur le matériau réalisé sur différents types de substrats, ont montré que les couches minces de VO<sub>2</sub> réalisées sur un substrat de saphir (c-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) présentent le meilleur rapport de changement de résistivité (supérieur à 4 ordres de grandeurs). En s'intéressant dans un deuxième temps à la résistivité du matériau à l'état métallique ( $\rho_{90^\circ\text{C}}$  - paramètre définissant les performances du commutateur à l'état ON), nous avons vu que plus la couche de VO<sub>2</sub> est épaisse plus la résistivité à l'état métallique est faible. Ainsi pour réaliser des commutateurs RF présentant de faibles pertes d'insertion, notre choix s'est porté vers l'utilisation de couches de VO<sub>2</sub> d'épaisseur 200 nm ( $\rho_{90^\circ\text{C}} \sim 1,34 \times 10^{-4} \Omega.\text{cm}$ ).

Ensuite dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté la réalisation et les caractéristiques électriques des commutateurs DC à deux terminaux (2T) intégrant des motifs de VO<sub>2</sub>, lors d'une activation thermique et électrique de la transition MIT. Les caractéristiques courant-tension (I-V) de ces composants, enregistrées lors d'une activation électrique (en mode tension (mode V) ou en mode courant (mode I)), présentent trois régions : une région isolante, une région métallique et entre les deux une région intermédiaire correspondant à la transition MIT (marquant la transformation du matériau de l'état isolant à l'état métallique). Lors d'une activation électrique en mode I, nous avons pu mettre en évidence le phénomène d'auto-oscillations qui est lié à la présence d'une résistance négative différentielle (zone NDR) dans la caractéristique I-V de ces composants.

Dans la troisième partie de ce chapitre, nous avons présenté l'ensemble des travaux portant sur l'intégration des couches minces de VO<sub>2</sub> dans des commutateurs micro-ondes en configuration coplanaire (CPW). Ainsi, nous avons réalisé des commutateurs RF intégrant des motifs de VO<sub>2</sub> de différentes longueurs  $L_v$  (3, 5, 10 et 20  $\mu\text{m}$ ) et présenté leurs performances dans le domaine RF lors d'une activation thermique et électrique de la transition MIT. Les commutateurs RF réalisés présentent de bonnes performances électriques, à savoir une forte isolation à l'état OFF et de faibles pertes d'insertion à l'état ON jusqu'à 40 GHz. Ces performances se traduisent par des figures de mérite de l'ordre de 15 fs (pour  $L_v = 3 \mu\text{m}$ ) qui sont du même ordre de grandeur que celles des MEMS-RF. Les commutateurs réalisés présentent également un comportement linéaire jusqu'à des puissances ( $P_{\text{in}}$  à l'entrée du dispositif) supérieures à 3 W. En plus de leur facilité d'intégration, les motifs de VO<sub>2</sub> intégrés dans les dispositifs RF, offrent la possibilité de pouvoir être actionnés électriquement (par l'application d'un signal électrique entre les deux électrodes RF) avec des temps de



commutation de l'ordre de quelques centaines de nanosecondes  $< 300$  ns dépassant ainsi les performances des MEMS-RF (quelques dizaines de microsecondes).

Le troisième chapitre porte sur la réalisation de commutateurs RF bistables à base de matériaux à changement de phase (PCM). Le principe de fonctionnement de ces composants est basé sur le changement de résistivité de type non volatile présenté par les matériaux comme le  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST) et le GeTe lorsqu'ils passent d'un état amorphe (forte résistivité) à un état cristallin (faible résistivité). Nos efforts de recherche se sont concentrés essentiellement sur l'étude du potentiel du GST afin de le comparer avec le GeTe déjà utilisé pour ce type d'applications RF.

Nous avons présenté les caractéristiques des couches minces de GST et GeTe réalisées par la technique d'ablation laser. Les mesures de résistivité effectuées sur des échantillons de différentes épaisseurs, montrent un changement de résistivité entre l'état amorphe et l'état cristallin supérieur à 5 ordres de grandeur pour les deux types d'alliage. Par ailleurs, nous avons montré que le GST présente une résistivité à l'état cristallin ( $\rho_c$ ) supérieure à celle du GeTe tout en restant satisfaisante pour réaliser des commutateurs présentant de faibles pertes d'insertion. Ensuite, nous avons réalisé des commutateurs à base de couches minces de GST.

Dans un premier temps nous avons réalisé des commutateurs RF en configuration MIM. Nous avons présenté les performances d'un dispositif de dimension  $16 \times 10 \mu\text{m}^2$  (surface en regard des électrodes supérieure et inférieure) préparé dans les deux états : amorphe (tel qu'il est déposé) et cristallin (chauffé à  $300^\circ\text{C}$ ). A l'état OFF, le dispositif présente une forte capacité  $C_{\text{off}}$  ( $\sim 280$  fF) se traduisant par de faibles niveaux d'isolation notamment aux hautes fréquences ( $\sim 2$  dB à 20 GHz), ce qui n'est pas compatible avec cette gamme de fréquences. Nous avons pu montrer par des simulations que ces performances peuvent être améliorées en diminuant les dimensions de ces dispositifs (inférieures à  $7 \times 7 \mu\text{m}^2$ ), ce qui se traduit par la diminution des valeurs de  $C_{\text{off}}$ . Par la suite, nos efforts se sont tournés vers l'intégration de couches minces de GST dans des dispositifs en configuration planaire (électrodes RF et GST dans le même plan). Ce choix peut être justifié par le fait que les configurations planaires (espacement entre les deux électrodes RF à l'échelle micrométrique) peuvent offrir de faibles valeurs de  $C_{\text{off}}$  tout en présentant des performances en termes de tenue en puissance meilleures que les configurations MIM.

Dans ce contexte, nous avons tout d'abord intégré des couches minces de GST dans des dispositifs planaires à deux terminaux (2T). Nous avons présenté leurs propriétés dans les deux états : état amorphe (tel qu'il est fabriqué) et état cristallin (dispositif chauffé à  $300^\circ\text{C}$  pendant 5 minutes). Les commutateurs RF intégrant un motif de GST de longueur  $L_g = 10 \mu\text{m}$  présentent



d'excellentes caractéristiques à savoir un fort niveau d'isolation (16 dB jusqu'à 40 GHz) et de faibles pertes d'insertion (inférieures à 1 dB jusqu'à 40 GHz), se traduisant par une valeur de FOM de l'ordre de 96 fs ainsi qu'une bonne tenue en puissance ( $> 2$  W dans les deux états).

Par la suite nous avons intégré un système de chauffage indirect constituant une commande électrique indépendante du circuit RF, utilisée pour chauffer la couche de GST. Ainsi nous avons réalisé des commutateurs RF à quatre terminaux (4T) intégrant un système de chauffage indépendant constitué d'un film mince résistif (TFR) en NiCr découplé de la ligne RF par une barrière diélectrique (couche mince en  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ). Le changement de phase (amorphe-cristallin) de la couche de GST est effectué réversiblement en appliquant des impulsions en courant réglables en amplitude et en durée au niveau du TFR. Nous avons réalisé des commutateurs (4T) de différentes dimensions  $L_g$  (3, 5, 10 et 20  $\mu\text{m}$ ). Nous avons présenté leurs performances à l'état amorphe (tel qu'ils sont fabriqués) et à l'état cristallin (après un chauffage des dispositifs à 300°C pendant 5 minutes). Les performances des commutateurs RF (4T) à l'état OFF sont satisfaisantes (isolation  $> 14$  dB jusqu'à 24 GHz). Cependant, les résistances à l'état ON ( $R_{\text{on}}$ ) de ces composants (4T) sont relativement élevées, elles sont supérieures à celles des commutateurs (2T). Pour une dimension  $L_g = 3 \mu\text{m}$ , nous avons mesuré 1,1 dB de pertes d'insertion correspondant à  $R_{\text{on}} = 10 \Omega$ .

Ensuite nous avons présenté les caractéristiques de ces commutateurs RF (4T) lors d'un changement de phase amorphe-cristallin induit par effet Joule, suite à l'application des impulsions en courant au niveau du TFR. Les puissances mises en œuvre pour actionner les commutateurs de différentes dimensions  $L_g$  (3, 5, 10 et 20  $\mu\text{m}$ ) entre les deux états sont comprises entre 30 et 70 mW. Les performances électriques à l'état OFF sont au niveau de l'état de l'art avec un niveau d'isolation supérieur à 16 dB jusqu'à 24 GHz. Cependant, les niveaux de pertes d'insertion à l'état ON sont relativement élevés mais restent acceptables pour de faibles dimensions  $L_g = 3 \mu\text{m}$  (1,44 dB jusqu'à 24 GHz).

La dernière partie de ce chapitre porte sur l'intégration des couches minces de GeTe dans des dispositifs RF. Ainsi, nous avons réalisé des commutateurs RF (2T) intégrant des motifs de GeTe de différentes longueurs  $L_g$  (3, 5, 10 et 20  $\mu\text{m}$ ). Nous avons montré que ces composants présentent de bonnes performances électriques notamment à l'état ON caractérisé par un faible niveau de pertes d'insertion ( $\sim 0,5$  dB pour  $L_g = 3 \mu\text{m}$  et  $\sim 1$  dB pour  $L_g = 20 \mu\text{m}$ ), correspondant à des faibles valeurs  $R_{\text{on}}$  (3  $\Omega$  pour  $L_g = 3 \mu\text{m}$  et 8,2 pour  $L_g = 20 \mu\text{m}$ ). Ces performances sont meilleures que celles des commutateurs à base de GST et du même ordre de grandeur que les MEMS-RF. Nous avons également réalisé des commutateurs RF (4T) à base de GeTe (GeTe déposé sur une couche d' $\text{Al}_2\text{O}_3$ ). Nous avons constaté que les résistances à l'état ON ( $R_{\text{on}}$ ) de ces composants sont supérieures à celles des



commutateurs (2T) à base de GeTe. Le même comportement a été observé avec les commutateurs (4T) à base de GST.

En résumé, nous avons montré la possibilité de réaliser des commutateurs RF basés sur l'intégration de matériaux innovants fonctionnels tels que le dioxyde de vanadium (VO<sub>2</sub>) et le Ge<sub>2</sub>Sb<sub>2</sub>Te<sub>5</sub> (GST). Les mesures des paramètres S ont été effectuées jusqu'à 40 GHz en raison des limitations imposées par le banc de mesure mis à notre disposition. Certains composants comme les commutateurs à base de VO<sub>2</sub>, présentent des performances électriques (isolation et pertes d'insertion) supérieures à celles des composants semi-conducteurs et du même niveau que les MEMS RF. En plus de leur facilité d'intégration (deux niveaux de masque), les composants à base de VO<sub>2</sub> offrent également de faibles temps de commutation (< 300 ns) lors d'une activation électrique de la transition MIT. Les commutateurs à base de GST, notamment les composants (4T), ne présentent pas de performances remarquables en comparaison avec l'état de l'art. Toutefois, de part leur comportement bistable ces composants sont les plus efficaces en terme de consommation d'énergie. Dans le tableau suivant, nous résumons les caractéristiques majeures des commutateurs à base de VO<sub>2</sub> et de GST que nous avons réalisés en comparaison avec les composants semi-conducteurs (FET SOI), les MEMS-RF et les composants à base de GeTe (littérature).

**Comparaison entre les commutateurs RF à base de VO<sub>2</sub> et de GST avec les technologies FET (SOI), MEMS RF et GeTe.**

	FET (SOI)	MEMS-RF	GeTe	VO <sub>2</sub>	GST
FOM (fs)	100 - 700	2 - 20	10 - 40	15 - 30	96 - 480
Tenue en puissance (W)	≤ 10	≤ 10	> 3	> 3	> 2
Limite de fonctionnement en fréquence (GHz)	200	200	67	40	40
Temps de commutation (μs)	< 0,1	< 300	< 0,2	< 0,3	< 250
Fiabilité (nombre de cycle)	10 <sup>12</sup>	10 <sup>10</sup> - 10 <sup>12</sup>	10 <sup>3</sup>	-	-
Packaging	Non	Oui	Non	Non	Non
Bistable	Non	Non	Oui	Non	Oui

Compte tenu des résultats obtenus, des perspectives d'évolution de ces travaux ont été identifiées pour chaque composant (VO<sub>2</sub> et GST), afin d'améliorer leurs performances.

En ce qui concerne les commutateurs à base de VO<sub>2</sub>, des améliorations portant sur la topologie du composant peuvent être envisagées en développant un dispositif à quatre terminaux intégrant un système de chauffage (résistance chauffante) qui sera utilisé pour activer la transition MIT du VO<sub>2</sub>. Ceci permettra d'avoir une commande d'actionnement électrique indépendante du circuit RF. Les temps de commutation de ces commutateurs RF peuvent être améliorés en diminuant les dimensions Lv à une échelle nanométrique. D'autres études



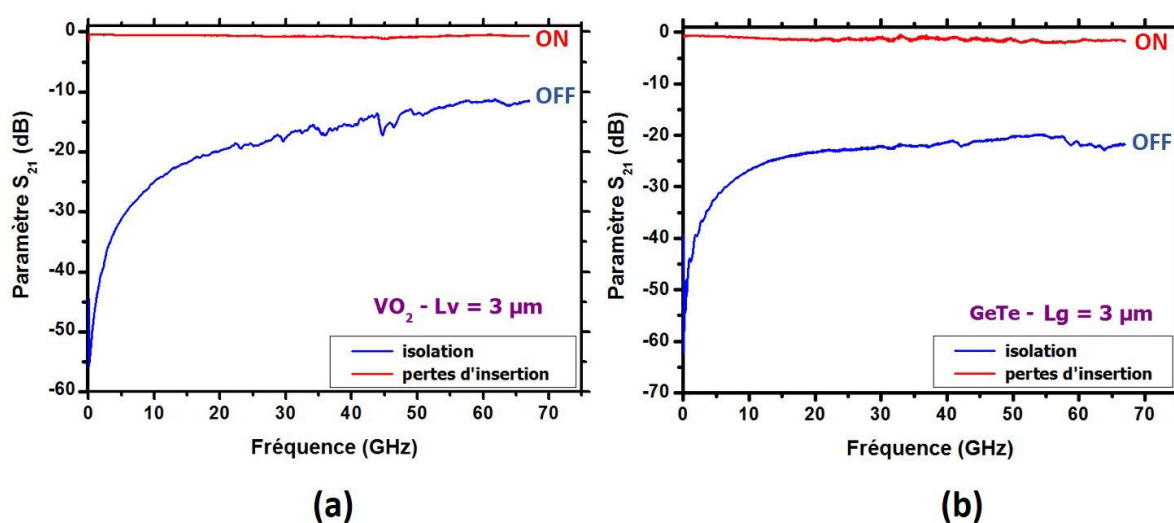
complémentaires visant à étudier la tenue en puissance maximale ( $> 3$  W) et la fiabilité (nombre de cycles ON/OFF) des composants à base du VO<sub>2</sub> permettront d'évaluer leur potentiel réel pour pouvoir les intégrer par la suite dans des applications RF plus complexes. D'autres perspectives peuvent être envisagées tirant profit du caractère large bande et de la rapidité de la transition MIT du VO<sub>2</sub> à savoir des commutateurs ultrarapides (DC-optique).

Nos prochains travaux portant sur les commutateurs à base de PCM vont se focaliser dans un premier temps sur l'amélioration des performances électriques de ces composants à l'état ON (diminution des pertes d'insertion). Nous avons vu que les valeurs de  $R_{on}$  des commutateurs (4T) dépendent des propriétés intrinsèques du PCM (résistivité à l'état cristallin) mais également de la qualité de la couche de diélectrique Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. Des études complémentaires sur les matériaux diélectriques sont envisagées. En effet, le matériau que l'on souhaite intégrer dans nos circuits doit répondre à certaines exigences en réponse à nos besoins : des propriétés structurales permettant d'obtenir la bonne phase cristalline du GST, une bonne rigidité diélectrique pour assurer une bonne isolation entre le circuit RF et la commande d'actionnement DC (TFR) et des propriétés thermiques (conductivité thermique) favorables au transfert de la chaleur du TFR vers la couche de PCM. Dans ce contexte, des matériaux comme le dioxyde de silicium (SiO<sub>2</sub>) ou des nitrures de silicium (SiN) seront développés par la technique PECVD au laboratoire XLIM. Nous avons vu également que la fiabilité (nombre de cycles ON/OFF) des commutateurs RF (4T) est liée à la durée de vie de l'élément chauffant (TFR en NiCr). Dans ce contexte, d'autres types de matériaux connus pour leur résistance à de fortes densités de courant et à des températures extrêmes comme le NiCrSi et les alliages de type Inconel (marque déposée de Special Metals Corporation) seront développés sous forme de couches minces et testés dans des dispositifs (4T). Ensuite, des simulations thermiques à l'aide du logiciel COMSOL viseront à étudier le changement de phase amorphe-cristallin induit par effet Joule (application des impulsions en courant au niveau du TFR). En s'appuyant sur ces résultats, les dimensions et les épaisseurs des différentes couches constituant nos dispositifs seront optimisées afin d'améliorer l'efficacité du système de chauffage (phénomènes d'amorphisation ou de cristallisation partielle).

Les commutateurs développés au cours de ma thèse présentent des caractéristiques intéressantes permettant d'envisager la réalisation de matrices de commutation plus complexes et des composants accordables en fréquence (filtres, antennes, etc.) nécessaires pour la conception des Front-End RF modernes (systèmes multibandes). En effet à l'horizon 2019, de nouveaux standards sans fil (5G) exploitant une plage de fréquences plus large (jusqu'à 50 GHz), feront leur apparition sur le marché de la téléphonie mobile. Ces nouvelles exigences



vont imposer des règles de conception strictes, dictées à la fois par le besoin en compacité du système global et par sa consommation. Nous présentons alors les mesures du paramètre  $S_{21}$  des commutateurs (2T) intégrant des couches minces de  $\text{VO}_2$  (sur la **Figure 1.a**) et de GeTe (sur la **Figure 1.b**) jusqu'à 67 GHz. Comme on peut le voir sur le graphique, les deux composants présentent un fort niveau d'isolation ( $> 13$  dB) et un faible niveau de pertes d'insertion ( $< 1,3$  dB) jusqu'à 67 GHz. Ces performances sont largement meilleures que celles des composants semi-conducteurs (diodes PIN) qui présentent un faible niveau isolation et des pertes d'insertion considérables au-delà de 20 GHz. De plus, les composants semi-conducteurs sont assujettis à des phénomènes de non linéarité et de forte consommation ce qui rend leur intégration dans les nouveaux systèmes multibandes plus complexe.



**Figure 1. Mesures du paramètre  $S_{21}$  des commutateurs RF (2T) ; (a) intégrant des couches minces de  $\text{VO}_2$  ; (b) intégrant des couches minces de GeTe.**

De leur côté, les commutateurs à base de PCM présentent un intérêt particulier pour les applications satellitaires. En effet, grâce à leur comportement bistable, ces composants permettront de reproduire le fonctionnement de relais électromécaniques à une échelle nettement réduite. Ainsi, la réalisation de matrices de commutation à base de matériaux à changement de phase, permettra de réduire l'encombrement et par la suite la masse de la charge utile des satellites.









# Annexes



## Annexes

---

Annexe 1. Mesure de résistivité par la méthode des 4 pointes.....	171
Annexe 2. Processus de fabrication des commutateurs RF .....	173

## Annexe 1. Mesure de résistivité par la méthode des 4 pointes

Nous avons utilisé la méthode des 4 pointes pour mesurer la résistivité des couches minces de VO<sub>2</sub>, GST et GeTe. Cette méthode consiste à utiliser 4 pointes métalliques alignées et régulièrement espacées (espacement (S) constant) (**Figure 1**). La mesure consiste à injecter un courant (I) entre les deux pointes extérieures et mesurer la tension (V) correspondante sur les deux pointes intérieures.

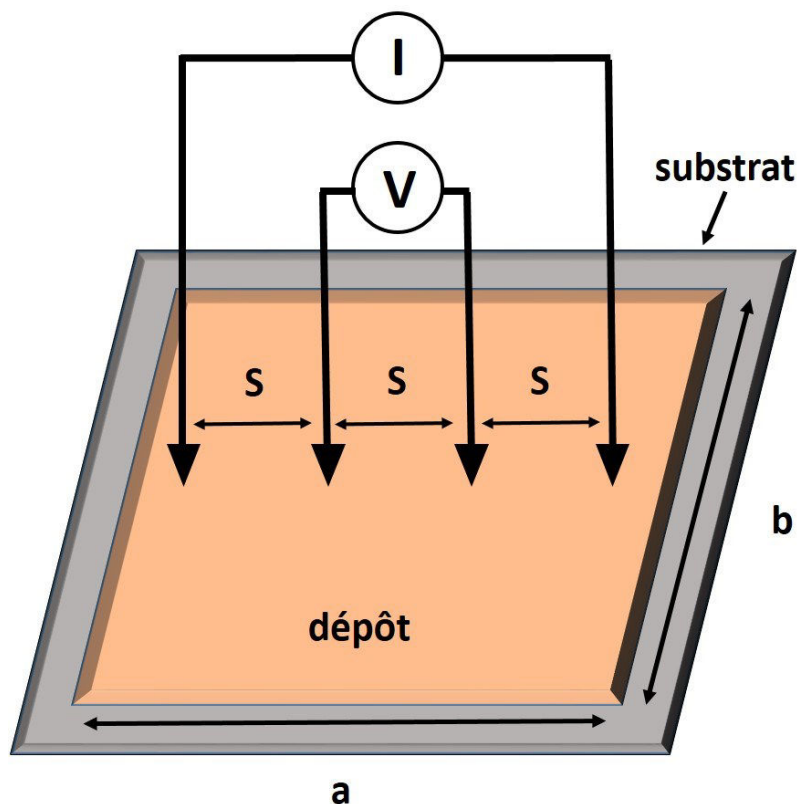


Figure 1. Schéma illustrant la technique de mesure des 4 pointes.

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

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

avec  $I$  le courant appliqué,  $V$  la tension mesurée,  $e$  l'épaisseur de dépôt,  $C_1$  le coefficient correcteur dépendant des dimensions ( $a$  et  $b$ ) de l'échantillon et  $C_2$  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  $\mu\text{m}$ , les valeurs de  $C_1$  et de  $C_2$  sont respectivement égales à 4,4364 et 1.



## Annexe 2. Processus de fabrication des commutateurs RF

Nous avons utilisé les techniques de fabrication conventionnelle en salle blanche pour réaliser des commutateurs RF : un aligneur de masque doté d'une source d'exposition aux rayons ultra-violet, des produits chimiques (résines photosensibles et développeurs) et les différentes techniques de dépôt de matériaux métalliques et diélectriques (évaporation par faisceau d'électrons, ablation laser etc.). Pour structurer les matériaux sous forme de motifs définissant la forme finale des circuits (définie dans la phase de la conception), nous avons utilisé principalement la gravure humide (pour les couches de VO<sub>2</sub>) et le processus de lift-off (couches de PCM, diélectriques et couches de métallisation).

**La gravure par voie humide (Figure 2.a)** : ce processus de fabrication permet d'enlever, dans des zones prédéfinies, uniquement une partie d'un dépôt. Le point de départ consiste à déposer le matériau souhaité sur un substrat. Des étapes de photolithographie sont ensuite nécessaires pour définir la géométrie du motif qu'on souhaite obtenir. On dépose une couche de résine photosensible (résine positive de type S1813) à la surface du matériau à graver ; à travers un masque, des parties de la résine seront alors exposées aux rayons ultraviolet (UV). Les parties sensibilisées peuvent être ensuite enlevées par voie humide (en utilisant des solutions chimiques adéquates). Nous obtenons ainsi des zones où le matériau est protégé par une couche de résine (c'est la partie de résine qui n'a été pas sensibilisée par les rayons UV) et d'autres où le matériau n'est pas recouvert par cette résine. Une solution chimique spécifique permet de graver les parties du matériau non protégé par la résine et on garde uniquement les parties protégées. Le reste de la résine protectrice peut être enlevé par exposition totale (sans masque) aux rayons UV suivi d'un bain d'acétone.

**Le processus de lift-off (Figure 2.b)** : contrairement à la gravure humide, au cours du processus de lift-off, des étapes de photolithographie sont nécessaires avant le dépôt du matériau. Le point de départ consiste à déposer une couche de résine photosensible (résine négative de type AZ5214A) sur la surface d'un substrat nu. Cette résine est ensuite exposée aux rayons UV à travers un masque définissant la géométrie du motif final. Une solution chimique spécifique nous permet ensuite d'enlever les parties de la résine qui n'ont pas été sensibilisées par les rayons UV. A l'issue de cette étape nous obtenons des zones du substrat couvertes par la résine et des zones où le substrat est nu (étape zéro). Ensuite le matériau souhaité est déposé sur la couche de résine développée. Le processus de lift-off trouve son nom dans la dernière étape qui consiste à plonger l'échantillon dans un bain d'acétone permettant d'éliminer la matière déposée sur la couche de résine et de garder celle déposée directement sur le substrat.



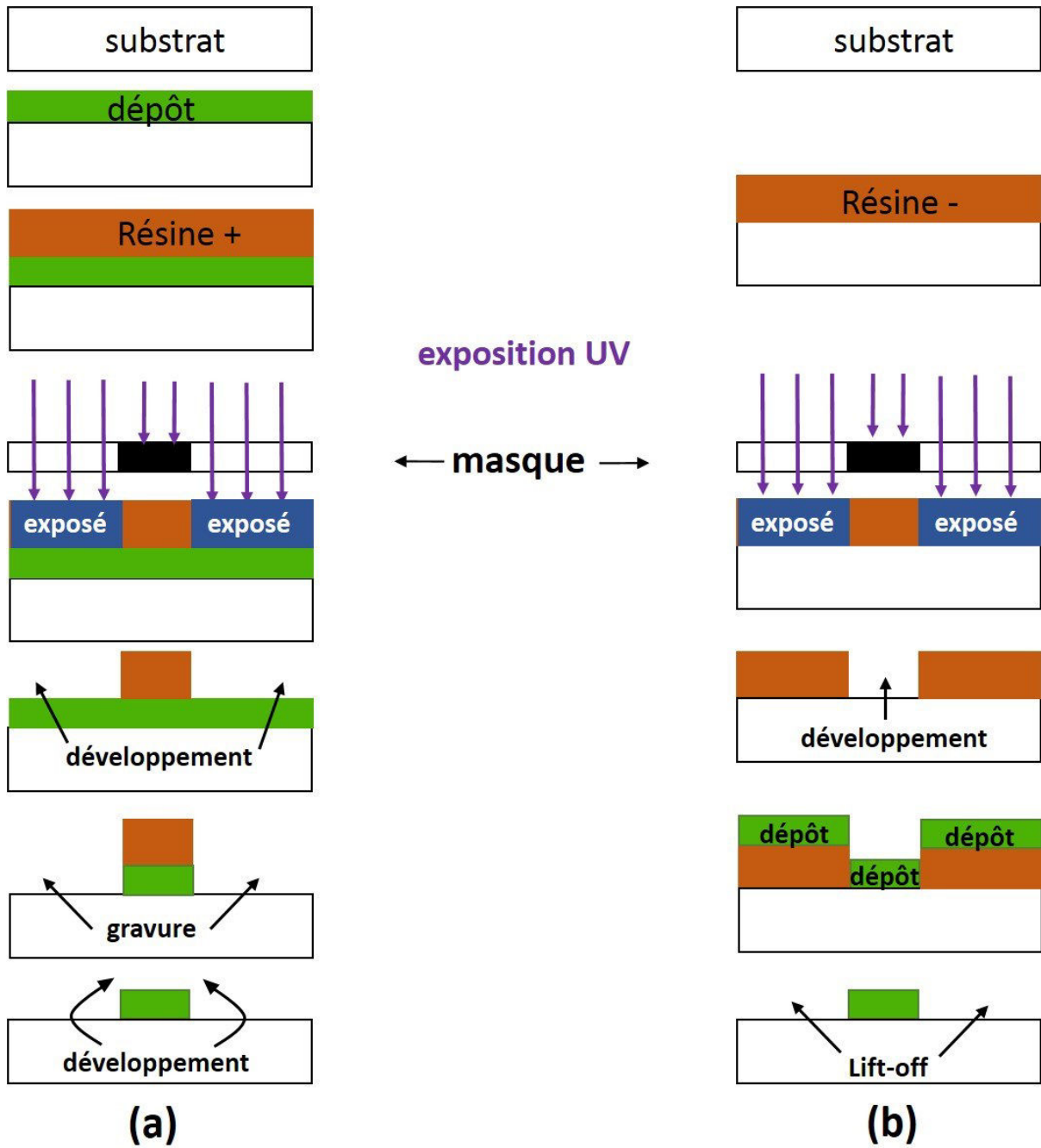


Figure 2. Exemple de réalisation d'un motif obtenu par : (a) gravure humide en utilisant une résine positive ; (b) processus de lift-off en utilisant une résine négative.









### Publications (5 conférences internationales et 4 conférences nationales)

#### Conférences internationales

1. A. Crunteanu, **A. Mennai**, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, «Out-of-plane and inline RF switches based on  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  phase-change material», IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 1-3, Tampa, Florida, USA, 2014.
2. A. Crunteanu, M. Fabert, J. Cornette, M. Colas, JC. Orlianges, A. Bessaudou, F. Cosset, **A. Mennai**, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, «Electric field-assisted metal insulator transition vanadium dioxide ( $\text{VO}_2$ ) thin films: optical switching behavior and anomalous far-infrared emissivity variation», Proceeding SPIE 934, Oxide-based Materials and Devices VI, Photonics West, San Francisco, USA, 2015.
3. V. Thery, JC. Orlianges, A. Boulle, **A. Mennai**, A. Bessaudou, F. Cosset, A. Beaumont, A. Crunteanu, «Strain and thickness dependence of the metal-insulator transition in  $\text{VO}_2$  epitaxial films», European Material Research Society (E-MRS) Spring Meeting (Symposium M), Lille, France, 2015.
4. **A. Mennai**, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, A. Crunteanu, «High cut-off frequency RF switches integrating a metal-insulator transition material», IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), p. 1-3, Phoenix, AZ, USA, 2015.
5. **A. Mennai**, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, P. Blondy, A. Crunteanu, «Bistable RF switches using  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  phase change material», European Microwave Conference (EuMC), p. 945-947, Paris, France, 2015.

#### Conférence nationales

1. A. Crunteanu, **A. Mennai**, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, «Commutateurs planaires RF/ micro-ondes à base de matériaux à changement de phase type  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ », 13ème Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, Nantes, 2014.
2. **A. Mennai**, A. Bessaudou, F. Cosset, A. Crunteanu, «Caractéristiques électriques de dispositifs MIM intégrant un film mince de dioxyde de vanadium», JNRDM : Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique, Lille, 2014.
3. **A. Mennai**, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, D. Passerieux, P. Blondy, A. Crunteanu, «Etude et réalisation de commutateurs RF bistables intégrant des



matériaux à changement de phase de type  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ », 19ème Journées Nationales Microondes, Bordeaux, 2015.

4. **A. Mennai**, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, D. Passerieux, A. Crunteanu, «Commutateurs RF à base de matériaux à transition de phase isolant- métal», 19ème Journées Nationales Microondes, Bordeaux, 2015.

### **Prix**

Meilleur papier des Journées Nationales Microondes, «Etude et réalisation de commutateurs RF bistables intégrant des matériaux à changement de phase de type  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ », Bordeaux 2015.

### **Travaux en cours de soumission**

Des études sur les caractéristiques structurales et électriques des couches minces de  $\text{VO}_2$  en fonction de l'épaisseur feront l'objet d'un papier intitulé «**Role of thermal strain in the metal-insulator and structural phase transition of epitaxial  $\text{VO}_2$  films grown on (001) sapphire by electron beam evaporation**», qui sera publié dans un journal international (travaux effectués en collaboration avec le laboratoire SPCTS).

Auteurs : V. Théry, A. Boule, A. Crunteanu, J. C. Orlianges, A. Beaumont, R. Mayet, **A. Mennai**, F. Cosset, A. Bessaudou, M. Fabert







## Conception et réalisation de commutateurs RF à base de matériaux à transition de phase (PTM) et à changement de phase (PCM)

---

**Résumé :** Ces travaux de recherche portent sur la conception et la réalisation de commutateurs RF basés sur l'intégration de matériaux innovants fonctionnels tels que le dioxyde de vanadium ( $\text{VO}_2$ ) et les alliages de chalcogénures de types  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST) et GeTe. Le principe de fonctionnement de ces composants repose sur le changement de résistivité que présentent ces matériaux. Le  $\text{VO}_2$  possède une transition Isolant-Métal (MIT) autour de  $68^\circ\text{C}$  à travers laquelle le matériau passe d'un état isolant (forte résistivité) à un état métallique (faible résistivité). La transition MIT présente l'intérêt de pouvoir être initiée sous l'effet de plusieurs types de stimuli externes (thermique, électrique et optique) avec de faibles temps de commutation. Les alliages de types GST et GeTe ont la particularité de commuter réversiblement entre un état amorphe à forte résistivité à un état cristallin à faible résistivité suite à un traitement thermique spécifique. Les commutateurs à base de GST ou de GeTe présentent l'avantage de pouvoir opérer en mode bistable car le changement de résistivité présenté par ces matériaux est de type non volatile. Les composants réalisés ont de bonnes performances électriques (isolation et pertes d'insertion) sur une large bande. Nos travaux de recherche visent à proposer une solution alternative aux solutions classiques (semi-conducteurs et MEMS-RF) pour réaliser des commutateurs RF qui peuvent être par la suite utilisés dans la conception des dispositifs reconfigurables (filtres, Antennes).

---

**Mots-clés :** Commutateurs RF, transition Isolant-Métal, dioxyde de vanadium, changement de phase amorphe-cristallin,  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ , GeTe.

## Design and realization of RF switches based on phase transition (PTM) and phase change (PCM) materials

**Abstract:** This research work focuses on the design and realization of RF switches based on the integration of new materials such as vanadium dioxide ( $\text{VO}_2$ ),  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST) and GeTe chalcogenides alloys. The operating principle of these devices is based on the resistivity change presented by these materials.  $\text{VO}_2$  exhibits a Metal-Insulator transition (MIT) around  $68^\circ\text{C}$  for which the material changes from an insulating state (high resistivity) to a metallic one (low resistivity). The MIT transition can be triggered in different ways (thermally, electrically and optically) with low switching time. GST and GeTe alloys have the particularity to be reversibly switched between a high resistive-amorphous state to low resistive-crystalline state, under a specific heat treatment. Thanks to the non-volatile resistivity change presented by these materials, GST/GeTe-based switches are able to operate in bistable mode. The fabricated devices exhibit good electrical performances (insertion loss and isolation) over a broadband. The aim of our work is to propose an alternative solution to conventional technologies (semiconductors and RF-MEMS), to design RF switches that can be used afterward in the design of reconfigurable devices (filters, antennas).

---

**Keywords:** RF switches, Metal-Insulator transition, vanadium dioxide, amorphous-crystalline phase change,  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ , GeTe.

