



HAL
open science

Commutateurs RF à base de matériaux à changement d'état : conception, caractérisation et application

Alexandre Leon

► **To cite this version:**

Alexandre Leon. Commutateurs RF à base de matériaux à changement d'état : conception, caractérisation et application. Autre. Université Grenoble Alpes, 2018. Français. NNT : 2018GREAT127 . tel-04607305

HAL Id: tel-04607305

<https://theses.hal.science/tel-04607305>

Submitted on 10 Jun 2024

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE LA COMMUNAUTE UNIVERSITE GRENOBLE ALPES

Spécialité : **Optique et Radiofréquence**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

Alexandre LEON

Thèse dirigée par **Florence PODEVIN, MCF-HDR, RFIC-Lab, Université Grenoble Alpes, Grenoble-INP, et**
codirigée par **Etienne PERRET, MCF-HDR, LCIS, Université Grenoble Alpes, Grenoble-INP**

préparée au sein du **CEA-LETI**
dans l'**Ecole Doctorale d'Electronique, Electrotechnique, Automatique, Traitement du Signal**

Commutateurs RF à base de matériaux à changement d'état : conception, caractérisation et application

Thèse soutenue publiquement le **17 Décembre 2018**,
devant le jury composé de :

Monsieur, Salvador, MIR

DR, CNRS, TIMA, Grenoble, Président

Monsieur, Patrick, PONS

DR CNRS, LAAS-CNRS, Toulouse, Rapporteur

Monsieur, Aurelian, CRUNTEANU

CR CNRS, XLIM, Limoges, Rapporteur

Monsieur, Philippe, Ferrari

PR, Université Grenoble Alpes, RFIC-Lab, Grenoble, Examineur

Madame, Emilie, FOND

Ing, Radiall, Voreppe, Examinatrice

Monsieur, Bruno, REIG

IR, CEA-LETI, Grenoble, Examineur

Invité

Monsieur, Vincent, PUYAL

IR, CEA-LETI, Grenoble, Invité



Remerciements

Ces travaux de thèse ont été effectués au sein du laboratoire LCRF (Laboratoire Composants RadioFréquences) au sein du DCOS (Département COMposants Silicium) du LETI au CEA-Grenoble. Ils ont été dirigés successivement par Monsieur Philippe Ferrari puis par Madame Florence Podevin du RFIC-Lab de Grenoble et codirigés par Monsieur Etienne Perret du LCIS de Valence.

Je voudrais remercier Monsieur Salvador Mir, Directeur de recherche au TIMA de Grenoble, de me faire l'honneur de présider ce jury.

Je tenais à remercier sincèrement Messieurs Aurelian Crunteanu et Patrick Pons, respectivement Directeur de Recherches au XLIM de Limoges et Directeur de Recherches au LAAS de Toulouse, d'avoir accepté de rapporter mes travaux.

Je remercie aussi Madame Emilie Fond, Ingénieur à Radiall à Voreppe, Monsieur Philippe Ferrari, Professeur au RFIC-Lab de Grenoble et Monsieur Bruno Reig, Ingénieur de Recherche au CEA-LETI de Grenoble d'avoir accepté d'examiner mes travaux. Je remercie également Monsieur Vincent Puyal, Ingénieur de Recherche au CEA-LETI de Grenoble, d'être présent dans ce jury.

Mes remerciements s'adressent également à Christophe Billard, qui m'a accueilli au sein de son laboratoire pendant ces trois années.

Un grand merci à Florence Podevin, pour sa présence, ses idées et le temps qu'elle m'a consacré pendant cette thèse. J'espère que ta première direction de thèse s'est aussi passée. Un grand merci également à Etienne Perret et à Philippe Ferrari, pour leurs conseils et leur expertise.

J'exprime toute ma gratitude à Bruno Reig, qui m'a encadré pendant ces trois années au sein du CEA. J'ai pris plaisir à travailler avec toi. Je remercie également Damien Saint-Patrice pour l'aide apporté durant ce projet. Je vous remercie aussi pour vos remarques formatrices. Je remercie aussi Vincent Puyal pour son encadrement, son soutien et ces sorties escalades. Plus généralement, je voudrais témoigner ma reconnaissance à toutes les personnes avec qui j'ai pu collaborer pendant cette thèse : Jean-Louis, Gabriele, Niccolo, Jacques, Jose, Patrice, Tra, Denis², Carsten, et tous ceux que j'oublie.

Je voulais aussi remercier l'ensemble des membres du SCMS, permanents comme non permanents, pour la bonne ambiance qu'ils y font régner.

Un merci particulier à Baptiste et Alejandro, avec qui j'ai partagé un bureau mais aussi une belle amitié.

Un merci tout particulier à Marion, qui a su, sait et saura me soutenir dans le travail comme à l'extérieur.

Enfin un grand merci à ma famille pour son soutien tout au long de ma thèse, et plus généralement tout au long de mon parcours.

Table des matières

Remerciements	3
Introduction	7
1. Etat de l'art des commutateurs RF	9
1.1. Principe de fonctionnement d'un commutateur RF	10
1.2. Historique des commutateurs RF classiques	11
1.2.1. Commutateurs Mécaniques.....	11
1.2.2. Commutateur RF à base de matériaux semi-conducteurs	12
1.3. Technologies non standard en microélectronique.....	15
1.3.1. MEMS.....	15
1.4. Technologies émergentes/matériaux intelligents	17
1.4.1. OxRAM	17
1.4.2. CBRAM.....	18
1.4.3. Technologies à transition d'état	20
1.5. Les matériaux à transition de phase.....	20
1.5.1. Oxyde de Vanadium, VO ₂	20
1.5.2. Les chalcogénures.....	23
1.6. Conclusion sur l'état de l'art.....	32
Bibliographie	34
2. Définition de la technologie et conception de commutateurs radiofréquences GeTe.....	41
2.1. Lot 1 : Une seule couche métallique sans heater	41
2.1.1. Process flow avec description des étapes technologiques.....	42
2.1.2. Tests paramétriques	45
2.1.3. Conclusion sur le lot 1	49
2.2. Lot 2 : deux couches métalliques sans heater	49
2.2.1. Process Flow avec description des étapes technologiques.....	49
2.2.2. Tests paramétriques	51
2.2.3. Conclusion sur le lot 2	55
2.3. Lot 3 : Deux couches métalliques et heater	55
2.3.1. Process Flow avec description des étapes technologiques.....	55
2.3.2. Description des tests paramétriques sur le lot 3	58
2.3.3. Conclusion sur le lot 3	63
2.4. Conclusion sur le flot technologique	63
Bibliographie	64
3. Conception des dispositifs à changement de phase	67
3.1. Description des motifs dédiés au chauffage direct par la ligne RF – lots 1 et 2	68
3.2. Cas particulier du chauffage dédié – lot 2	71
3.2.1. Description des motifs avec chauffage direct dédié.....	71
3.2.2. Réflexion sur les motifs avec chauffage direct dédié.....	74
3.3. Chauffage indirect avec heater – lot 3	77

Bibliographie	78
4. Caractérisation du changement de phase du GeTe	81
4.1. Activation directe par la ligne RF – lots 1 et 2	82
4.1.1. Amorphisation	82
4.1.2. Cristallisation.....	103
4.2. Activation directe par chauffage dédié – lot 2.....	105
4.3. Activation indirecte avec heater – lot 3	105
4.3.1. Amorphisation	105
4.3.2. Cristallisation.....	107
4.4. Conclusion sur le chauffage direct ou indirect des dispositifs.....	108
Bibliographie	110
5. Résultats RF	113
5.1. Caractérisations petits signaux	114
5.1.1. Mise en évidence préalable du phénomène de piégeage de charge.....	114
5.1.2. Pertes d’insertion et isolation des commutateurs - lots 1 et 2	115
5.1.3. Pertes d’insertion et isolation des commutateurs – lot 3.....	124
5.1.4. Conclusion sur les mesures petits signaux	125
5.2. Caractérisations grands signaux	125
5.2.1. Tenue en puissance du GeTe cristallin.....	126
5.2.2. Tenue en puissance du GeTe amorphe.....	136
5.2.3. Conclusion partielle sur la tenue en puissance.....	142
5.3. Linéarité.....	142
5.3.1. Linéarité du GeTe cristallin	143
5.3.2. Linéarité du GeTe amorphe	144
5.4. Conclusion sur les performances RF	145
Bibliographie	148
Conclusion générale et perspectives	151
6. Annexes.....	155
6.1. Process flow de l’ensemble des lots à base de GeTe.....	155
6.2. Etude sur la gravure du GeTe	156
6.3. Ouverture vers d’autres technologies émergentes	158
6.3.1. Dispositif à pont conducteur	158
6.3.2. Dioxyde de vanadium	168
Bibliographie	172
Table des Figures	174
Table des Tableaux	180
Résumé – Abstract	182

Introduction

Depuis de nombreuses années, avec l'évolution des moyens de télécommunications et la nécessité d'atteindre des gammes de fréquence de plus en plus élevées, il est impératif de développer des composants permettant de répondre aux besoins futurs des systèmes mobiles de communication sans fil.

Au sein de ces systèmes, les commutateurs RF jouent un rôle fondamental au sein des front-end RF, rôle encore renforcé avec l'avènement des systèmes MMIMO (« Massive Multiple Input Multiple Output ») et du principe d'agrégation lié à la 4G et la future 5G. De nouveaux matériaux tels que ceux à changement de phase (PCM pour « Phase Change Material ») constituent une alternative récente et crédible aux approches MEMS, FET, diodes PIN... Les performances potentielles de ces matériaux en termes d'isolation, de perte d'insertion, de tenue en puissance et de linéarité dépassent celles des composants actuels.

C'est dans cet optique qu'est posé l'objectif de ma thèse comme suit : « Commutateurs RF à base de matériaux à changement d'état : conception, caractérisation et application ».

Le choix a été fait de s'intéresser de manière prioritaire sur un seul matériau : le GeTe (pour Germanium/Tellure). C'est pourquoi l'ensemble des quatre chapitres qui suivront le chapitre premier ne traiteront que de ce matériau. Toutefois deux autres matériaux ont été étudiés et seront présentés en annexe de ce rapport.

L'ensemble des travaux ont été menés au sein du CEA-LETI de Grenoble grâce au concours de la plateforme salle blanche du LETI.

Le chapitre 1 donne un état de l'art des commutateurs RF existant aujourd'hui. Après une rapide mise au point sur le principe de fonctionnement de commutateurs RF, nous nous intéresserons à l'ensemble des technologies dites matures avant de s'intéresser à des technologies plus innovantes pour finir par présenter les travaux qui traitent actuellement des commutateurs RF à base de GeTe.

Dans le chapitre 2, nous étudierons la partie conception de nos commutateurs en présentant les différents lots que nous avons choisi de réaliser. Nous y présenterons ainsi les différentes étapes de conception en salle blanche ainsi que les mesures électriques menées pour valider et caractériser les matériaux en présence.

Dans le chapitre 3, nous nous intéresserons de nouveau à l'aspect conception de nos commutateurs, mais dans un autre registre. Ce chapitre décrit l'ensemble des motifs conçus dans l'ensemble des trois lots en présentant les spécificités de chacun.

Dans le chapitre 4, nous cherchons à caractériser le changement d'état de nos commutateurs en suivant les spécificités de chacun des trois lots utilisant trois types de système d'activation différents. Une caractérisation thermique menée sur le logiciel COMSOL est également rapportée pour appuyer les lois proposées.

Enfin le chapitre 5 traite des différentes caractérisations RF menées sur les commutateurs : paramètres S, tenue en puissance et linéarité qui sont trois des principaux gages de performances de commutateurs RF. Ce chapitre traitera également de quelques applications conçues à partir de commutateurs RF : des SPDT, RTPS ...

Enfin en annexe est présentée une étude de conception et un début de caractérisation sur deux autres matériaux à changement d'état : des commutateurs RF à base de ponts conducteurs et à base de dioxyde de vanadium.

1. Etat de l'art des commutateurs RF

Mon sujet de recherche s'est focalisé sur la conception, la réalisation et le test de commutateurs RF à base de matériaux à changement d'état et sur leur intégration au sein d'un circuit. Deux voies de travail se distinguent : un aspect circuit avec les commutateurs RF et un aspect matériau avec les matériaux à changement d'état. Ce chapitre va donc servir avant tout à définir ce qu'impliquent ces deux voies différentes. Dans un premier temps, après une rapide définition de ce qu'est un commutateur RF, un état de l'art des commutateurs RF actuels est dressé, que la technologie soit mature ou en cours de développement. L'accent est ensuite mis sur les matériaux à changement d'état. Afin de concilier les deux approches, on s'attarde finalement sur l'état de l'art des commutateurs RF à base de matériaux à changement d'état.

1.1. Principe de fonctionnement d'un commutateur RF.

Un commutateur est un composant à deux états : un état passant dit ON qui va permettre le passage du signal électrique et un état bloqué dit OFF, qui va empêcher le passage du signal.

Un commutateur idéal serait modélisé par un circuit ouvert au regard de l'état OFF et par un conducteur parfait (court-circuit) à l'état ON. En réalité il est impossible d'obtenir de telles performances, aussi le commutateur possède une résistance R_{ON} à l'état passant et une résistance R_{OFF} à l'état bloqué (voir Figure 1-1.a). Pour tendre vers un commutateur performant, on cherchera à avoir un rapport R_{OFF}/R_{ON} le plus élevé possible avec un R_{ON} le plus faible possible.

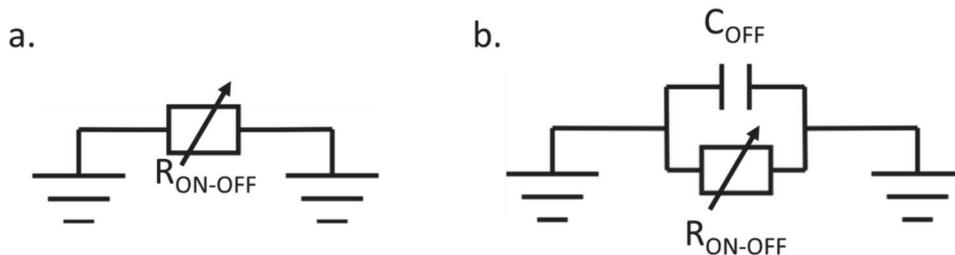


Figure 1-1. a. Modèle équivalent d'un commutateur DC, avec R_{ON-OFF} , une résistance variable entre l'état ON du commutateur et l'état OFF du commutateur. b. Modèle équivalent d'un commutateur RF avec R_{ON-OFF} , une résistance variable entre l'état ON du commutateur et l'état OFF du commutateur et C_{OFF} une capacité parasite présente à l'état OFF du commutateur.

Un commutateur RF est un commutateur qui va fonctionner dans le domaine des radiofréquences. L'équivalent électrique se compose alors d'une résistance variable $R_{ON/OFF}$ et d'une capacité C_{OFF} (voir Figure 1-1.b). Pour avoir des performances optimales dans un commutateur RF, on cherchera de plus à minimiser la valeur de C_{OFF} . Ainsi, traditionnellement, on définit dans le domaine des commutateurs RF le facteur de mérite (FoM pour Figure of Merit) défini par :

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

Ainsi un facteur de mérite minimal est caractéristique d'un commutateur avec de bonnes performances. On trouvera plutôt dans la littérature la donnée de la fréquence de coupure définie à partir de ce facteur de mérite :

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

Le schéma électrique équivalent d'un commutateur RF peut être facilement extrait à partir d'une mesure de paramètres S du dispositif :

- les pertes d'insertion données par le module du paramètre S_{21} exprimé en dB, correspondent au rapport de puissance de sortie sur la puissance d'entrée.
- Les pertes par réflexion sont données par le module du paramètre S_{11} exprimé en dB. Elles correspondent à la quantité du signal qui est réfléchi à l'entrée du dispositif.

Dans le cas des commutateurs à l'état ON, le commutateur sera meilleur si le module de S_{21} tend vers 0 dB. Dans un même temps, le module de S_{11} doit tendre vers la valeur la plus négative signifiant que le commutateur est adapté. En pratique, on considérera que :

- le commutateur est correctement adapté si la valeur de $S_{11} < -15$ dB.
- Des pertes d'insertion de -0.1 dB constantes sur toute la bande de fréquence sont extrêmement raisonnables. Ceci correspond à une valeur de résistance R_{ON} équivalente de 1Ω pour des accès 50Ω .

A l'état OFF, les deux paramètres doivent s'inverser : S_{21} doit tendre vers la valeur la plus basse et S_{11} doit tendre vers 0 dB. Il est communément admis qu'un dispositif présentant une transmission inférieure -15 dB à l'état OFF est un dispositif à forte isolation.

On notera que dans le cas d'un dispositif passif parfait (sans pertes), on a la relation $S_{21}^2 + S_{11}^2 = 1$, aux deux états ON et OFF.

1.2. Historique des commutateurs RF classiques

Les technologies de commutateurs RF sont variées. Les premiers commutateurs électriques à être apparus, à l'origine des premiers réseaux de télécommunication dans les années 1880 étaient mécaniques. Leur actionnement était manuel via les opératrices des stations relais téléphoniques. Une dizaine d'années plus tard sont apparus des commutateurs automatiques électro-mécaniques [1]. A partir des années 50 les technologies électroniques à base de jonction PN sont apparues [2]–[4]; aujourd'hui et après une évolution constante de cette technologie, la majorité des commutateurs RF sont de types semi-conducteurs à base de Silicium [5]–[7], d'Arséniure de Galium [8], ou encore de Nitrure de Galium [9], [10]; l'évolution suivant logiquement celle de la recherche en micro-électronique. Ces matériaux ont ouvert la voie à deux technologies de commutateurs RF : les diodes PIN [3], de l'anglais Positive Intrinsic Negative, et les transistors à effet de champ (FET) [11].

Plus récemment, dans une optique d'intégration des relais, les commutateurs micro-électromécaniques RF, de l'anglais RF MicroElectroMechanical Systems (RF MEMS) [12]–[16] sont apparus.

Chacune de ces technologies va être décrite dans la suite de ce chapitre afin de bien comprendre leurs avantages et inconvénients respectifs.

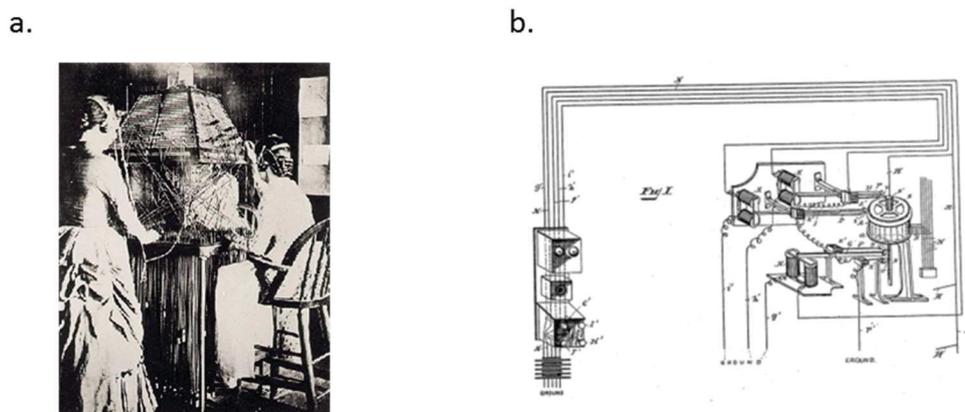


Figure 1-2. Premiers commutateurs RF. a. Relais mécaniques manuels. b. Relais électro-mécaniques.

1.2.1. Commutateurs Mécaniques

Les relais mécaniques sont les tous premiers commutateurs RF à être apparus. Ils fonctionnent sur un principe simple : une lame vient fermer le circuit initialement ouvert (Figure 1-2 a.) par action mécanique de l'utilisateur (commutateur mécanique) ou plus souvent via un système d'électro-aimant (Figure 1-3 b.).

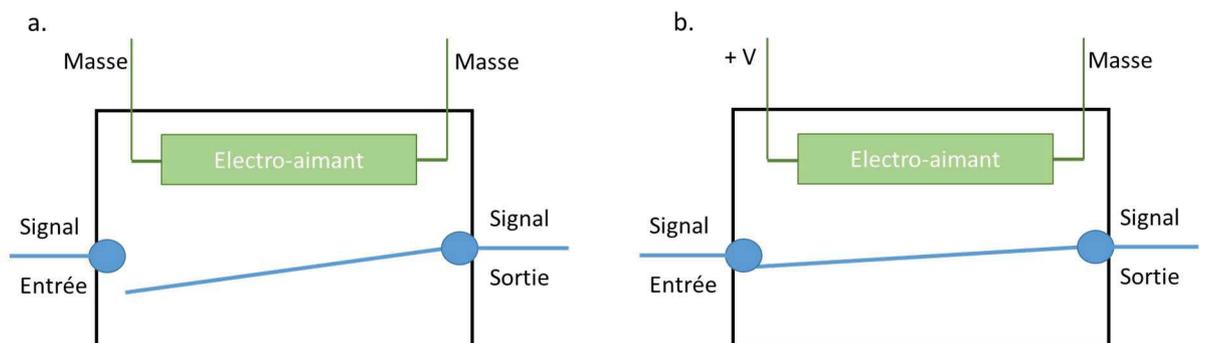


Figure 1-3. Schéma de principe d'un électro-aimant. a. Relai en position ouvert. b. Relai en position fermé.

Ces relais peuvent être de deux types : monostables ou bistables. Dans le cas monostable, le système ne connaît qu'un état stable et une fois l'action mécanique relâchée, ou le champ induit par l'électro-aimant éteint, la lame va revenir dans son état initial, c'est-à-dire ON si l'état stable du relais est ON, et réciproquement. Dans le cas bistable, le fait de relâcher l'action mécanique, où le champ induit par l'électro-aimant ne va pas avoir d'action sur l'état du relais (il garde donc son état), et c'est une autre action qui va venir changer l'état du commutateur : on a deux états stables. Cette technologie est mature depuis de très nombreuses années et de nombreux industriels la commercialisent.

Les pertes d'insertion et d'isolation sont très bonnes sur ces systèmes : ils fonctionnent sur une large bande de fréquence, le plus souvent du DC à plus de 50 GHz avec des pertes d'insertion de l'ordre de 0.5 dB et des isolations supérieures à 50 dB. La fiabilité de ces dispositifs n'est plus à démontrer : ils tiennent aisément le milliard de cycles. Cependant ce type de technologie présente également son lot d'inconvénients : des tensions d'activation souvent très importantes, un coût de fabrication unitaire très élevé et une taille également significative. Ces deux derniers défauts en font une technologie impossible à implanter en micro-électronique intégrée. Le marché adressé par ces commutateurs est un marché de niche, possédant un cahier des charges différent de celui de la micro-électronique intégrée : ils se vendent directement en tant que dispositif réalisant la fonction de commutation et non comme une technologie pouvant s'intégrer pour réaliser des circuits électroniques.

1.2.2. Commutateur RF à base de matériaux semi-conducteurs

Un semi-conducteur est un matériau qui a les caractéristiques électriques d'un isolant, mais pour lequel la probabilité qu'un électron puisse contribuer à un courant électrique, quoique faible, est non nulle. En d'autres termes, la conductivité électrique d'un semi-conducteur est intermédiaire entre celle des métaux et celle des isolants. Le comportement électrique des semi-conducteurs est généralement modélisé à l'aide de la théorie des bandes d'énergie. Selon celle-ci, un matériau semi-conducteur possède une bande interdite suffisamment petite pour que des électrons de la bande de valence puissent facilement rejoindre la bande de conduction. Si un potentiel électrique est appliqué à ses bornes, un faible courant électrique apparaît, provoqué à la fois par le déplacement des électrons et par celui des « trous » qu'ils laissent dans la bande de valence.

La conductivité électrique des semi-conducteurs peut être contrôlée par dopage, c'est-à-dire en introduisant une petite quantité d'impuretés dans le matériau afin de produire un excès d'électrons ou de « trous ». Des semi-conducteurs dopés différemment peuvent être mis en contact afin de créer des jonctions, telles que la jonction PN permettant de contrôler la direction et la quantité de courant qui traverse l'ensemble. Cette propriété est à la base du fonctionnement d'un grand nombre de diodes et de transistors.

1.2.2.1. Diode PIN

La diode PIN est une application directe de la jonction PN. En effet, c'est une diode composée d'une zone centrale non dopée entourée de deux semi-conducteurs respectivement dopés N et P. Ceci permet à l'état bloqué d'obtenir une capacité à l'état OFF bien plus faible que celle obtenue dans le cas de la simple jonction PN. L'application d'un champ électrique positif dans le sens P vers N permet au courant de circuler dans la diode avec une légère diminution de la largeur de la zone centrale non dopée : la diode est alors dans son état passant. Le commutateur est à l'état ON (voir Figure 1-4.a). A l'inverse, l'application d'un champ dans le sens inverse provoque un agrandissement de la zone centrale et garantit une bonne isolation électrique. La diode est bloquée et le commutateur est OFF (voir Figure 1-4.b).

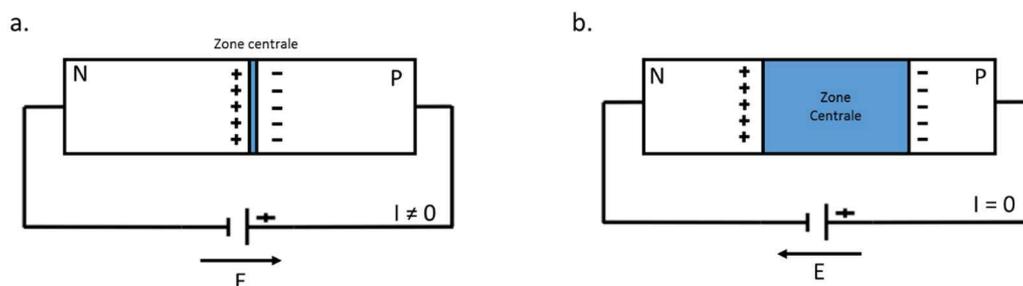


Figure 1-4.a. Schéma de fonctionnement d'une diode PIN en régime ON (a) et OFF (b).

A l'état ON, la diffusion des porteurs au sein de la zone centrale de la diode PIN, en fonction du champ appliqué dans le sens P vers N, varie. Ceci permet de créer une résistance variable, ce qui est une des applications phares des diodes PIN.

Le ratio R_{OFF}/R_{ON} que présente la diode ainsi que la faible valeur de capacité à l'état OFF, en font une bonne candidate dans l'optique de réaliser des commutateurs RF. Le principal frein concernant l'utilisation de telles diodes en tant que commutateurs RF grand public est son coût important, son circuit de polarisation et la valeur de ses pertes d'insertion à l'état ON parfois trop importantes, comme montré dans le Tableau 1-1, avec une résistance R_{ON} bien au-delà des 1 Ω .

Tableau 1-1 Comparaison de diverses technologies de type semi-conducteurs à base de diodes PIN pour les commutateurs RF.

Technologie de diode PIN	GaAs	GaN	SiGe
R_{ON} (Ω)	13.5	29	5
C_{OFF} (fF)	3 fF	47 fF	8 fF
F_C (THz)	4.0	0.12	4.0
Référence	[17]	[9]	[18]

1.2.2.2. FET

Les transistors à effets de champ FET, de l'anglais « Field Effect Transistor », sont des composants à trois terminaux : la Grille, le Drain et la Source. A l'inverse des diodes PIN pour lesquelles on passe d'un courant d'électrons de conduction à un courant d'électrons de valence, dans le cas des transistors à effet de champ, on observe une unipolarité de conduction, électrons de conduction ou électrons de valence (ces derniers laissant alors des vacances ou « trous »).

Dans le cas de ce type de transistor, le matériau semi-conducteur sera dopé de façon différenciée suivant les zones considérées avec des donneurs ou des receveurs (dopage N ou P). Il existe deux types de transistor à effet de champ : les modèles à canal conducteur de type P et ceux à canal conducteur de type N (la Figure 1-5 donne une représentation très schématique d'une telle structure). On peut voir sur la Figure 1-5.a. que pour un transistor à canal conducteur P, on a la présence d'une zone dopée N sous la Grille qui sous certaines conditions permettra la circulation de « trous ». A l'inverse, un élément à dopage P sera présent sous la grille dans le cas d'un canal conducteur de type N (Figure 1-5.b), qui sous certaines conditions permettra la circulation d'électrons de conduction.

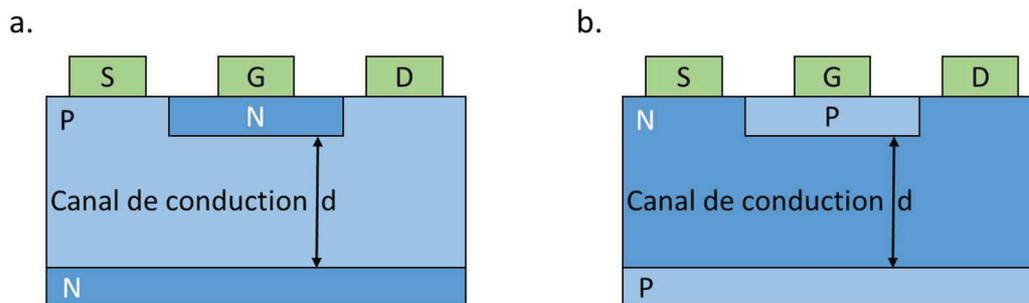


Figure 1-5.a. FET à canal P. b. FET à canal N.

Ces transistors sont appelés transistors unipolaires : à l'inverse des transistors à jonction PN, leur fonctionnement ne sera basé que sur la conduction d'un seul type de porteurs de charges. Dans le cas d'un canal conducteur de type N, seuls les électrons de conduction pourront conduire. La grille étant de type P, le principe de fonctionnement d'un tel composant repose sur l'application d'une tension V_{GS} (entre la source et la grille) qui va créer puis moduler les dimensions du canal de conduction. Toujours dans le cas d'un NFET, pour une tension inférieure à la tension de seuil communément appelée V_{TH} pour threshold (seuil en anglais) le transistor sera bloqué. Si l'on dépasse cette tension de seuil, le transistor devient passant.

On distingue aujourd'hui plusieurs types de transistors FET : substrats différents, matériaux semi-conducteurs différents. Les plus anciens étant les JFET (Jonction FET) (1950 – [19]), mais on a aussi les MOS FET (1960 – [20]), MES FET (1966- [21]) (ces deux derniers se différenciant par la présence ou non d'un oxyde) et les HEMT (1979-[22]) (pour High Electron Mobility Transistors).

Le transistor JFET a la particularité de voir sa grille reliée au substrat. Dans le cas d'un canal dopé N, pour une tension V_{GS} nulle, le canal de conduction est ouvert et les électrons peuvent circuler librement : lors de l'application d'une tension V_{DS} , le courant I_{DS} n'est pas nul. L'impédance R_{DS} qui en résulte est résolument faible. Si la tension V_{GS} devient négative, le canal de conduction va se réduire, en effet une zone de déplétion va croître sous la grille. Même en présence d'une tension V_{DS} , le courant I_{DS} va se réduire progressivement jusqu'à devenir quasiment nul ; le transistor est alors bloqué.

Le transistor MOS ou MOSFET [20], de l'anglais Metal Oxyde Semiconductor FET est une évolution du transistor JFET. Comme précédemment, deux sortes de MOSFET existent : les MOS à enrichissement (cas le plus classique) qui sous l'absence de polarisation V_{GS} sont bloqués et les MOS à appauvrissement (déplétion) qui se caractérisent par une conduction en l'absence de polarisation V_{GS} . Sa principale différence avec un FET classique réside en la présence entre la grille métallisée et le canal de conduction d'une zone de silicium oxydée, qui vient se substituer à la zone dopée. Cet oxyde permet une isolation entre la grille et le reste du canal en créant une capacité de grille.

Dans le cas d'un MOS à déplétion, si le canal est de type N, lors de l'application d'une tension V_{GS} négative, les électrons sont repoussés et le canal diminue. De la même manière, dans le cas d'un canal de type P, lors de l'application d'une tension V_{GS} positive sur la grille, les trous sont repoussés et le canal diminue.

Vers la fin des années 60, l'idée de remplacer le substrat silicium est apparue. En effet, malgré ses nombreux avantages tels que son faible coût dû avant tout à son abondance et sa robustesse, il présente le désavantage d'une faible mobilité électronique, réduisant ses performances lors de l'augmentation de la fréquence de travail. Ces recherches ont mis en avant la possibilité d'utiliser des matériaux tels que le germanium (Ge), l'arséniure de gallium (AsGa) donnant lieu à une nouvelle technologie nommée MESFET [21] de l'anglais Metal Semiconductor FET. Le fonctionnement des MESFET est similaire au JFET : un seul type de dopage est utilisé. Dans le domaine des micro-ondes, les MESFET ont rapidement pris leur place [21] avant d'être plus récemment supplantés par les HEMT pour les applications à plus de 60 GHz [23].

En parallèle de la technologie sur silicium « bulk », de nouvelles façons d'implémenter le composant sur le substrat sont apparues. Dans les années 60 sont apparues des technologies silicium sur isolant avec la technologie silicium sur saphir (SOS) puis silicium sur oxyde (SOI) avec pour but d'isoler la partie active du silicium bulk et de diminuer les capacités parasites inhérentes à une technologie sur silicium massif (Figure 1-6).

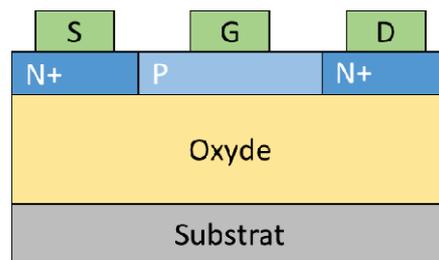


Figure 1-6. Schéma de la coupe de l'empilement technologique d'un transistor sur isolant.

La technologie FET est aujourd'hui la technologie la plus utilisée en microélectronique. Elle a été en constante évolution durant ces 60 dernières années pour répondre à des besoins en fréquences de plus en plus importants. En effet, les progrès en termes de réalisation technologique permettent aujourd'hui d'atteindre des dimensions très faibles (les nœuds de 14 nm sont en voie de commercialisation, le nœud de 7 nm est déjà commercialisé par TSMC pour les FinFET !) et des fréquences de coupure au-delà de 200 GHz, même sur silicium.

L'émergence des substrats sur isolant a été une révolution majeure dans le cadre des FET car le simple fait d'avoir un substrat isolé électriquement du substrat massif est un immense avantage d'un point de vue électrique. Néanmoins, cela l'est moins d'un point de vue thermique. En effet, dans les technologies bulk, le substrat dans sa dimension « bulk » permet d'éviter un échauffement de la zone active, ce qui n'est plus le cas dans les technologies SOI. Ceci s'explique du fait que le silicium est un meilleur conducteur thermique que les isolants communément utilisés dans les technologies sur isolant. Enfin cette technologie nécessite des procédés de fabrication relativement coûteux, de l'ordre de 20 à 30% supérieurs, liés à la fabrication du substrat. Toutefois, cet aspect est compensé par une plus forte intégration du fait que les transistors sont mieux isolés entre eux grâce à l'oxyde.

Le Tableau 1-2 donne le comparatif pour illustrer l'évolution des performances des transistors FET en fonction de leur avancée technologique.

Tableau 1-2. Comparaison de l'état de l'art des commutateurs RF à base de technologie FET

Technologie de FET	JFET	MOSFET	HEMT	SOS	SOI
R_{ON} (Ω)	8.6	4	40	16	5.3
C_{OFF} (fF)	20	40	2	28	21.3
F_C (THz)	0.92	0.99	0.20	0.36	1.4
Référence	[24]	[25]	[23]	[26]	[27]

1.3. Technologies non standard en microélectronique

1.3.1. MEMS

Parallèlement au développement des technologies à base de semi-conducteurs, les études sur les relais mécaniques ont été poursuivies. Les défauts inhérents à de tels dispositifs ont poussé les chercheurs et ingénieurs à introduire une nouvelle technologie répondant à la problématique d'être compatible avec une plus forte intégration : les MEMS de l'anglais Micro-Electro-Mechanical Systems.

Les premiers développements de ces systèmes datent des années 70 [28], mais c'est dans les années 80 que les premiers MEMS ont été industrialisés dans divers domaines. Les premiers MEMS pour les applications RF ont vu le jour pendant les années 90 aux États-Unis [29], mais c'est durant les années 2000 qu'ils ont pris leur essor grâce à des investissements massifs de très grands groupes (Samsung, Motorola, etc...). Longtemps décriée, la fiabilité des MEMS arrive aujourd'hui au niveau des autres technologies [30] et les MEMS sont présents partout : dans les voitures sous la forme d'accéléromètres pour les airbags, dans les domaines optiques, chimiques... Les performances RF des dispositifs MEMS et leur faible consommation de par leur nature en font de solides candidats pour concurrencer, voire supplanter les technologies FET et à diode PIN qui arrivent à leurs limites sur plusieurs aspects dont les fréquences de coupure. Aujourd'hui plusieurs types de circuits sont réalisés à partir de simples commutateurs SPST à base de MEMS [31] – SPST, de l'anglais Single Port, Single Throw – comme des SPDT, SPNT, des déphaseurs, des filtres, des antennes reconfigurables [32]–[34].

Même s'il existe plusieurs types de MEMS, le principe de fonctionnement de ces composants réside en l'utilisation de dispositifs mécaniques mobiles contrôlés électriquement pour court-circuiter ou ouvrir un circuit électronique. Les activations de tels dispositifs peuvent être variées : activations piézoélectriques, magnétostatiques, électrostatique, ...

Deux types de MEMS se dégagent en fonction du contact mécanique : si c'est un contact Métal/Métal, on parle de MEMS ohmique, si le contact est Métal/Diélectrique, le MEMS est dit capacitif.

1.3.1.1. MEMS ohmiques

Le fonctionnement d'un MEMS RF ohmique est très proche du fonctionnement d'un interrupteur à lame traditionnel.

Au repos, (Figure 1-7.a. et c) d'un point de vue mécanique la poutre mobile est relevée, le commutateur est OFF et l'isolation est importante sur une bande de fréquence très large. En effet, le signal RF est bloqué par la capacité C_{OFF} qui est créée entre la poutre mobile et le contact métallique via l'air. Dans un second temps, grâce à un actionnement, la poutre mobile va venir en contact avec la partie métallique et fermer le circuit (Figure 1-7.b et d.). La résistance qui en résulte est alors notée R_{ON} .

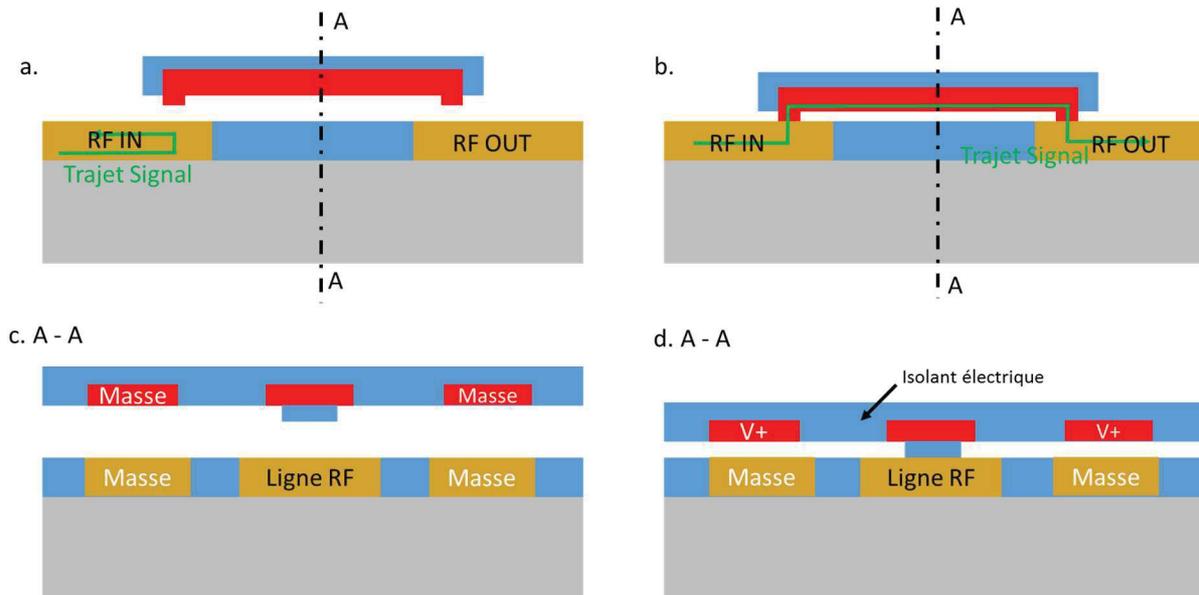


Figure 1-7. Schéma de principe de fonctionnement d'un MEMS ohmique en coupe. a. et c. : MEMS au repos, le signal est bloqué. b. et d. : le MEMS est activé, le signal passe.

Un exemple de réalisation de MEMS ohmique est donné sur la Figure 1-8. Ce dispositif possède une résistance à l'état ON de 1.1Ω et une capacité de 6 fF.

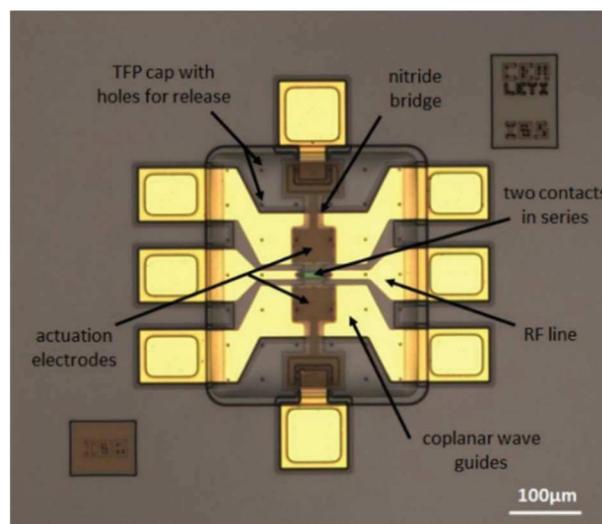


Figure 1-8. Exemple de réalisation d'un commutateur RF à base de MEMS ohmique. [12]

1.3.1.2. MEMS capacitifs

La différence majeure entre un MEMS ohmique et un MEMS capacitif est que le contact métallique qui a lieu dans le cas d'un MEMS ohmique n'est pas présent pour le cas capacitif. En effet la partie mobile reste séparée de l'électrode métallique par le biais d'un diélectrique.

Deux états sont également distincts dans le cadre d'un MEMS capacitif : lorsque la tension est relâchée, le MEMS est à l'état OFF, à faible valeur de capacité C_{OFF} ; en revanche lors de l'application de la tension, la lame va se rapprocher de la ligne métallique et la valeur de la capacité va évoluer vers une valeur plus forte : C_{ON} .

Le rapport C_{OFF}/C_{ON} est le premier indicateur de la performance d'un MEMS capacitif, plus le rapport est élevé, plus le MEMS est performant. Ces MEMS peuvent être utilisés en tant que commutateurs RF dans des hautes fréquences.

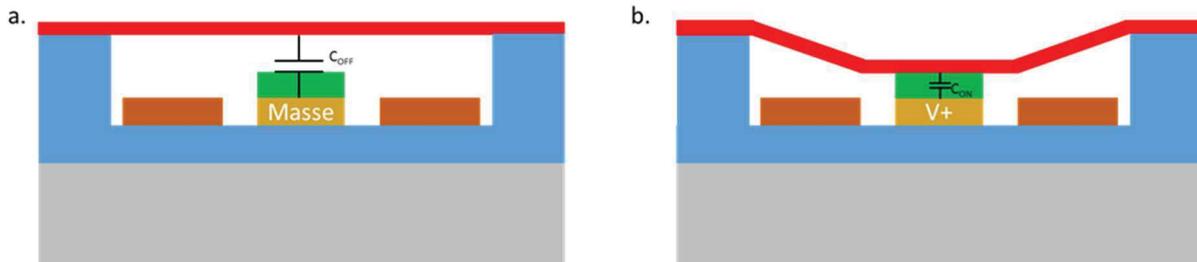


Figure 1-9. Schéma de principe de fonctionnement d'un MEMS Capacitif (coupe transverse). a. MEMS au repos, la capacité à l'état OFF. b. Le MEMS est activé, la capacité est à l'état ON.

En conclusion, qu'ils soient ohmiques ou capacitifs, les MEMS sont des dispositifs mécaniques aux performances RF quasiment idéales. Les deux inconvénients majeurs qui ressortent sur de tels dispositifs sont les temps de commutations qui sont de l'ordre de la micro-seconde, et la nécessité d'avoir un packaging pour protéger la partie mobile de l'environnement extérieur, en particulier de l'humidité, ou simplement de la présence de particules environnantes d'où une co-intégration complexe.

La fiabilité et la nécessité pour un MEMS d'avoir un packaging adapté sont les deux principaux freins à l'implantation de cette technologie. Aussi, bien que relativement mature, cette technologie reste limitée par ces deux aspects.

1.4. Technologies émergentes/matériaux intelligents

Les matériaux dits intelligents sont un ensemble de matériaux qui voient leurs propriétés évoluer sous l'application d'une excitation spécifique. Avant d'être des candidats potentiels pour la commutation RF, la plupart de ces matériaux ont été développés pour réaliser des mémoires non-volatiles afin de remplacer les mémoires Flash et de pallier aux défauts de ces dernières dans une optique de miniaturisation des technologies, de cyclabilité et de temps de commutation. On distingue :

- Les FeRAM pour Ferroelectric RAM utilisant l'inversion de la polarisation électrique rémanente dans les matériaux de type ferroélectriques. Les matériaux les plus connus de cette catégorie sont les oxydes de pérovskite (BaTiO_3 , SrTiO_3 , PCMO, BiFeO_3 , SrZrO_3) [35], [36]. Ces matériaux servent aujourd'hui dans de multiples applications telles que des composants accordables pour les micro-ondes [40], [41].
- Les MRAM pour Magnetic RAM : ils sont basés sur l'utilisation de deux matériaux ferroélectriques séparés par un matériau diélectrique servant de barrière tunnel. La résistance de la couche tunnel dépend de l'orientation magnétique de la couche supérieure de ferroélectrique, la couche inférieure servant de référence. Lorsque les deux ferroélectriques possèdent la même orientation, la résistance du diélectrique est faible. A l'inverse si les orientations des ferroélectriques sont perpendiculaires, la résistance du diélectrique devient maximale. On réalise alors un composant à deux niveaux de résistance : une mémoire [42]. Les applications RF sont une nouvelle fois variées : antennes et composants accordables, ou encore déphaseurs [43], [44].
- Les RRAM pour Resistive RAM qui se divisent en trois sous catégories : les OxRAM (pour Oxide), les CBRAM (pour Conductive Bridge) et les PCRAM (pour Phase Change material). Ces trois catégories vont être détaillées dans la suite de l'étude.

1.4.1. OxRAM

Le fonctionnement d'une mémoire OxRAM est décrit Figure 1-10 où l'on observe la présence d'un oxyde, de type oxyde de Perovskite, placé entre deux électrodes métalliques inertes. L'ensemble offre initialement une résistance R_{INIT} . Cet état initial n'est pas représenté Figure 1-10 sur laquelle, dans l'encart a., la formation d'un premier filament conducteur, sous l'application d'une différence de potentiel entre les deux électrodes doit son origine à un claquage diélectrique local [45]. Des réactions d'oxydoréduction génèrent des lacunes d'oxygène dans le matériau actif (oxyde) et libèrent ainsi des électrons. Les électrons vont alors se lier aux métaux jusqu'à former un filament. Dans l'encart b., la destruction de ce filament sous l'effet d'un champ électrique $V=V_{OFF}$ ne conduira pas à une réelle remise à zéro de la cellule mais à une valeur de résistance R_{OFF} avec $R_{OFF} < R_{INIT}$. Enfin, encart c., sous un champ électrique $V=V_{ON}$ le filament va se recréer et l'état ON de la cellule est atteint avec $R=R_{ON}$. On trouve dans la littérature deux hypothèses au passage à l'état ON :

- D'une part, un claquage à nouveau entre les deux extrémités cassées du filament initial.

- D'autre part, une modification de la résistance de contact entre l'oxyde de Perovskite et le métal lors de l'application d'un champ électrique ; c'est un effet aux interfaces électrode/oxyde [43], qui pourrait même laisser supposer qu'il n'y a pas eu rupture du filament mais juste modification du contact.

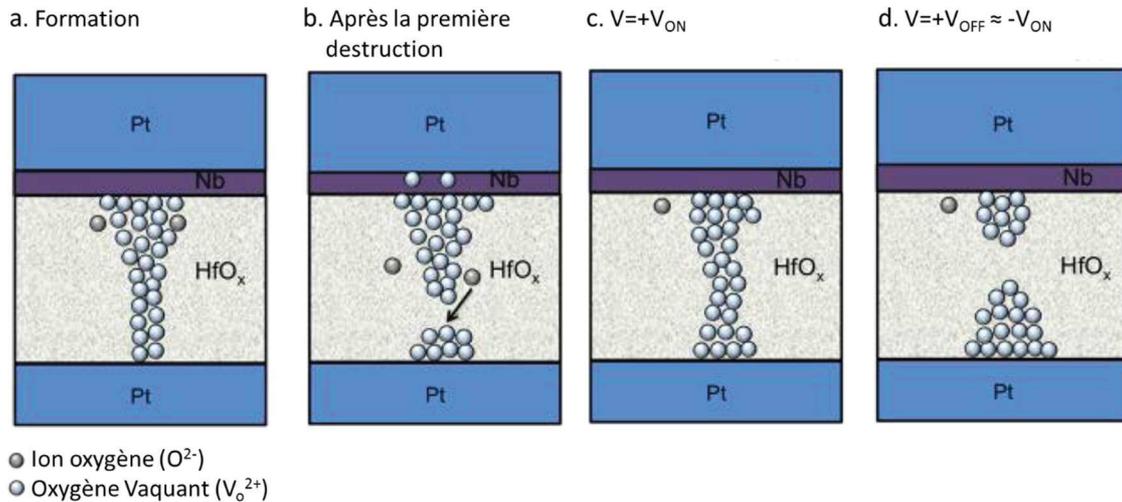


Figure 1-10. Comportement d'une cellule OxRAM. a. Formation du filament conducteur. b. Filament après la première destruction de filament. c. Etat ON et filament après application d'un champ $V=V_{ON}$. d. Destruction et état OFF de la cellule sous champ $V=V_{OFF} \approx -V_{ON}$. D'après [47].

Les ratios de résistivité R_{OFF}/R_{ON} mesurés sur les OxRAM peuvent atteindre 10^5 [47]. Plusieurs autres matériaux ont été étudiés : SrTiO₃ [39], Nickelate [48].

Les applications RF des OxRAM demeurent aujourd'hui marginales. On trouve par exemple d'utilisation du HfO₂ couplé avec du graphène dans [49] pour de la modulation THz. Les causes d'une telle absence de recherches sur le sujet est le fait d'un ratio OFF/ON souvent assez limité, et d'une résistance à l'état ON souvent trop importante pour garantir des pertes d'insertion suffisamment basses. Enfin les procédés de réalisation ne sont pas toujours des procédés industriels ou sont en solution aqueuse [48]. Toutefois, Sony a présenté en 2011 une cellule mémoire de 4Mb utilisant la technologie OxRAM [50].

1.4.2. CBRAM

Les CBRAM pour Conductive Bridge ont un fonctionnement similaire aux OxRAM : un filament conducteur va relier deux électrodes métalliques. Mais dans le cas des CBRAM c'est une migration d'ion métallique qui va créer le filament et non des ions oxygène. En pratique, une CBRAM est un sandwich de deux couches métalliques de nature différente, un métal inerte et un métal actif électro-chimiquement, séparées par un isolant. Le fonctionnement d'une cellule CBRAM est décrit Figure 1-11. Ainsi on peut voir Figure 1-11.a que la cellule est dans son état initial post fabrication. Sous l'effet d'un champ électrique V_{init} , orienté positivement du métal actif vers le métal passif, des ions du métal actif vont migrer dans l'isolant jusqu'au métal passif (Figure 1-11.b). Figure 1-11.c, sous l'effet d'un champ électrique V_{OFF} , orienté positivement du métal passif vers le métal actif avec $|V_{init}| > |V_{OFF}|$, le filament est cassé, des ions métalliques migrent en retour vers le métal actif. Enfin pour recréer le filament, sous l'effet d'un champ électrique $V_{ON} = -V_{OFF}$, les ions métalliques du métal actif migrent de nouveau vers le métal passif (Figure 1-11.d). On peut remarquer qu'une CBRAM nécessite une étape d'initialisation, tout comme l'OxRAM.

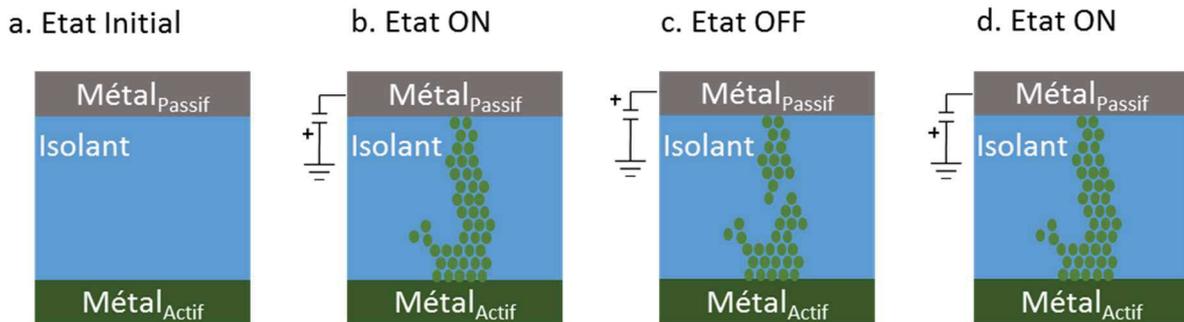


Figure 1-11 Description du fonctionnement d'une cellule CBRAM. a. Etat initial de la cellule. b. Création du filament sous l'application d'un champ électrique. c. Mise à l'état OFF de la cellule sous l'application d'un champ $V = +V_{OFF}$. d. Remise à l'état ON de la cellule sous l'application d'un champ $V = +V_{ON} = -V_{OFF}$.

Deux grandes familles de CBRAM existent : celle à base de verre de chalcogénure (GeTe, GeSe, GeS ...) utilisant une des électrodes en argent et celle à base d'oxyde (SiO_2 , WO_3 , ...) utilisant une électrode en cuivre [51], [52].

Les premiers concepts de mémoire basés sur ce principe sont relativement anciens (1976 pour [53]). Toutefois la maturité de la technologie n'est que récente. La réalisation de premières mémoires avec ce type de produit est prometteuse : un temps de commutation de la cinquantaine de ns, une durée de vie de 10^6 cycles pour une bistabilité garantie sur 10 ans – performances annoncées par des industriels comme Infineon en 2006 avec un prototype de 2 Mb en technologie 90 nm.

Les performances annoncées en laboratoire sont d'ailleurs encore plus élevées, soit 10^{10} cycles avec un ratio important entre l'état OFF et l'état ON de 10^5 [54].

Les premières applications de commutateur RF datent de 2008 [55] avec un couple Au/Ag/GeSe₂(Ag)/Ni/Au comme présenté sur la Figure 1-12. La tension nécessaire à la création du filament est seulement de 1V, le courant est limité à 10 mA. Ce faible courant permet de limiter la section du filament créé. Plus le courant est important, plus le filament possède une section importante. Les performances de ce commutateur sont des pertes d'insertion limitées à 0,5 dB et une très bonne isolation de 34 dB, à 6 GHz. En reprenant le circuit équivalent donné Figure 1-1, on obtient ici un R_{ON} de 5 Ω et un C_{OFF} de 5 fF à 6 GHz. La valeur de R_{OFF} est de 18 k Ω pour un ratio OFF/ON > 10^3 . Le facteur de mérite qui en résulte est de 25 fs. L'inconvénient principal d'une telle configuration avec un gap aussi important entre les deux électrodes métalliques est un temps de commutation relativement élevé de 10 μs . Les performances de tenue en puissance peuvent être considérées comme correctes, soit 20 dBm.

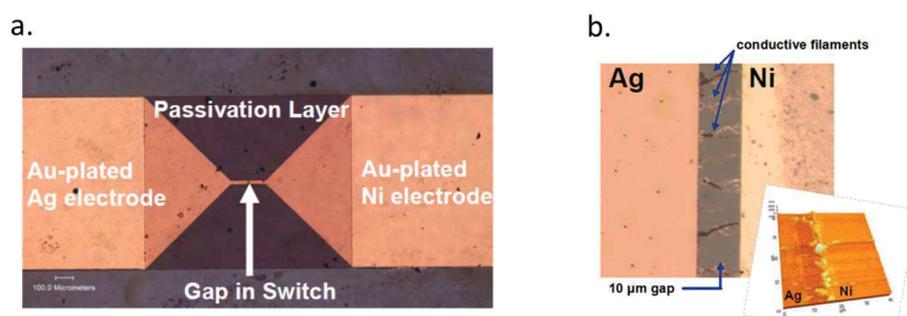


Figure 1-12.a. D'après [55], observation d'une cellule à pont conducteur RF. b. Observation des filaments conducteurs.

En 2012, dans [56] est utilisé le premier commutateur RF à base du couple Cu/SiO₂/Al pour des performances annoncées jusqu'à 600 MHz avec une résistance à l'état ON de l'ordre de 10 Ω et une capacité de l'ordre du pF à l'état OFF, apportant une preuve de concept sur l'utilisation de ce couple, normalement plus endurant.

En 2015, dans [57], l'utilisation d'un polymère pour remplacer l'oxyde est démontrée avec un empilement Cu/PMMA/Al, le PMMA étant une résine. Le procédé est bas coût et ne nécessite pas de salle blanche. L'ensemble

du commutateur peut être réalisé avec du matériel simple. Les performances annoncées sont de 4 dB en pertes d'insertion pour une isolation de 10 dB à 1,5 GHz sous une tension d'activation de 7 V.

Enfin en 2015 également, dans [58], la preuve de concept est apportée quant à la faisabilité d'un pont conducteur dans l'air. L'empilement de matériaux mis en jeu est Ag/Air/Au. La faisabilité d'un tel commutateur repose sur le gap entre les deux électrodes métalliques qui n'est que de 35 nm. Cette étude montre qu'à 40 GHz, les pertes d'insertion se limitent à 0,3 dB alors que l'isolation est de 30 dB. Les performances électriques sont données par un R_{ON} de 3,5 Ω , un R_{OFF} de 18 k Ω et une capacité à l'état OFF de 1,2 fF pour un facteur de mérite de 4,2 fs. La tension d'activation est limitée à 3 V. La tenue en puissance est également importante dans le cas de ce type de commutateur, une mesure jusqu'à 21 dBm a été effectuée. Dans l'état OFF du commutateur, il n'y a pas de défaillance observée, par contre dans le cas ON, le commutateur présente une défaillance à 21 dBm avec une destruction du filament conducteur.

Tableau 1-3. Comparaison de l'état de l'art de commutateurs RF à base de dispositifs CBRAM. Les éléments du schéma électrique équivalent ont chacun été déterminés à une fréquence différente.

Couple	Ag/GeSe(Ag)/Ni	Cu/SiO ₂ /Al	Cu/PMMA/Al	Ag/Air/Au
R_{ON} (Ω)	5	10	60	3.5
C_{OFF} (fF)	5	1000	350	1.2
F_C (THz)	6	0.016	0.0076	38
Fréquence (GHz)	6	0.15	1.5	40
Référence	[55]	[56]	[57]	[58]

L'ensemble des performances des commutateurs de type CBRAM sont présentées dans le Tableau 1-3. Comme attendu, les dispositifs utilisant les couples Ag/X/Métal_{passif} sont ceux qui présentent les meilleures performances. Une étude en cyclabilité serait intéressante pour mettre en perspective ces résultats, mais globalement, si l'on s'inspire des résultats issus des mémoires, les couples Cu/X/Métal_{passif} devraient posséder une endurance supérieure. Il est important également de noter que [57] est une étude de réalisation de commutateurs se limitant à l'utilisation de procédés de fabrication à bas coût, ce qui explique les différences de performances.

1.4.3. Technologies à transition d'état

Les matériaux à transition de phase constituent une autre catégorie de matériaux issus des RRAM. Ils se divisent en deux sous-catégories :

- Les matériaux à transition Métal-Isolant, dans lesquels le matériau passe d'un état isolant à un état métallique [57]. Les matériaux les plus représentés sont les matériaux à base de Vanadium (VO_x [60]–[66]).
- Les matériaux à changement de phase – PCM pour « Phase Change Material ». Ces matériaux ont pour propriété principale d'avoir un saut de résistivité important entre leur état amorphe à forte résistivité et leur état cristallin à faible résistivité. Ces matériaux sont majoritairement issus de la famille des chalcogénures (Germanium, Antimoine, Tellure). Les matériaux à changement de phase doivent posséder au moins un des éléments cités précédemment pour présenter une transition résistive. Les alliages les plus représentés sont les Ge_xTe_{1-x}, les Ge_xSb_yTe_z [65], Ge_xSb_y [68] et les SbTe [69].

Le cœur de ce travail de thèse étant l'étude de tels matériaux pour la réalisation de switches, de SPnT et des circuits reconfigurables, une section spécifique leur est consacrée.

1.5. Les matériaux à transition de phase

1.5.1. Oxyde de Vanadium, VO₂

1.5.1.1. Fonctionnement

La famille des oxydes de vanadium possède quelques phases possédant une transition résistive. En effet, le V₂O₅ qui est la phase la plus stable du VO_x possède une transition résistive à 300°C. C'est aussi le cas du V₂O₃ qui transite à -123°C, du VO qui transite à -147 °C et du V₆O₁₃ qui transite à -124 °C [70]. Quelle que soit leur stœchiométrie, les V_xO_y ont la particularité de posséder 1) une phase isolante à basse température, 2) de présenter une très forte et très rapide différence de conductivité lors de leur transition, et 3) d'avoir une forte conductivité à plus haute température.

L'avantage du VO_2 est sa température de transition facilement atteignable (de l'ordre de 70°C) et son ratio de conductivité. De plus, le VO_2 peut être activé de multiples façons : excitation optique, mécanique ou encore électrique. La Figure 1-13 présente l'évolution de la résistivité du VO_2 en fonction de la température. La transition résistive a lieu à 68°C et présente un saut de résistivité de l'ordre de 5 ordres de grandeurs.

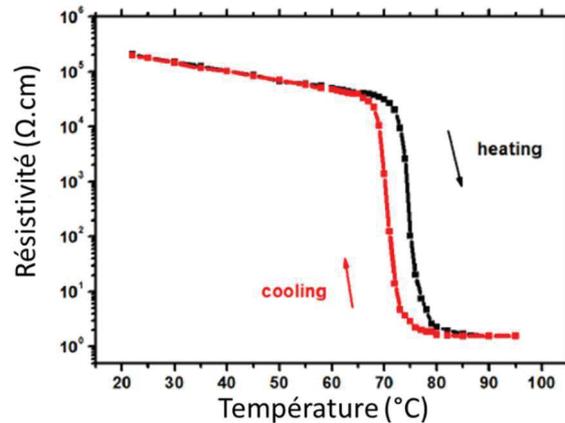


Figure 1-13. Résistivité du VO_2 en fonction de la température [71].

C'est en fait un changement de cristallinité qui permet le changement de résistivité. En effet en dessous de 68°C , le VO_2 est dans sa phase monoclinique, et au-delà de 68°C , le VO_2 se reconfigure pour former une maille rutile comme indiqué sur la Figure 1-14.

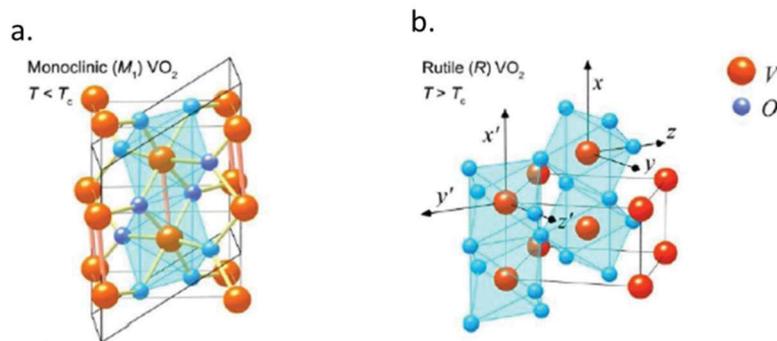


Figure 1-14. a. Phase monoclinique du VO_2 pour une température inférieure à 68°C . b. Phase rutile du VO_2 pour une température supérieure à 68°C [72].

1.5.1.2. Etat de l'art du dioxyde de vanadium

La première application de la transition MIT (« Metal-Insulator Transition ») du VO_2 est une commutation DC, obtenue par l'application d'un champ électrique au sein du VO_2 comme montré sur la Figure 1-15. Le champ électrique nécessaire pour réaliser la commutation du VO_2 correspond à une tension de $7,1\text{ V}$ avec une résistance en série dans le circuit de $1\text{ k}\Omega$. Une étude réalisée dans [72] montre que le courant dans le circuit est limité par la résistance de charge. Si la résistance diminue, le courant dans le circuit augmente et donc le courant dans le commutateur DC augmente. Finalement, il est observé que la résistance du commutateur diminue.

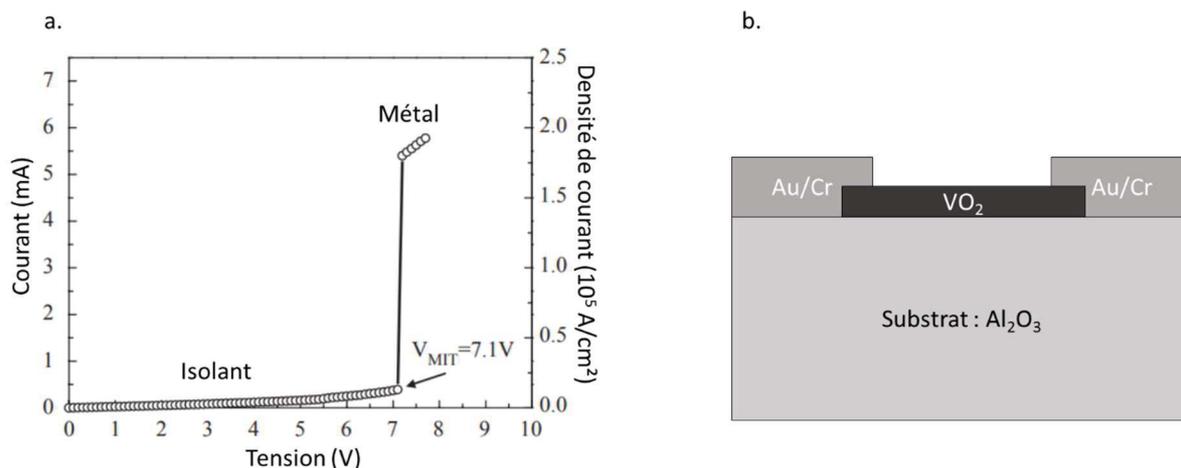


Figure 1-15.a. Transistions MIT du VO₂ [73]. b. Schéma de la coupe longitudinale du commutateur DC.

La seconde grande application du VO₂ est le commutateur RF. En effet, en 1999 le premier commutateur RF à base de VO₂ a été introduit [74]. Il est utilisé en configuration stub afin de réaliser un SPST à 25 GHz. Les pertes d'insertion sont de 2,7 dB alors que lors du passage à l'état OFF du commutateur, l'isolation est de 25 dB.

C'est en 2007 que le premier commutateur RF large bande à base de VO₂ a été présenté [75]. Il est d'ailleurs proposé sous deux configurations : série et shunt. La configuration série du commutateur (avec une distance entre les électrodes métalliques de 500 μm) donne une isolation supérieure à 25 dB sur toute la bande 0-35 GHz. Les pertes d'insertion sont d'environ 3 dB. La configuration shunt du dispositif donne des performances similaires : des pertes d'insertion d'environ 3 dB pour une isolation de 24 dB.

Un an plus tard, dans le même laboratoire ont été développés des filtres accordables entre 11 et 13 GHz avec des performances comprises entre 8 et 10 dB de pertes d'insertion pour une isolation supérieure à 20 dB dans la bande 11-13 GHz [76]. On trouve des commutateurs en configuration coplanaire activés par un champ (ici 20 V).

Dans [77], une comparaison des performances obtenues entre une commutation via la température et via un champ électrique est présentée. D'un point de vue DC, aucune différence n'est observée : 3 ordres de grandeur sur la valeur de la résistance sont obtenus dans les deux cas. D'un point de vue RF, les performances d'un tel commutateur sont de 2,6 dB de pertes d'insertion pour 25 dB d'isolation, soit une résistance R_{ON} de 42 Ω pour une capacité à l'état OFF de 6 fF.

En 2012, une simulation de méta-matériaux accordables est présentée dans la bande 100 GHz à 1 THz, insistant sur le fait que le VO₂ a une fréquence de coupure très élevée [78]. Suivant la configuration, la bande 0.1-0.2 THz peut être passante à température ambiante et bloquée à 100 °C ou la bande 0.6-0.7 THz peut-être passante quand le matériau est à haute résistivité et bloquée quand il est passant.

En 2014, un commutateur en configuration coplanaire avec de très bonnes performances jusqu'à 110 GHz est présenté [79]. La transition de phase du VO₂ se fait sous l'injection de 20 mW (soit environ 2 V et environ 8 mA). Les performances à 50 GHz sont de 0,2 dB de pertes d'insertion et de 20 dB d'isolation. A 110 GHz, l'isolation est encore de 15 dB alors que les pertes d'insertion passent à 0,5 dB. Dans ce même papier est présenté un circuit à base de commutateur VO₂ : un déphaseur 0-270° à 2 bits à 50 GHz dont les performances sont excellentes. La fréquence de coupure de 40 THz annoncée dans ce papier est prometteuse pour de futures applications RF.

En 2015, plusieurs commutateurs sont présentés en configuration série sur la bande 0-25 GHz avec une variation de la distance entre les électrodes métalliques (entre 3 et 20 μm) [71]. Les meilleures performances de ces dispositifs sont à mettre au crédit du commutateur avec 3 μm de gap entre les électrodes métalliques (Figure 1-16). Les pertes d'insertion sont limitées à 0,5 dB pour une résistance équivalente de 2 Ω. A l'état OFF, le commutateur a des pertes d'insertion de 24 dB, pour une capacité OFF équivalente de 7,7 fF.

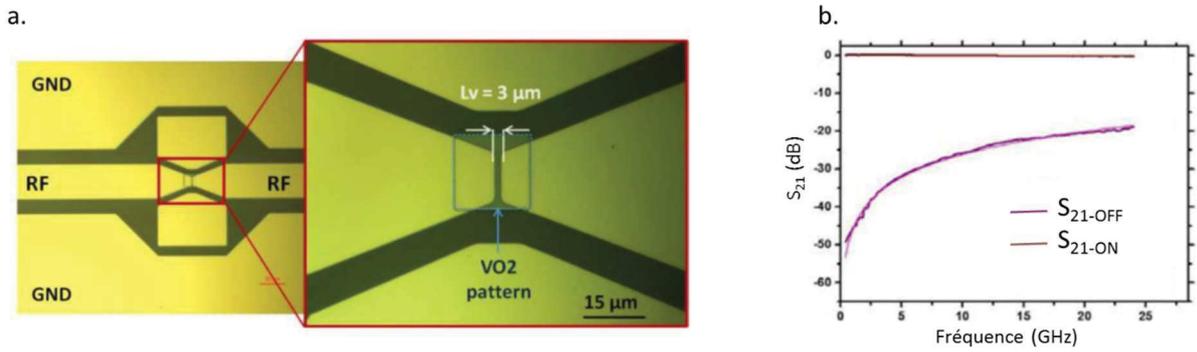


Figure 1-16. a. Vue optique d'un commutateur RF à base de VO₂. b. Paramètres S du commutateur avec en bleu l'isolation et en rouge les pertes d'insertion jusqu'à 30 GHz.

Un concept d'antenne accordable est proposé dans [80]. L'antenne utilise un commutateur VO₂ qui modifie la longueur de l'antenne. Ainsi la fréquence de résonance peut évoluer. Des simulations avec différentes longueurs d'antenne sont présentées. On peut ainsi voir que l'antenne a une fréquence de résonance qui peut évoluer entre 30 et 35 GHz suivant la longueur. Une simulation de l'antenne possédant deux longueurs différentes (suivant que le VO₂ est ON ou OFF) montre que la fréquence de résonance passe de 31,5 GHz à 33 GHz.

Tableau 1-4. Comparaison de l'état de l'art des commutateurs RF à base de VO₂

Technologie	Stub	Série	Shunt	Série	Série	Série	Série
Bande	23-25 GHz	0-35 GHz	0-35 GHz	0-35 GHz	0-12 GHz	0-50 GHz	0-25 GHz
Pertes d'insertion	2,5 dB	2,6 dB	2,6 dB	2 dB	2,6 dB	0,2 dB	0,5 dB
Isolation	20 dB	25 dB	24 dB	20 dB	25 dB	20 dB	24 dB
R _{ON} (Ω)	37	41	41	25	42	2	6
Référence	[74]	[75]	[75]	[76]	[77]	[79]	[71]

Le *Tableau 1-4* donne l'ensemble des performances des commutateurs RF à base de VO₂ présentés précédemment. Le ratio de résistivité entre l'état OFF et l'état ON et la faible valeur de capacité à l'état OFF font de ces commutateurs des candidats sérieux dans l'optique de travailler à très hautes fréquences. Les circuits proposés qui utilisent le VO₂ sont également très intéressants, d'autant plus qu'aujourd'hui le côté reconfigurabilité est au cœur de nombreux travaux de recherche en RF. On peut souligner toutefois que le gros désavantage du VO₂ et le fait qu'il n'est pas bistable. Ainsi contrairement aux chalcogénures (détaillés par la suite), son état résistif n'est pas stable et doit être maintenu par l'application d'un champ externe ou d'un certain niveau de température, entraînant une consommation pouvant être rédhibitoire selon les applications visées.

1.5.2. Les chalcogénures

1.5.2.1. Historique

C'est dans les années 50 que les premiers travaux sur les matériaux à changement de phase apparaissent sur des couches d'oxyde de tantale [81], puis dans les années 60 avec les chalcogénures. Les chalcogénures sont des matériaux aux propriétés optiques et électriques très différentes entre leur état amorphe et leur état cristallin. Afin de les caractériser, des travaux ont été réalisés sur différents alliages de Ge_xTe_y avec des dopages de phosphore, de soufre et surtout d'antimoine [82]. L'état amorphe de ces alliages possède entre autre la particularité d'être à forte résistivité à l'état amorphe et à faible résistivité à l'état cristallin. Les chalcogénures étant des matériaux à transition stable, les premiers travaux ont été effectués pour la mise au point de mémoires. Finalement des temps de commutation trop important n'ont pas permis de réaliser des mémoires compétitives à l'époque.

Dans les années 80, l'explosion du marché du CD-ROM va booster la recherche sur les chalcogénures et des matériaux à changement de phase tels que le GeTe ou le GST vont refaire leur apparition : ils présentent un fort rapport de contraste entre les deux états. Ce dernier matériau intéresse plus particulièrement l'industrie du disque car il offre un changement de phase très rapide (de l'ordre de quelques ns) et surtout une stabilité thermique plus importante que le GeTe. Il devient un candidat sérieux pour les CD-RW (les CD réinscriptibles) [83]. Dans le cas

des CD-ROM, l'amorphisation se fait par impulsion laser, les zones non amorphisées restent donc cristallines et de l'information peut donc se coder sur 1 bit. Le fait de pouvoir recristalliser des zones amorphes permet de répondre au besoin de la ré-inscriptibilité. La limitation du stockage d'information (50 GB) n'étant due qu'au laser utilisé dans la lecture et l'écriture de l'information, on pouvait envisager une augmentation de cette capacité.

La Figure 1-17 présente le diagramme ternaire des principaux matériaux à partir desquels ont été réalisés les disques à base de matériaux à changement de phase.

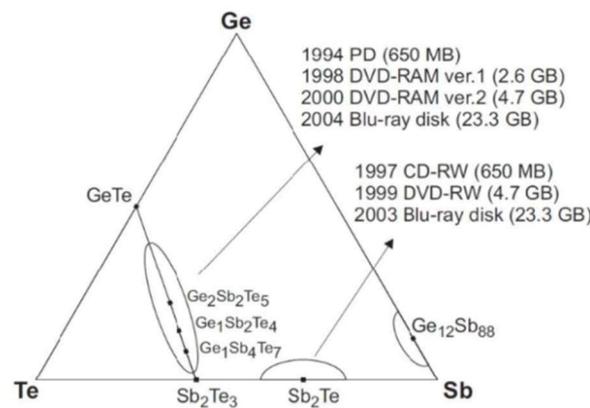


Figure 1-17. Diagramme ternaire des principaux matériaux à partir desquels sont réalisés les disques à mémoires optiques [72].

Afin de concurrencer les mémoires Flash, le marché des mémoires non-volatiles concerne également les matériaux à changement de phase. Le matériau prioritairement choisi reste le GST. En plus de posséder des ratios de contraste optique importants, il possède également des propriétés de tenue en température et de vitesse de commutation qui en font un candidat sérieux dans le domaine des mémoires. L'essor de cette technologie est relativement récent : à partir de 2001, Intel s'intéresse au GST et réalise un prototype de mémoire de 4 Mb [84]. Entre 2005 et 2009, c'est respectivement STMicroelectronics, Samsung et Numonyx qui présentent des prototypes de mémoire à changement de phase [85]–[88]. Aujourd'hui des mémoires non-volatiles à base de matériaux à changement de phase sont commercialisées.

1.5.2.2. Fonctionnement en activation indirecte

Le principe de fonctionnement est expliqué sur la base de cellules mémoires. Les commutateurs RF sont basés sur le même principe. Traditionnellement, une cellule PCRAM se compose d'un matériau à changement de phase entouré de deux électrodes métallique en configuration MIM (Metal-Insulator-Metal). Une des deux électrodes métalliques possède une partie plus résistive appelée heater comme indiqué sur la Figure 1-18.

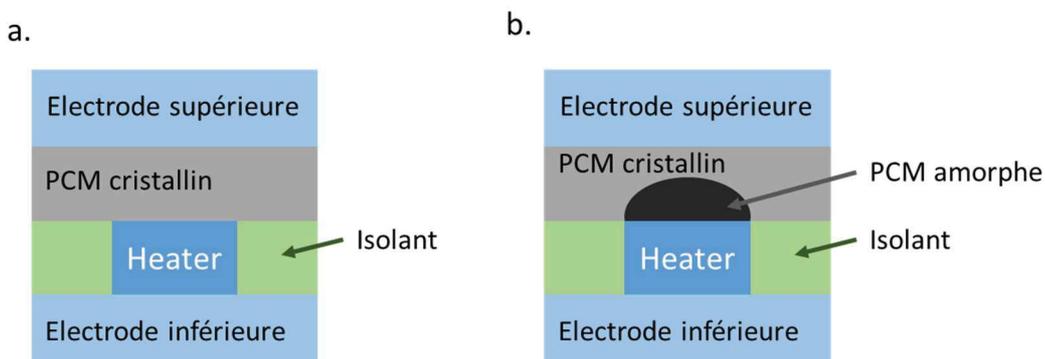


Figure 1-18. Vue en coupe d'une cellule PCRAM avec en a. une structure avec un PCM cristallin, pour une structure à l'état ON, et en b. une structure avec une partie du PCM amorphisée pour une cellule à l'état OFF.

Le changement d'état du matériau à changement de phase se produit grâce à la présence du heater qui est généralement en alliage de titane, de nickel ou de tungstène. Ce heater est alimenté par l'électrode inférieure. Cette technologie est donc une technologie deux ports : le signal ainsi que la commutation sont gérés par les mêmes

électrodes. En effet cette couche métallique est relativement résistive, elle va donc chauffer par effet Joule sous l'influence du courant qui va la parcourir et par là même amener suffisamment d'énergie sous forme calorifique pour faire fondre le PCM.

La zone d'échauffement est limitée à une zone restreinte, ce qui permet de baisser l'énergie nécessaire pour changer d'état la cellule (en l'occurrence la commuter à l'état OFF). Afin de garantir que la zone chauffée de PCM se réduise à la zone située au-dessus de l'alliage de métal résistif, le heater est souvent développé en tant que via métallique au sein d'un isolant – souvent un oxyde de silicium.

1.5.2.3. *Fonctionnement en activation directe*

En activation directe, le heater est supprimé, laissant place à un contact direct entre l'électrode inférieure et le PCM, en fonctionnement deux ports. Trois étapes de fonctionnement doivent être considérées, une étape de programmation initiale qui ne se produit qu'une fois de façon à mettre le matériau dans un état cristallin, puis les phases d'amorphisation ou de cristallisation, cycliques dans la vie du matériau.

La première étape est une remise à zéro de la cellule : il faut réaliser une cristallisation du matériau. Deux choix s'offrent alors pour cette première étape : un recuit de cristallisation de la cellule dans un four à 200 °C car la température de transition du passage de l'état amorphe à l'état cristallin est inférieure à cette température comme indiqué sur la Figure 1-19.a. Le second choix possible est d'envoyer une impulsion (« pulse ») de cristallisation :

- Soit un pulse de tension de faible intensité mais d'une durée relativement longue (au minimum une centaine de ns) pour produire une transition électronique et créer une zone appelée « amorphe conductrice » qui va permettre le passage du courant et par effet Joule un échauffement de la zone à cristalliser qui va changer d'état si la température de cristallisation est atteinte. Cette tension à atteindre est appelée tension seuil ; elle est souvent notée V_{TH} [88].
- Soit un pulse de tension suffisant pour créer la zone amorphe conductrice avec, assorti à cette tension, un courant suffisamment élevé pour faire fondre le matériau (comme pour le VO_2) [89]. L'enjeu est alors de ne pas refroidir le matériau trop brusquement, mais plutôt de lui laisser le temps de se réorganiser en zone cristalline comme indiqué sur la Figure 1-19.b.

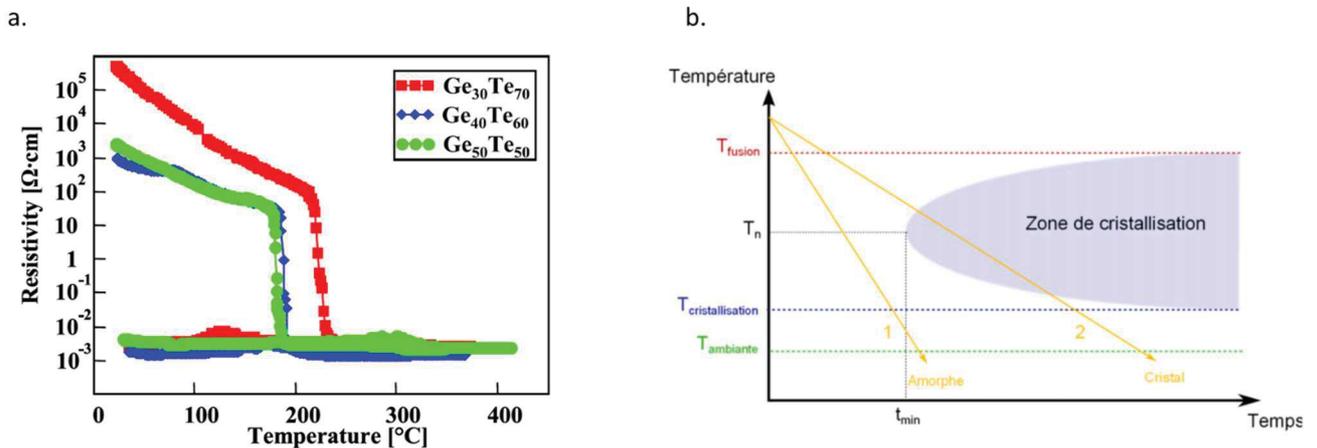


Figure 1-19.a. Profil de résistivité en fonction de la température pour différents alliages de GeTe [90]. b. Diagramme Température-Temps-Transformation d'un matériau à changement de phase dans l'état liquide [89].

Le mécanisme de cristallisation induit par une source de tension est difficile à appréhender, il peut être décrit en deux étapes comme le montre la Figure 1-20. On notera également que des études récentes cherchent toujours à mieux appréhender les mécanismes physiques qui ont lieu lors de ce changement d'état.

Étape 1) La transition électronique : lorsque la tension de seuil (correspondant à un champ électrique de l'ordre de 10 V/μm dans le matériau) est atteinte, un pont conducteur se forme [91]. Des études ont été menées pour connaître la nature de ce filament. Il a été montré que la zone centrale du filament est majoritairement composée de cristallites de Te, permettant une forte densité de courant et une plus forte température que ce qui se produit à l'extérieur de ce filament (cette partie est composée de dendrites de Ge) [91].

Etape 2) La transition de phase : une fois le filament créé, le courant peut alors croître rapidement et échauffer le matériau. C'est ce qui est décrit dans le graphique de la Figure 1-20.

Ainsi, on peut résumer le processus de la manière suivante : initialement le dispositif est amorphe, la tension qui augmente ne permet pas de faire passer de courant dans le dispositif. Quand la tension de seuil est atteinte le courant augmente brusquement et de manière très importante. Puis, si la tension continue à augmenter, le courant augmente également jusqu'à la transition de phase. Quand cette transition est atteinte, la cellule est cristalline.

Enfin le mécanisme de cristallisation peut différer suivant le matériau. En effet, il existe deux façons pour le matériau de devenir cristallin : la nucléation et la croissance de grains aux interfaces. Pour illustrer ces processus une étude a été menée sur le $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ et le AgInSbTe [92]. Il est apparu que les deux matériaux n'ont pas la même façon de se cristalliser.

- Dans le cas du GST, la vitesse de cristallisation est indépendante de la dimension de la zone amorphe, on est dans le cas d'une nucléation.
- Dans le cas de l' AgInSbTe , la vitesse de cristallisation dépend du diamètre de la zone amorphe du matériau ; la cristallisation suit un mécanisme de croissance aux interfaces.
- Dans le cas du GeTe , la croissance de la zone cristalline se fait majoritairement via une croissance aux interfaces à la manière de l' AgInSbTe [93].

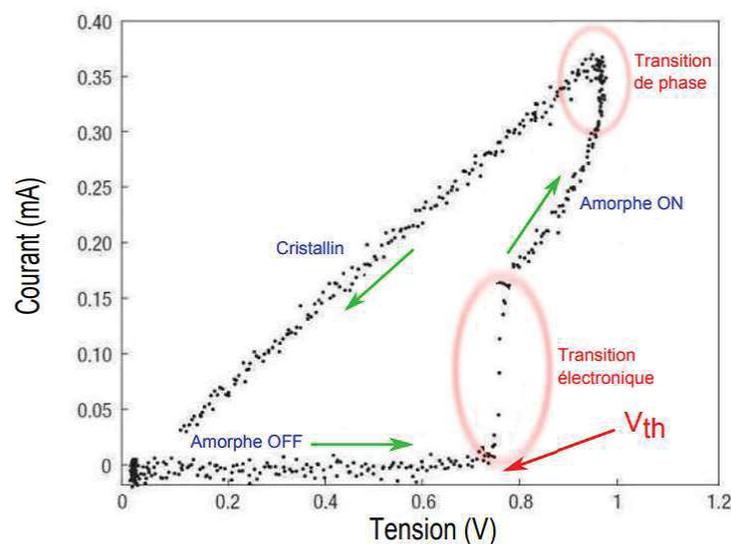


Figure 1-20. Courbe I-V d'une cellule de PCRAM initialement amorphe. Les deux étapes de la cristallisation apparaissent sur le graphique : la transition électronique, ici à 0.8 V puis la transition de phase à 0.35 mA [89].

Dans les mémoires, l'étape d'amorphisation est appelée effacement. Une impulsion électrique suffisamment forte pour provoquer son échauffement et le faire fondre est envoyée au sein du matériau. Une fois le matériau dans un état liquide, l'enjeu est de le bloquer dans l'état désordonné dans lequel il se trouve. L'impulsion doit donc être très courte (quelques ns). Il convient de réaliser au mieux une trempe thermique.

Le GeTe est le matériau principalement choisi dans l'optique de réaliser des commutateurs RF, car il est moins résistif que le GST à l'état cristallin et qu'il présente un ratio de conductivité important entre ses états ON et OFF.

1.5.2.4. Etat de l'art des commutateurs en Tellure de Germanium

Les premiers commutateurs RF à base de GeTe sont apparus en 2013 [94]. Le choix a été fait de prendre une configuration coplanaire série pour réaliser le commutateur et d'avoir recours à un « heater ». Le GeTe est ainsi entouré de deux électrodes métalliques en configuration planaire. Une vue en coupe de la technologie est donnée sur la Figure 1-21. Sur un substrat RF oxydé est déposée une couche métallique résistive, ici du NiCrSi . Une couche de passivation est ensuite déposée avant que le GeTe ne soit lui aussi ajouté. Enfin le GeTe est contacté par le dessus lors d'un dépôt d'électrodes métalliques en or (Au). L'ensemble est finalement passivé par une couche de SiN .

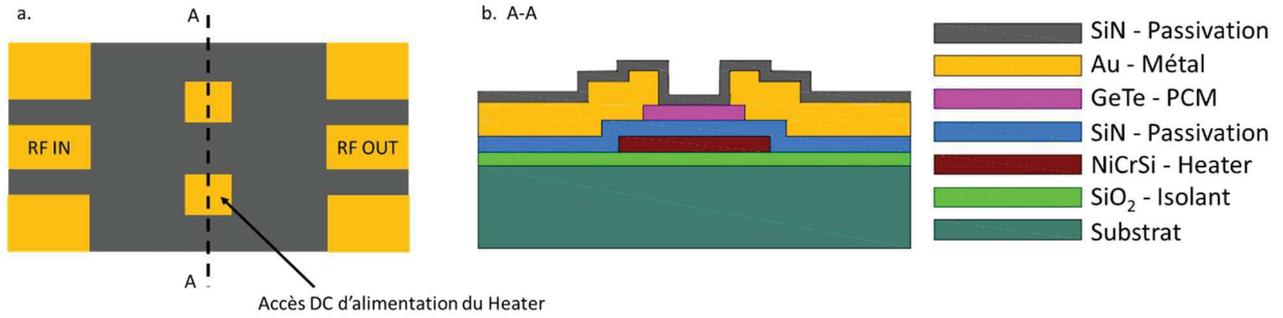


Figure 1-21. a. Vue de dessus d'un commutateur RF à base de GeTe en utilisation 4 ports. b. Vue en coupe (A-A) (section longitudinale) de l'empilement technologique [94].

La couche métallique de NiCrSi sert de heater pour un chauffage indirect. Les contacts électriques vers le heater ne sont pas représentés sur la Figure 1-21 mais ce dernier est parcouru par un courant permettant l'échauffement du heater par effet Joule. Le heater est isolé du substrat par de l'oxyde de silicium. La couche de SiN qui le sépare du PCM est un isolant électrique tout en étant un conducteur thermique correct.

Plusieurs dimensions de zone active de GeTe ont été testées dans ce papier : une largeur variable de 10 à 30 μm pour des R_{ON} de 1,2 à 3,7 Ω.

D'un point de vue RF, les pertes d'insertion atteintes par le meilleur commutateur sont de 0,3 dB pour une isolation de 9 dB, à 40 GHz. Ces pertes sont majoritairement attribuées au couplage entre les lignes RF et le heater. La FoM qui en résulte est de 7,3 THz. Une analyse de tenue en puissance à l'état ON a également été menée dans ce papier. Une puissance de 35 dBm peut être maintenue avant la destruction du commutateur. Le point de compression IP3 est supérieur à 55 dBm.

La même année dans [95], une autre approche a été utilisée pour concevoir des commutateurs RF à base de matériaux à changement de phase, avec une conception de type MIM: le PCM est pris en sandwich entre deux couches de métal verticales. Sur un substrat silicium oxydé est déposée une électrode en or couverte de chrome servant de barrière de diffusion. L'ensemble est alors passivé avec un oxyde de silicium. Cet oxyde est ensuite gravé afin de contacter le PCM déposé grâce à une machine Mitsubishi. Une deuxième couche d'oxyde protectrice est gravée au niveau du PCM afin de permettre un contact électrique avec l'électrode du dessus en or également (Figure 1-22.a.). Dans ce papier, des commutateurs sont proposés en configuration multi-doigts (Figure 1-22.b et c.).

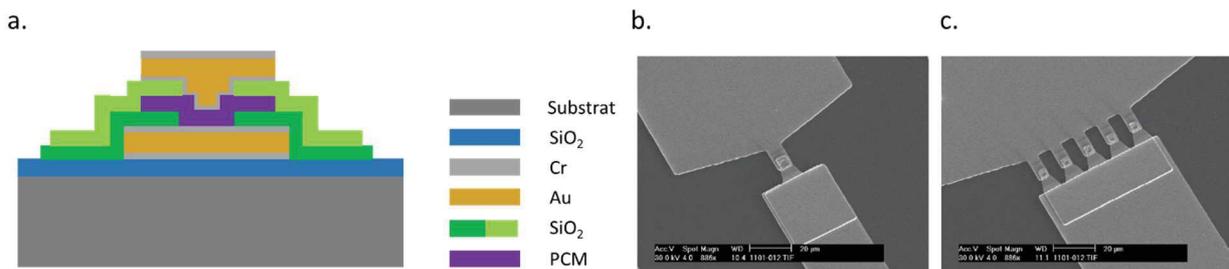


Figure 1-22.a. Empilement technologique présent dans [95]. b. Vue MEB de la structure MIM du commutateur RF en configuration mono-doigt. c. Vue MEB de la structure MIM du commutateur RF en configuration multi-doigts.

Le chauffage utilisé dans le cas de cette configuration est un chauffage de type direct. Pour l'amorphisation, un pulse de 3,5 V est envoyé dans le GeTe par la ligne RF. Le GeTe, même s'il est dans un état cristallin, reste le matériau le plus résistif du circuit. Il va ainsi s'auto-échauffer. La durée du pulse est de 1,5 μs. Pour la cristallisation, le principe du filament conducteur a été utilisé. Ici pour cristalliser le PCM, on impose 1,2 V pendant 5 μs, puis un temps de descente de 5 μs. Jusqu'à 3 GHz, il est possible d'extraire la valeur des paramètres R_{ON}, R_{OFF} et C_{OFF}. Ces paramètres prennent les valeurs respectives de 0,7 Ω et 2 Ω pour R_{ON}, de 2 à 4 kΩ pour R_{OFF}, et de 20 à 80 fF pour C_{OFF} pour les multi doigts et le mono doigt. Cette configuration permet d'atteindre des valeurs de R_{ON} bien plus faibles au détriment d'une valeur de capacité à l'état OFF plus élevée. D'un point de vue RF, des mesures ont été menées

jusqu'à 25 GHz dans le cas du commutateur à 1 doigt. On observe 1 dB de pertes d'insertion et une isolation de 18 dB.

Le point d'intermodulation IIP3 est extrait d'une mesure ; il vaut 37 dBm dans l'état cristallin et 33 dBm dans l'état amorphe. Le point de compression à 1 dB ne peut être mesuré dans le cas d'un commutateur RF à base de PCM. En effet il n'apparaîtra qu'une défaillance thermique due à un changement d'état parasite ou à une dégradation du commutateur avant d'atteindre ce point. Dans le cas de [95], une défaillance apparaît à 20 dBm.

En 2014, des commutateurs utilisant le même type de stack technologique ont été étudiés [96]. Un chauffage indirect a été utilisé pour programmer le GeTe. Des pulses d'une durée de 100 ns avec des temps de montée et de descente de 10 ns ont été utilisés pour amorphiser le dispositif. La cristallisation est plus longue : 1500 ns pour la durée du pulse. 100 cycles de programmation sont présentés et il est rapporté que la valeur stable de résistance à l'état ON est atteinte au bout de 5 cycles à $0,9 \Omega$ (au lieu de $1,2 \Omega$ pour les premiers cycles). Dans ce papier, la largeur du heater évolue afin de visualiser son effet sur les phases d'amorphisation et de cristallisation mais aussi sur les performances RF du dispositif. Les performances du meilleur commutateur sont de $0,9 \Omega$ à l'état ON pour $14,1 \text{ fF}$ à l'état OFF. La fréquence de coupure qui en résulte est annoncée à 12,5 THz. Dans ce papier, sont également proposées les performances d'un premier circuit : un SPDT avec des pertes d'insertion de 0,3 dB et une isolation de 35 dB, à 18 GHz.

La même année, dans [97], un commutateur en configuration shunt est présenté. Il n'est pas fait mention de la façon d'activer le commutateur, mais les performances présentées sont une résistance R_{ON} de $0,7 \Omega$ et une capacité C_{OFF} de 4 fF. Des tests de tenue en puissance sont également présentés dans ce papier avec des performances de 3 W dans une configuration shunt et de 10 W dans une configuration série pour un GeTe dans l'état ON. La linéarité est aussi un point fort de ces commutateurs, ces derniers étant passifs, il n'est pas étonnant d'avoir 100 dBc entre le fondamental et le second harmonique.

Encore en 2014, dans [98], une équipe présente une autre configuration de commutateur RF à base de PCM activé par le biais d'électrodes verticales en nitrure de titane. Il s'agit d'une activation directe, sans heater. Toutefois le chemin RF horizontal et le chemin de chauffage vertical sont différenciés comme le montre la Figure 1-23. La topologie est la même que sur la Figure 1-21.a, soit une technologie coplanaire à 4 ports. Sur un substrat silicium passivé par une couche d'AlN est déposée une première couche de TiN. Une couche de PCM est alors déposée et gravée. Les contacts RF en or sont ensuite déposés et gravés avant qu'une autre couche de PCM ne soit ajoutée pour maximiser le contact et augmenter l'épaisseur de GeTe afin de minimiser les pertes d'insertion. Enfin la deuxième électrode de TiN est déposée par-dessus via une épaisseur de molybdène.

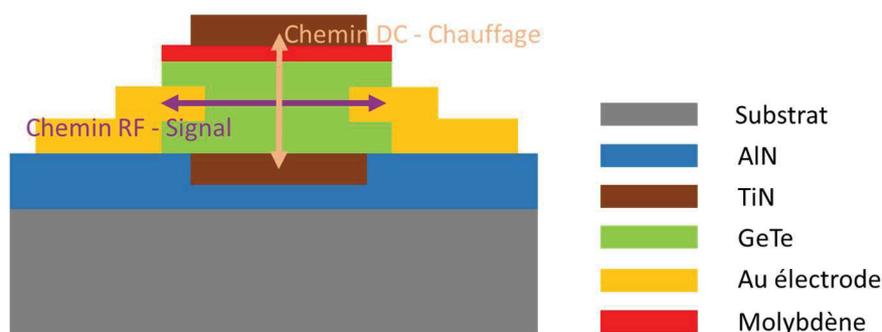


Figure 1-23. Empilement technologique présent dans [98]. Chauffage de type direct entre les électrodes en TiN. Chemin RF entre les électrodes d'or.

Il est fait mention ici d'un chauffage direct, car c'est la propre résistivité du GeTe qui va permettre l'échauffement pour le changement d'état pour l'amorphisation. Dans ce papier est menée une étude thermique de ce type de configuration en chauffage direct et une configuration similaire en supprimant l'électrode de TiN supérieure et en utilisant l'électrode inférieure comme heater indirect (le TiN étant résistif, il peut également chauffer). Cette électrode de TiN étant dans ce cas de figure séparée du GeTe par une couche d'AlN. Les simulations thermiques montrent que le chauffage direct est plus efficace. Le commutateur direct nécessite 5,5 mA pendant 500 ns avec des temps de montée et de descente de 20 ns pour l'amorphisation. La cristallisation ne nécessite plus que 200 μA dans cette configuration mais pendant 200 μs avec 400 μs de temps de descente. Ceci correspond à 90 mW pendant 540 ns pour amorphiser le commutateur et à 2 mW pendant 600 μs pour la cristallisation.

Finalement, des mesures RF sont présentées jusqu'à 20 GHz, les pertes d'insertion sont mesurées à 0,6 dB et l'isolation est de 20 dB, à 20 GHz. La valeur correspondante des paramètres R_{ON} , R_{OFF} et C_{OFF} est respectivement de 5 Ω , 48,2 k Ω et 8,5 fF pour une fréquence de coupure à 3,7 THz. En ce qui concerne la tenue en puissance, le matériel utilisé lors de la mesure étant limité à 20 dBm, il est impossible de visualiser de défaillance. Le point d'IIP3 est mesuré à 33 dBm dans l'état ON ; il est supérieur à 30 dBm à l'état OFF.

Dans [99], la même équipe rapporte un commutateur avec un chauffage indirect aux performances de 2,4 Ω à l'état ON pour une capacité à l'état OFF de 6 fF, pour une fréquence de coupure de 11 THz. Il n'est pas fait mention du type de heater utilisé, mais il est rapporté des performances de linéarité de 90 dBc. Il est annoncé qu'un commutateur ayant 50 μm de largeur de GeTe peut supporter 2,8 W à l'état ON et plus de 10 W à l'état OFF, comme dans [98]. Toutefois, il n'est jamais fait mention de la longueur de GeTe dans la zone active.

Dans [100], la même équipe rapporte un commutateur en configuration shunt activé en chauffage indirect. La largeur de GeTe est de 100 μm dans la zone active pour une longueur de 2 μm . D'un point de vue RF, ce commutateur présente une résistance de valeur de 1 Ω à l'état ON et une capacité de 15 fF à l'état OFF. Les valeurs de tenue en puissance sont les mêmes que celles données précédemment.

Dans [101], une comparaison est menée sur les structures de [100] en termes de performances RF. En ce qui concerne le commutateur en chauffage direct, les pertes d'insertion sont limitées à 0,5 dB à l'état ON et l'isolation est supérieure à 18 dB jusqu'à 20 GHz. Dans le cas du chauffage indirect, les pertes d'insertion se limitent à 0,6 dB pour une isolation de 13 dB. Une comparaison des consommations de puissance instantanée est menée également : en chauffage direct la consommation est de 85 mW, alors qu'elle est supérieure à 300 mW pour le chauffage indirect.

En marge de l'utilisation du GeTe, dans [102], est présenté un commutateur RF à base de $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$. Sur un substrat silicium à haute résistivité est déposé un matériau métallique résistif (NiCr) qui va faire office de résistance chauffante pour un chauffage indirect. Une couche de passivation (AlN) est déposée afin d'isoler la résistance chauffante du reste du circuit. Le GST est alors déposé avant d'être gravé. Enfin les lignes RF et les contacts DC qui viennent récupérer les accès de la ligne métallique en NiCr sont créés en Ti/Cu/Ti/Au. L'amorphisation nécessite environ 12 mW pendant 20 μs alors que 6 mW pendant 250 μs sont nécessaires pour cristalliser le commutateur – pour des consommations globales de 200 nJ et 1700 nJ. L'isolation est de 25 dB à 24 GHz tout en ayant des performances de perte d'insertions comparables à l'état de l'art des commutateurs SOI et SOS à 10 Ω . Après le premier cycle qui va stabiliser les performances du commutateur, une isolation de 16 dB à 24 GHz est atteinte, ce qui correspond à une valeur de capacité à l'état OFF de 30 fF. La cristallisation suivante apporte une résistance de 16 Ω soit des pertes d'insertions de 1,4 dB. On se rend compte ici que les performances des GST sont moins intéressantes que celles du GeTe en termes de pertes d'insertion.

Finalement dans [103], trois générations de commutateurs à base de GeTe sont reprises (Figure 1-21 et Figure 1-24). La 1^{ère} génération offre les performances présentées dans [96]. La 2^{ème} génération de commutateurs diffère de la 1^{ère} par la nature du film métallique qui fait office de résistance chauffante, avec du tungstène. Cela permet de réduire la consommation de puissance pour réaliser le changement de phase. Dans la 3^{ème} génération, une barrière thermique sous le tungstène permet de confiner la zone chauffée.

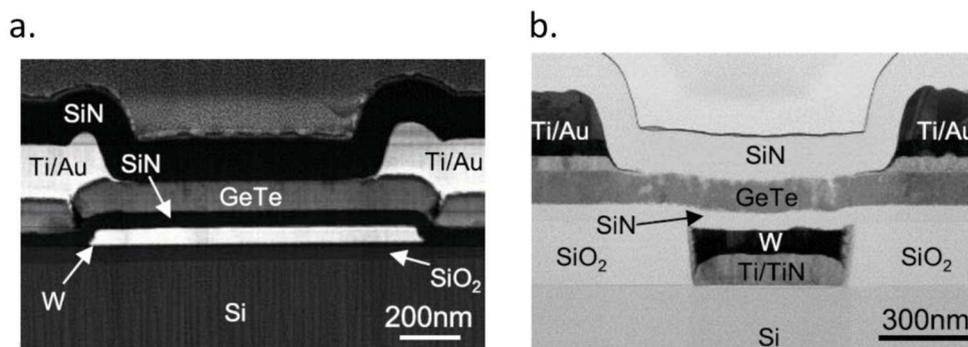


Figure 1-24. a. Seconde génération de commutateurs RF à base de GeTe [103] avec le remplacement du NiCrSi par une couche de W. b. Troisième génération de commutateurs à changement de phase avec la présence d'une barrière thermique sous le W pour confiner la zone chauffée [103].

La troisième génération de commutateur a été développée dans le but d'améliorer la cyclabilité des dispositifs. En effet, le heater a tendance à se dégrader s'il doit chauffer de manière trop intense. Pour atteindre une température suffisante dans le PCM, pour le faire fondre tout en préservant le heater, l'idée a été de mettre une couche de matériau relativement conductrice thermiquement pour permettre une trempe plus efficace du GeTe. Ainsi, il est possible de moins chauffer pour se trouver dans la bonne fenêtre de fonctionnement (Figure 1-19.b). La cyclabilité en est ainsi augmentée : 30 000 cycles ont été réalisés sur un commutateur de ce type.

Les performances RF sont de 0,1 dB de pertes et de 6 dB d'isolation, à 65 GHz. Les paramètres R_{ON} et C_{OFF} ont été extraits à 20 GHz, soit respectivement 1,2 Ω et 12,3 fF pour une fréquence de coupure à 10,6 THz. Une étude de tenue en puissance est également menée avec une tenue en puissance de 28,5 dBm à l'état OFF qui est l'état limitant.

Dans [104], des pulses de 100 ns à 60 mA sont nécessaires pour amorphiser le commutateur à film de tungstène. A l'inverse, la cristallisation ne nécessite plus que 40 mA pendant 1,5 μ s. Cette amélioration des performances de programmation se fait hélas au détriment des performances RF, qui toutefois restent excellentes, soit 0,2 dB de pertes d'insertion pour une isolation supérieure à 13 dB à 20 GHz, pour une fréquence de coupure à 6 THz.

En résumé, le travail principal pendant ces trois générations a été de travailler sur l'optimisation du système de chauffage afin de maximiser la cyclabilité tout en gardant des performances RF à l'état de l'art.

Tableau 1-5. Comparaison de l'état de l'art des commutateurs RF à base de PCM

Configuration	Série ligne	Série MIM	Série ligne	Shunt ligne	Série ligne	Série ligne	Shunt ligne	GST	Série ligne	Série ligne
Chauffage	Indirect	Direct	Indirect	Direct	Direct	Indirect	Indirect	Indirect	Indirect	Indirect
R_{ON} (Ω)	1,2	2	0,9	0,7	5	2,4	1	16	2	1,22
C_{OFF} (fF)	18,1	20	14,1	4	8,5	6	15	30	20	12,3
F_C (THz)	7,3	4	12,5	80	3,7	11	10,6	0,3	6	10,6
$P_{1dB_{ON}}$ (dBm)	35	20		37,4	>20 dBm	37,4	37,4			>28,5
$P_{1dB_{OFF}}$ (dBm)				40	>20 dBm	40	40			28,5
Référence	[94]	[95]	[96]	[97]	[98]	[99]	[100]	[102]	[104]	[103]

Une comparaison des différents commutateurs à base de PCM est donnée dans le Tableau 1-5. Si l'on s'intéresse aux performances RF pures, on peut voir que les switchs développés dans [97] possèdent les meilleures performances, mais cette publication ne traite pas des systèmes d'activation des commutateurs. Dans ce cas il est préférable de considérer [100] comme étant la configuration de référence. Toutefois les notions de fiabilité ne commencent à être traitées que dans [103], [104] avec la mention de 30 000 cycles de commutation, ceci en cherchant à optimiser le système de chauffage.

Il ressort de la lecture de ces différents papiers que le GeTe, de par ses propriétés, est un excellent candidat pour la réalisation de commutateurs RF, mais que la dimension activation est la partie primordiale à étudier pour faire des commutateurs compétitifs. La fiabilité ne vient pas de l'optimisation du matériau en lui-même mais du système d'activation qui se dégrade rapidement à cause de la température qu'il doit atteindre pour produire la commutation dans le GeTe. En marge de ces notions de fiabilité, il ressort que plusieurs types de configurations ont été testées : configuration série ou shunt, configuration en ligne (horizontale) ou MIM (verticale). Toutes ces configurations sont fonctionnelles et plus ou moins équivalentes. Même si les commutateurs en configuration directe de la littérature ne présentent pas d'étude de fiabilité, il est possible de penser que ceux-ci tiendraient bien plus de cycles que leurs homologues en chauffage indirect. Mais ils nécessitent un découplage des lignes DC d'activation et des lignes de signal RF. Le GST, candidat écarté principalement à cause de sa résistance à l'état ON, fonctionne aussi correctement avec l'avantage d'être plus stable thermiquement que le GeTe.

1.5.2.5. Analyse au-delà du matériau

Dans [104], pour la première fois une réflexion sur la corrélation entre le V_{TH} (tension de seuil à partir de laquelle le filament conducteur se forme et qui va permettre la cristallisation du matériau) et la tenue en puissance d'un commutateur à l'état amorphe a été menée. Elle met en avant l'existence d'une relation liant ces deux paramètres. En effet, la majorité des commutateurs à base de PCM présentent une défaillance via leur cristallisation parasite. Il est donc intéressant de visualiser l'influence de la tension RF en entrée du dispositif et de voir si cette tension correspond au V_{TH} , estimé à 12,6 V/ μ m pour le GeTe. Dans [104], il ressort que la tension $V_{RF_{moy}}$ donnée

par (1-3) correspond bien à $12,6\text{V}/\mu\text{m}$ pour la puissance RF maximale ($P_{RF,max,OFF}$) provoquant la défaillance, avec R_0 l'impédance de référence ($50\ \Omega$). Il est surprenant toutefois de voir qu'il ne s'agit pas d'une tension efficace mais de la valeur moyenne de la tension redressée. Ce point est à notre avis à éclaircir au cours de notre travail.

$$V_{RFmoy} = \frac{1}{\pi} \cdot \sqrt{8R_0 P_{RF,max,OFF}} \quad (1-3)$$

1.6. Conclusion sur l'état de l'art

Un état de l'art des commutateurs RF a été mené. Plusieurs technologies de fabrication sont utilisées. Elles n'ont pas toutes la même maturité : les diodes PIN, les dispositifs à base de jonction et les technologies MOS sont matures et fiables depuis de nombreuses années. Ainsi un composant développé dans ce type de technologie est très rapidement industrialisable. Même si les performances de ces dispositifs d'un point de vue purement circuit (extrait d'analyses petits signaux RF) ou purement système avec la tenue en puissance ne sont pas les meilleures, ce sont les seules technologies industrielles actuelles. Typiquement la FoM de ces commutateurs descend rarement sous 800 fs (la fréquence correspondante dépasse rarement le THz), mais ils restent utilisables aujourd'hui dans de nombreuses applications RF. L'autre point positif de ces technologies est leur intégration et leur faible coût.

Les MEMS sont des composants qui présentent de bien meilleures performances que les technologies silicium traditionnelles (FoM < 20 fs), mais aujourd'hui le frein principal à leur utilisation dans le cadre de commutateurs RF est une notion de packaging. Leur temps de commutation peut également être un frein suivant le type d'application visée, ainsi que leur caractère non bistable.

C'est dans cette optique que d'autres types de matériaux sont apparus dans la grande famille des commutateurs RF. Les technologies à pont conducteur viennent des mémoires RRAM, mémoires à transition résistive. Le ratio de résistivité induit par la présence du pont conducteur entre l'état OFF et l'état ON permet d'envisager la réalisation de commutateurs RF bistables. Les composés à base d'oxyde de vanadium possèdent également un ratio élevé entre l'état ON et l'état OFF. Ces composés appartiennent à la famille des MIT : métaux à transition. Les performances de certains commutateurs surpassent très largement les technologies silicium classiques et tendent vers les performances des composants MEMS. Mais comme ces derniers, les V_xO_y ne présentent hélas pas de bistabilité. Enfin les derniers types de matériaux auxquels nous nous sommes intéressés sont les chalcogénures. Ces matériaux ont la particularité de présenter un saut de conductivité lors d'un changement de phase. Ce changement d'état, souvent d'origine thermique, permet de transiter d'une phase amorphe à haute résistivité à une phase cristalline à basse résistivité. Les performances RF des meilleures réalisations à ce jour sont prometteuses (au moins identiques à celles des MEMS) avec l'avantage de présenter une bistabilité. A ce jour, l'enjeu concernant ces matériaux est d'optimiser leur activation et notamment l'énergie nécessaire pour les activer, ainsi que leur fiabilité, ce qui sera étudiée par la suite.

C'est dans cette optique que la suite du manuscrit traitera de la réalisation de commutateurs RF à base de chalcogénures, et plus particulièrement de GeTe, dans le but d'optimiser l'activation directe dont on pressent qu'elle permettra davantage de fiabilité. Une analyse des mécanismes sera proposée ainsi qu'une conception de type circuit permettant de valider la fonction switch. Par intérêt pour les différentes technologies disponibles au LETI et afin de pouvoir établir une comparaison objective, nous proposerons également la réalisation de démonstrateurs à base de pont conducteur ou de VO_2 .

Bibliographie

- [1] « Automatic telephone-exchange », US447918A, 10-mars-1891.
- [2] R. Kircher, « Properties of junction transistors », *IRE Trans. Audio*, vol. AU-3, n° 4, p. 107-124, juill. 1955.
- [3] D. A. Kleinman, « The forward characteristic of the pin diode », *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 35, n° 3, p. 685-706, mai 1956.
- [4] G. J. Prom et R. L. Crosby, « Junction Transistor Switching Circuits for High-Speed Digital Computer Applications », *IRE Trans. Electron. Comput.*, vol. EC-5, n° 4, p. 192-196, déc. 1956.
- [5] F. Hirose, Y. Souda, K. Nakano, S. Goya, T. Nishimori, et S. Okumura, « New SiGe bipolar transistors and p-i-n diodes for power switching », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 48, n° 10, p. 2417-2420, Oct. 2001.
- [6] H. Mitlehner *et al.*, « Switching behaviour of fast high voltage SiC pn-diodes », in *Proceedings of the 10th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 1998. ISPSD 98*, 1998, p. 127-130.
- [7] H. O. Kazanci, « Integrator with p-channel depletion MOS switch », in *2017 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, 2017, p. 165-169.
- [8] K. Kobayashi, A. K. Oki, D. K. Umemoto, S. Claxton, et D. C. Streit, « GaAs HBT PIN diode attenuators and switches », in *IEEE 1993 Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest of Papers*, 1993, p. 151-154.
- [9] J. G. Yang et K. Yang, « GaN-based pin diodes for microwave switching IC applications », *Electron. Lett.*, vol. 48, n° 11, p. 650-652, May 2012.
- [10] H. Ishida *et al.*, « A high-power RF switch IC using AlGaIn/GaN HFETs with single-stage configuration », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 52, n° 8, p. 1893-1899, Aug. 2005.
- [11] H. F. Storm, « Field-effect transistor (FET) bibliography », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 14, n° 10, p. 710-717, Oct. 1967.
- [12] F. Souchon, D. Saint-Patrice, J. L. Pornin, D. Bouchu, C. Baret, et B. Reig, « Thin film packaged redundancy RF MEMS switches for space applications », in *2017 19th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*, 2017, p. 175-178.
- [13] C. L. Goldsmith, Z. 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, Aug. 1998.
- [14] G. M. Rebeiz et J. B. Muldavin, « RF MEMS switches and switch circuits », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 2, n° 4, p. 59-71, déc. 2001.
- [15] R. G. Bovadilla, O. D. Molitor, A. L. C. Serrano, et G. P. Rehder, « Optimization of RF MEMS phase shifter for microwaves applications », in *2017 32nd Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro)*, 2017, p. 1-4.
- [16] T. M. Vu, G. Prigent, J. Ruan, A. Rumeau, P. Pons, et R. Plana, « Fabrication and characterization of RF-MEMS switch in V-band », in *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, 2009, p. 202-205.
- [17] W. Hongtao, G. Xuebang, W. Hongjiang, W. Bihua, et L. Yanan, « W-band GaAs PIN diode SPST switch MMIC », in *2012 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*, 2012, p. 93-95.
- [18] P. Sun, P. Upadhyaya, D. H. Jeong, D. Heo, et G. S. L. Rue, « A Novel SiGe PIN Diode SPST Switch for Broadband T/R Module », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 17, n° 5, p. 352-354, mai 2007.
- [19] J.-I. Nishizawa, « Junction Field-Effect Devices », in *Semiconductor Devices for Power Conditioning*, Springer, Boston, MA, 1982, p. 241-272.

- [20] « A Short History of Circuits and Systems | IEEE CAS ». [En ligne]. Disponible sur: <http://ieeecas.org/short-history-circuits-and-systems>. [Consulté le: 23-avr-2018].
- [21] K. E. Drangeid *et al.*, « Microwave silicon Schottky-barrier field-effect transistor », *Electron. Lett.*, vol. 4, n° 17, p. 362-363, août 1968.
- [22] T. Mimura, « The early history of the high electron mobility transistor (HEMT) », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 3, p. 780-782, mars 2002.
- [23] K. Y. Lin, W.-H. Tu, P.-Y. Chen, H.-Y. Chang, H. Wang, et 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, août 2004.
- [24] H. Mizutani et Y. Takayama, « DC-110-GHz MMIC traveling-wave switch », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, n° 5, p. 840-845, mai 2000.
- [25] Y. Jin et C. Nguyen, « Ultra-Compact High-Linearity High-Power Fully Integrated DC ndash;20-GHz 0.18- μm CMOS T/R Switch », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 1, p. 30-36, janv. 2007.
- [26] D. Kelly, C. Brindle, C. Kemerling, et M. Stuber, « The state-of-the-art of silicon-on-sapphire CMOS RF switches », in *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2005. CSIC '05.*, 2005, p. 4 pp.-.
- [27] M. Jaffe *et al.*, « Improvements in SOI technology for RF switches », in *2015 IEEE 15th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2015, p. 30-32.
- [28] K. E. Petersen, « Micromechanical voltage controlled switches and circuits », in *1978 International Electron Devices Meeting*, 1978, vol. 24, p. 100-103.
- [29] S. Pacheco, C. T. Nguyen, et L. P. B. Katehi, « Micromechanical electrostatic K-band switches », in *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.98CH36192)*, 1998, vol. 3, p. 1569-1572 vol.3.
- [30] « Products », *Menlo Micro*. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.menlomicro.com/products.html>. [Consulté le: 21-sept-2018].
- [31] R. Chan, R. Lesnick, D. Becher, et 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, oct. 2003.
- [32] G. M. Rebeiz, G.-L. Tan, et J. S. Hayden, « RF MEMS phase shifters: design and applications », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, n° 2, p. 72-81, juin 2002.
- [33] Y. Uno *et al.*, « Development of SPDT-structured RF MEMS switch », in *TRANSDUCERS 2009 - 2009 International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, 2009, p. 541-544.
- [34] G. M. Rebeiz *et al.*, « Tuning in to RF MEMS », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, n° 6, p. 55-72, oct. 2009.
- [35] A. V. Kazak, N. V. Usol'tseva, V. V. Bykova, A. S. Semeikin, et S. G. Yudin, « Influence of meso-substituted porphyrins derivatives molecular structure on their liquid-cristal properties and supramolecular organization in floating layers », in *2010 20th International Crimean Conference « Microwave Telecommunication Technology »*, 2010, p. 825-826.
- [36] M. Hashizume, K. Nakaminami, H. Yotsuyanagi, Y. Nakajima, et K. Kinoshita, « Current-based testable design of level shifters in liquid crystal display drivers », in *2010 15th IEEE European Test Symposium*, 2010, p. 262-262.
- [37] L. A. Perișoară, D. L. Săcăleanu, et A. Vasile, « Instrument clusters for monitoring electric vehicles », in *2017 IEEE 23rd International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, 2017, p. 379-382.
- [38] K. Hoya *et al.*, « A 64-Mb Chain FeRAM With Quad BL Architecture and 200 MB/s Burst Mode », *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. VLSI Syst.*, vol. 18, n° 12, p. 1745-1752, déc. 2010.

- [39] N. Raab, C. Bäumer, et R. Dittmann, « Impact of the cation-stoichiometry on the resistive switching and data retention of SrTiO₃ thin films », *AIP Adv.*, vol. 5, n° 4, p. 047150, avr. 2015.
- [40] F. A. Miranda, G. Subramanyam, F. W. van Keuls, R. R. Romanofsky, J. D. Warner, et C. H. Mueller, « Design and development of ferroelectric tunable microwave components for Kuand K-band satellite communication systems », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, n° 7, p. 1181-1189, juill. 2000.
- [41] F. Abbas, L. E. Davis, et J. C. Gallop, « Tunable microwave components based on dielectric nonlinearity by using HTS/ferroelectric thin films », *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 5, n° 4, p. 3511-3517, déc. 1995.
- [42] C. Chappert, A. Fert, et F. N. V. Dau, « The emergence of spin electronics in data storage », *Nat. Mater.*, vol. 6, n° 11, p. 813-823, nov. 2007.
- [43] L. R. Tan, R. X. Wu, et Y. Poo, « Magnetically Reconfigurable SIW Antenna with Tunable Frequencies and Polarizations », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, n° 6, p. 2772-2776, juin 2015.
- [44] S. Adhikari, A. Ghiotto, S. Hemour, et K. Wu, « Tunable non-reciprocal ferrite loaded SIW phase shifter », in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2013, p. 1-3.
- [45] K. Kinoshita, T. Tamura, M. Aoki, Y. Sugiyama, et H. Tanaka, « Bias polarity dependent data retention of resistive random access memory consisting of binary transition metal oxide », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 89, n° 10, p. 103509, sept. 2006.
- [46] A. Baikalov *et al.*, « Field-driven hysteretic and reversible resistive switch at the Ag-Pr_{0.7}Ca_{0.3}MnO₃ interface », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, n° 5, p. 957-959, juill. 2003.
- [47] S. K. Nandi, X. Liu, S. Li, D. K. Venkatachalam, K. Belay, et R. G. Elliman, « Resistive switching behavior in HfO₂ with Nb as an oxygen exchange layer », in *2014 Conference on Optoelectronic and Microelectronic Materials Devices*, 2014, p. 290-293.
- [48] Y. H. Wang et Y. C. Chang, « Bipolar resistive switching behavior with high on/off ratio of transparent mgtniox films », in *2014 12th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*, 2014, p. 1-4.
- [49] R. Jiang, Z. Han, W. Sun, X. Du, Z. Wu, et H.-S. Jung, « Ferroelectric modulation of terahertz waves with graphene/ultrathin-Si:HfO₂/Si structures », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 107, n° 15, p. 151105, oct. 2015.
- [50] W. Otsuka *et al.*, « A 4Mb conductive-bridge resistive memory with 2.3GB/s read-throughput and 216MB/s program-throughput », in *2011 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, 2011, p. 210-211.
- [51] G. Palma *et al.*, « Interface Engineering of Ag-GeS₂-Based Conductive Bridge RAM for Reconfigurable Logic Applications », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 61, n° 3, p. 793-800, mars 2014.
- [52] C. Nail *et al.*, « Understanding RRAM endurance, retention and window margin trade-off using experimental results and simulations », in *2016 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2016, p. 4.5.1-4.5.4.
- [53] Y. Hirose et H. Hirose, « Polarity-dependent memory switching and behavior of Ag dendrite in Ag-photodoped amorphous As₂S₃ films », *J. Appl. Phys.*, vol. 47, n° 6, p. 2767-2772, juin 1976.
- [54] M. Kund *et al.*, « Conductive bridging RAM (CBRAM): an emerging non-volatile memory technology scalable to sub 20nm », in *IEEE International Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest*, 2005, p. 754-757.
- [55] J. A. Nessel, R. Q. Lee, C. H. Mueller, M. N. Kozicki, M. Ren, et J. Morse, « A novel nanoionics-based switch for microwave applications », in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, p. 1051-1054.
- [56] A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, C. Vallée, P. Gonon, et C. Mannequin, « A fully passive RF switch based on nanometric conductive bridge », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, p. 1-3.

- [57] E. Perret, T. L. Vidal, A. Vena, et P. Gonon, « Realization of a Conductive Bridging RF Switch Integrated onto Printed Circuit Board », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 151, p. 9-16, 2015.
- [58] S. Pi, M. Ghadiri-Sadrabadi, J. C. Bardin, et Q. Xia, « Nanoscale memristive radiofrequency switches », *Nat. Commun.*, vol. 6, p. 7519, juin 2015.
- [59] J. H. Park *et al.*, « Measurement of a solid-state triple point at the metal-insulator transition in VO₂ », *Nature*, vol. 500, n° 7463, p. 431-434, août 2013.
- [60] K. Pan, W. Wang, E. Shin, K. Freeman, et G. Subramanyam, « Vanadium Oxide Thin-Film Variable Resistor-Based RF Switches », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 62, n° 9, p. 2959-2965, sept. 2015.
- [61] C. Hillman, P. A. Stupar, et Z. Griffith, « VO₂ Switches for Millimeter and Submillimeter-Wave Applications », in *2015 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 2015, p. 1-4.
- [62] E. A. Casu *et al.*, « Shunt capacitive switches based on VO₂ metal insulator transition for RF phase shifter applications », in *2017 47th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*, 2017, p. 232-235.
- [63] J. Jiang, G. Chugunov, et R. R. Mansour, « Fabrication and characterization of VO₂-based series and parallel RF switches », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, p. 278-280.
- [64] L. Huitema, A. Crunteanu, H. Wong, A. Ghalem, et M. Rammal, « Frequency tunable antennas based on innovative materials », in *2017 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)*, 2017, p. 28-30.
- [65] M. Kang, I. Kim, S. Kim, J.-W. Ryu, et H. Yeol Park, « Metal-insulator transition without structural phase transition in V₂O₅ film », *Appl. Phys. Lett. - APPL PHYS LETT*, vol. 98, mars 2011.
- [66] C. S. Sundar, A. Bharathi, M. Premila, et Y. Hariharan, « Metal-insulator transition in V₂O₃: positron lifetime studies », *J. Alloys Compd.*, vol. 326, n° 1, p. 105-107, août 2001.
- [67] E. Prokhorov, J. J. Gervacio-Arciniega, G. Luna-Bárceñas, Y. Kovalenko, F. J. Espinoza-Beltrán, et G. Trápaga, « Dielectric properties of Ge₂Sb₂Te₅ phase-change films », *J. Appl. Phys.*, vol. 113, n° 11, p. 113705, mars 2013.
- [68] H. Lo *et al.*, « Three-Terminal Probe Reconfigurable Phase-Change Material Switches », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 57, n° 1, p. 312-320, janv. 2010.
- [69] J. s Moon *et al.*, « Phase-change RF switches with robust switching cycle endurance », in *2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2018, p. 231-233.
- [70] D. ADLER, « Mechanisms for Metal-Nonmetal Transitions in Transition-Metal Oxides and Sulfides », *Rev. Mod. Phys.*, vol. 40, n° 4, p. 714-736, oct. 1968.
- [71] A. Mennai *et al.*, « High cut-off frequency RF switches integrating a metal-insulator transition material », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-3.
- [72] A. Mennai, « Conception et réalisation de commutateurs RF à base de matériaux à transition de phase (PTM) et à changement de phase (PCM) », phdthesis, Université de Limoges, 2016.
- [73] B.-G. Chae, H.-T. Kim, D.-H. Youn, et K.-Y. Kang, « Abrupt metal-insulator transition observed in VO₂ thin films induced by a switching voltage pulse », *Phys. B Condens. Matter*, vol. 369, n° 1-4, p. 76-80, déc. 2005.
- [74] M. Stotz, S. D. Fritze, H. Downar, et J. Wenger, « Thermally Controlled Coplanar Microwave Switches », in *1999 29th European Microwave Conference*, 1999, vol. 2, p. 415-418.
- [75] F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Crunteanu, et P. Blondy, « rf-microwave switches based on reversible semiconductor-metal transition of VO₂ thin films synthesized by pulsed-laser deposition », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 91, n° 22, p. 223505, nov. 2007.

- [76] J. Givernaud, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Pothier, P. Blondy, et A. Crunteanu, « Tunable band stop filters based on Metal-Insulator Transition in vanadium dioxide thin films », in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, p. 1103-1106.
- [77] S. D. Ha, Y. Zhou, C. J. Fisher, S. Ramanathan, et J. P. Treadway, « Electrical switching dynamics and broadband microwave characteristics of VO₂ radio frequency devices », *J. Appl. Phys.*, vol. 113, n° 18, p. 184501, mai 2013.
- [78] A. Crunteanu *et al.*, « Tunable terahertz metamaterials based on metal-insulator phase transition of VO₂ layers », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, p. 1-3.
- [79] C. Hillman, P. A. Stupar, J. B. Hacker, Z. Griffith, M. Field, et M. Rodwell, « An ultra-low loss millimeter-wave solid state switch technology based on the metal - insulator - transition of vanadium dioxide », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, 2014, p. 1-4.
- [80] L. Huitema, A. Crunteanu, et H. Wong, « Highly integrated VO₂-based antenna for frequency tunability at millimeter-wave frequencies », in *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2016, p. 40-43.
- [81] R. C. Peterson, W. M. Fassell, et M. E. Wadsworth, « High Pressure Oxidation of Metals: Tantalum in Oxygen », *JOM*, vol. 6, n° 9, p. 1038-1044, sept. 1954.
- [82] S. R. Ovshinsky, « Reversible Electrical Switching Phenomena in Disordered Structures », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 21, n° 20, p. 1450-1453, nov. 1968.
- [83] M. Wuttig et N. Yamada, « Phase-change materials for rewriteable data storage », *Nat. Mater.*, vol. 6, n° 11, p. 824-832, nov. 2007.
- [84] S. Lai et T. Lowrey, « OUM - A 180 nm nonvolatile memory cell element technology for stand alone and embedded applications », in *International Electron Devices Meeting. Technical Digest (Cat. No.01CH37224)*, 2001, p. 36.5.1-36.5.4.
- [85] J. Lee, S. Choi, C. Lee, Y. Kang, et D. Kim, « GeSbTe deposition for the PRAM application », *Appl. Surf. Sci.*, vol. 253, n° 8, p. 3969-3976, févr. 2007.
- [86] F. Bedeschi *et al.*, « A Multi-Level-Cell Bipolar-Selected Phase-Change Memory », in *2008 IEEE International Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers*, 2008, p. 428-625.
- [87] G. Servalli, « A 45nm generation Phase Change Memory technology », in *2009 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2009, p. 1-4.
- [88] A. Pirovano, A. L. Lacaita, F. Pellizzer, S. A. Kostylev, A. Benvenuti, et 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, mai 2004.
- [89] J.-C. Bastien, « Étude des matériaux à changement de phase pour application dans le domaine des PCRAM : verres infrarouges pour l'optique spatiale », phdthesis, Université Rennes 1, 2011.
- [90] G. Navarro *et al.*, « Electrical Performances of Tellurium-Rich GeTe_{1-x} Phase Change Memories », in *2011 3rd IEEE International Memory Workshop (IMW)*, 2011, p. 1-4.
- [91] V. Giraud, *Etude des phénomènes électrothermiques liés à l'amorphisation et à la cristallisation d'un matériau à changement de phase pour application aux mémoires non volatiles*. Université Joseph Fourier (Grenoble), 2005.
- [92] G.-F. Zhou, « Materials aspects in phase change optical recording », *Mater. Sci. Eng. A*, vol. 304-306, p. 73-80, mai 2001.
- [93] J. H. Coombs, A. P. J. M. Jongenelis, W. van Es-Spiekman, et B. a. J. Jacobs, « Laser-induced crystallization phenomena in GeTe-based alloys. II. Composition dependence of nucleation and growth », *J. Appl. Phys.*, vol. 78, n° 8, p. 4918-4928, oct. 1995.

- [94] N. El-Hinnawy *et al.*, « A 7.3 THz Cut-Off Frequency, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater for Thermal Actuation », in *2013 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 2013, p. 1-4.
- [95] Y. Shim, G. Hummel, et M. Rais-Zadeh, « RF switches using phase change materials », in *2013 IEEE 26th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2013, p. 237-240.
- [96] N. El-Hinnawy *et al.*, « 12.5 THz Fco GeTe Inline Phase-Change Switch Technology for Reconfigurable RF and Switching Applications », in *2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 2014, p. 1-3.
- [97] J. Moon, H. Seo, et D. Le, « Development toward high-power sub-1-ohm DC-67 GHz RF switches using phase change materials for reconfigurable RF front-end », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, 2014, p. 1-3.
- [98] M. Wang, Y. Shim, et M. Rais-Zadeh, « A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 35, n° 4, p. 491-493, avr. 2014.
- [99] J. S. Moon *et al.*, « 11 THz figure-of-merit phase-change RF switches for reconfigurable wireless front-ends », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-4.
- [100] J. S. Moon *et al.*, « 10.6 THz figure-of-merit phase-change RF switches with embedded micro-heater », in *2015 IEEE 15th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2015, p. 73-75.
- [101] M. Wang, F. Lin, et M. Rais-Zadeh, « Performance measurements and non-linearity modeling of GeTe phase change RF switches with direct and indirect heating schemes », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-4.
- [102] A. Mennai, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, P. Blondy, et A. Crunteanu, « Bistable RF switches using Ge₂Sb₂Te₅ phase change material », in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, 2015, p. 945-947.
- [103] N. El-Hinnawy *et al.*, « Origin and Optimization of RF Power Handling Limitations in Inline Phase-Change Switches », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 64, n° 9, p. 3934-3942, sept. 2017.
- [104] P. Borodulin *et al.*, « Recent advances in fabrication and characterization of GeTe-based phase-change RF switches and MMICs », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, p. 285-288.

2. Définition de la technologie et conception de commutateurs radiofréquences GeTe

Le chapitre précédent a permis de présenter l'ensemble des commutateurs RF référencés dans la littérature scientifique. Les performances annoncées grâce aux technologies émergentes sont bien supérieures à ce qui se fait aujourd'hui dans l'industrie. Parmi ces dernières, les matériaux à changement de phase présentent un intérêt notable grâce aux performances des commutateurs RF qui en découlent, notamment avec les chalcogénures et leur propriété de bi-stabilité. La littérature présente en majorité des alliages de Germanium et de Tellure, GeTe, à proportions stœchiométriques. La valeur de résistivité à l'état amorphe et la bonne conductivité du matériau à l'état cristallin font du GeTe un candidat sérieux dans l'optique de créer des commutateurs. La bistabilité du matériau est un avantage certain par rapport à l'état de l'art actuel dans une optique de réduction de la consommation des dispositifs.

Un aspect important de ma thèse est de développer un processus technologique qui soit directement compatible avec les technologies CMOS : dépôts, gravures et autres contraintes inhérentes à une technologie salle blanche industrielle (contaminations métalliques, taux d'ouverture, contraintes de dimensionnement ...). Travaillant au CEA dans le cadre de ma thèse, j'ai eu accès à l'expertise du LETI concernant les alliages de type $\text{Ge}_x\text{Sb}_y\text{Te}_z$. En effet, le LETI travaille sur les mémoires à base de matériaux à changement de phase depuis une bonne dizaine d'années et bénéficie de ce fait d'une grande expertise quant à l'utilisation de ces matériaux et notamment du GeTe.

Les contraintes de l'utilisation de la salle blanche semi-industrielle du CEA-LETI sont celles des salles blanches industrielles classiques, à savoir des problèmes de procédés standard type industriel avec des étapes non standard nécessitant un paramétrage spécifique des équipements, un suivi qualité des équipements et du processus de fabrication, des gestions de priorités. Tout cela allonge le temps de fabrication et limite les possibilités pour faire des itérations sur la filière technologique. De ce fait, en connaissance de cause, nous nous sommes attachés à concevoir des dispositifs fonctionnels dès la première campagne de réalisation, en sus des dispositifs de test. Parmi ces dispositifs fonctionnels nous avons pu faire varier différentes caractéristiques telles que les dimensions longitudinale et transversale du GeTe, envisager différentes topologies de commutateurs (parallèle ou série par exemple) ou encore différentes façons d'activer le changement d'état. De plus, dès le départ de ma thèse, la réflexion a porté sur un empilement technologique permettant une certaine modularité verticale. Nous avons ainsi envisagé un flot de réalisation général, correspondant à l'empilement technologique complet, pouvant néanmoins s'interrompre à certains moments stratégiques de la fabrication. De cette façon, nous avons pu nous projeter dans trois lots de fabrication, pour recourir au jargon des technologues. Un lot correspond à un ensemble de wafers qui, suite à l'arrêt du procédé de réalisation, peuvent être mesurés rapidement avec peu d'étapes technologiques supplémentaires. Les autres wafers sont alors en attente, et la reprise des étapes technologiques se fait ensuite en fonction des résultats du lot testé, évitant ainsi de repartir de zéro.

Ces trois lots « fils » vont être l'objet des trois parties de ce chapitre et sont décrits dans le Tableau 6-1 en annexe:

- le lot 1 est le lot possédant le moins d'étapes technologiques : un seul niveau de métal permettant un chauffage direct dédié à l'activation du GeTe. Ainsi les dispositifs ne possèdent pas de système de chauffage résistif indirect dédié à l'activation du GeTe,
- le lot 2 se poursuit après le lot 1 : il possède deux niveaux de métal permettant de la souplesse dans le design et un chauffage direct dédié à l'activation du GeTe. De même que le lot 1, il ne possède pas de système de chauffage résistif indirect dédié à l'activation du GeTe,
- le lot 3 possède trois niveaux de métal : ceux du lot 2 offrant souplesse et chauffage direct mais aussi un système de chauffage indirect via un dernier niveau métallique résistif (heater).

Afin d'explicitier les différentes étapes et essais qui ont pu être menés sur chaque wafer de silicium, ces derniers sont nommés sous la forme Pn, P pour plaque, et n, non indexé, pour le numéro de la plaque.

2.1. Lot 1 : Une seule couche métallique sans heater

L'ensemble des étapes technologiques ont été effectuées sur plaque 200 mm. La taille d'un réticule qui est le motif qui se photo-répète sur la plaque est de 1 cm par 1 cm. La Figure 2-1.a. donne le découpage d'une plaque de 200 mm par un réticule de 1 cm x 1 cm. Le wafer est ainsi composé de 239 réticules identiques. La Figure 2-1.b. décrit le réticule élémentaire composé de motifs de test paramétriques (PT) ainsi que des différents dispositifs électriques (switch série, parallèle, avec système de chauffage dédié ou non, activé directement ou

indirectement). Nous allons d'abord décrire la filière technologique et les difficultés inhérentes au dépôt de GeTe avant de nous focaliser sur le test paramétrique.

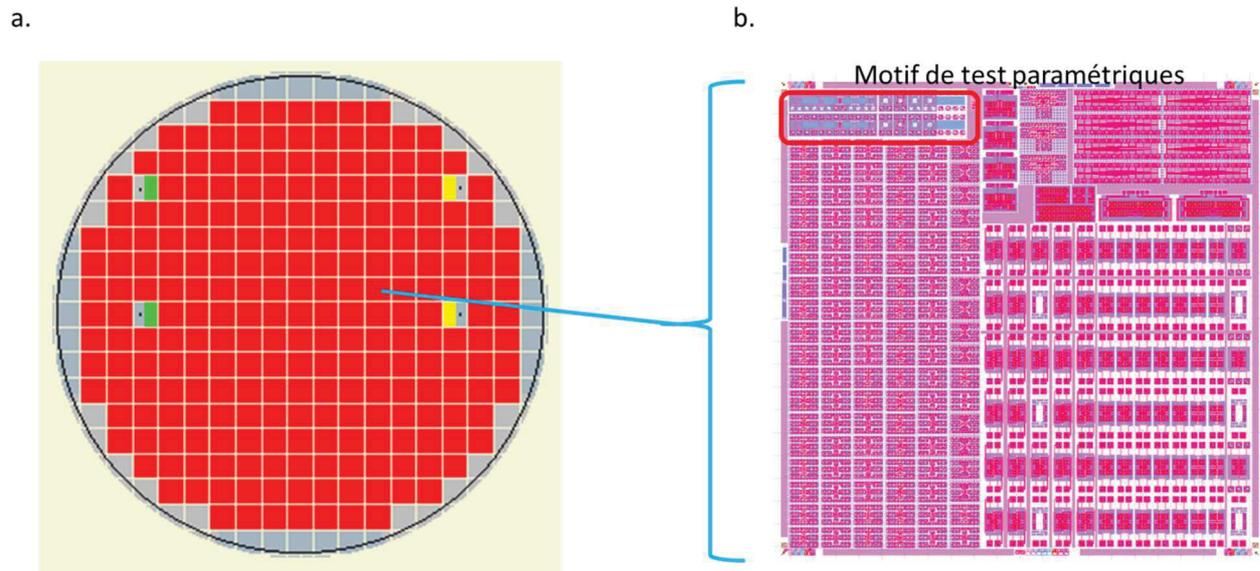


Figure 2-1. a. Découpage de la plaque (200 mm) suivant la taille des réticules (1cm x 1 cm). b. Composition d'un réticule élémentaire avec les motifs de test paramétriques en haut à gauche du réticule.

2.1.1. Process flow avec description des étapes technologiques

Avant tout, le choix du substrat est primordial. La littérature présente différentes options pour la création de commutateurs à base de PCM, et même si la majorité des dispositifs utilise un substrat silicium, [1]–[5], certains utilisent un substrat saphir [6] ou un substrat SiC [2]. Notre choix s'est porté sur l'utilisation d'un substrat silicium à haute résistivité, substrat communément utilisé aujourd'hui dans le monde de la micro-électronique et qui permet de limiter les pertes dues au substrat.

La Figure 2-2 présente l'empilement technologique du lot 1. Une couche d'oxyde recouvre le substrat silicium. Cet oxyde est un oxyde thermique obtenu par recuit du substrat. C'est un oxyde dense qui va permettre d'optimiser l'isolation du substrat silicium.

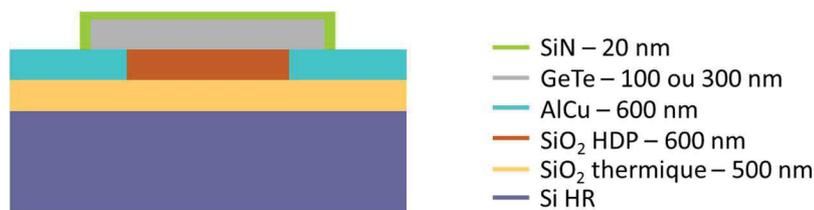


Figure 2-2 Vue en coupe de l'empilement technologique du lot 1. Contact direct entre l'AlCu et le GeTe. L'AlCu peut représenter la ligne RF pour laquelle le GeTe joue le rôle de switch. L'AlCu peut également représenter les lignes DC, perpendiculaires aux lignes RF, servant à l'activation directe du GeTe.

Par la suite, une couche métallique d'épaisseur 600 nm est déposée sur l'oxyde thermique. Ce niveau sert à réaliser les lignes RF du lot 1 mais aussi les lignes DC permettant d'activer directement le PCM. Cette couche métallique est constituée d'un empilement de plusieurs métaux incluant une couche principale de forte conductivité pour permettre une bonne propagation du signal électrique, des couches d'accroche permettant l'adhérence des métaux sur les diélectriques et des barrières de diffusion pour éviter les diffusions intermétalliques. La couche conductrice principale est un alliage d'aluminium et de cuivre (AlCu). Elle est recouverte par une fine couche de titane (Ti) et de nitrure de titane (TiN) jouant le double rôle de couche d'accroche et de barrière de protection pour limiter les contaminations métalliques dues à l'alliage d'AlCu dans la suite du process. La couche de TiN permet également d'atténuer la topographie due à la granulométrie de l'AlCu et ainsi de garantir une résistance de contact optimale avec le GeTe qui sera déposé par la suite, même si à la base le TiN est considéré comme un alliage résistif. L'empilement

métallique est ensuite gravé. Par simplicité pour la suite, on nommera simplement ce métal AlCu. La dimension minimale des motifs que l'on peut réaliser pour ce niveau de métal est de 250 nm.

Une couche d'oxyde de silicium est ensuite évaporée avant d'être polie jusqu'au niveau du métal et aplanie par une technique de CMP (« Chemical-Mechanical Planarization » - Figure 2-3). La CMP est une technique de polissage physico-chimique ; elle utilise une détection d'espèce au fur et à mesure de la planarisation afin de se rendre compte du niveau d'abrasion obtenu : l'apparition d'espèces métalliques dans le liquide polissant évacué (slurry) est un bon indicateur. Pour réaliser une planarisation optimale, il est souvent nécessaire d'insérer des plots métalliques (dits « dummies » en anglais) afin de respecter des règles sur la densité de métal présent sur la plaque.

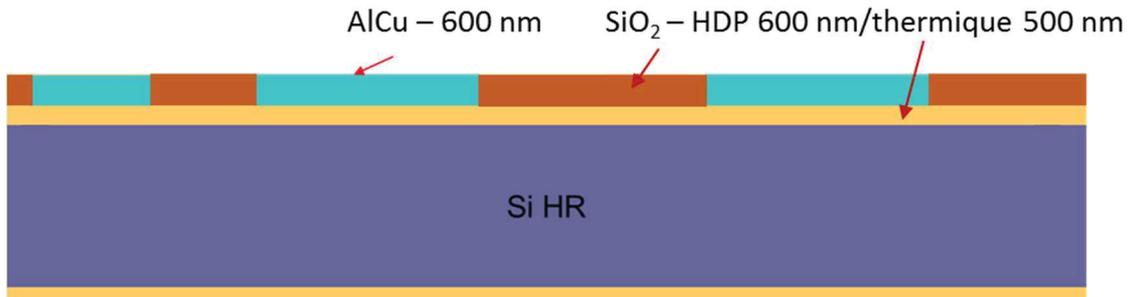


Figure 2-3. Vue en coupe de l'empilement technologique après CMP du SiO_2 déposé.

Afin de limiter la contamination de l'équipement de gravure avec le GeTe, il a été choisi d'encapsuler le métal par une fine couche de diélectrique en nitrure de silicium (SiN) d'épaisseur 50 nm, déposé par PECVD (« Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition »). Cette couche est ouverte par un procédé de photolithographie suivi d'une gravure sèche à l'endroit où les lignes d'AlCu doivent contacter le GeTe (Figure 2-4). Cette couche présente les mêmes règles de dessin que le métal : 250 nm de dimension minimale pour les motifs. On limite ainsi la présence du métal à l'air à moins de 1 %.

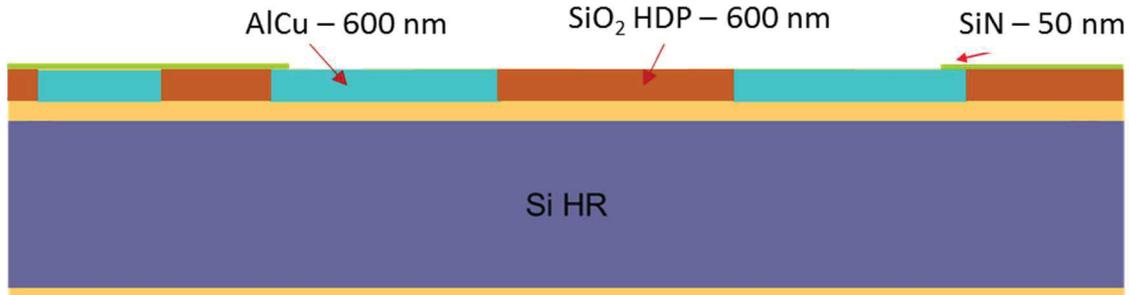


Figure 2-4. Vue en coupe de l'empilement technologique jusqu'à la gravure de la couche de protection SiN .

Afin de s'assurer de la bonne ouverture du SiN , une mesure au profilomètre mécanique est effectuée comme illustré Figure 2-5. Elle met en avant la gravure de la couche de protection de l'AlCu. En effet on retrouve bien 50 nm entre les points 1 et 2, synonyme d'une ouverture réussie. On visualise également une différence de marche de 30 nm entre les points 2 et 3, due au procédé de CMP qui n'est pas parfait. Ce procédé reposant sur une abrasion chimique, il est normal que deux espèces ne soit pas consommées de la même façon et que l'on ne parvienne pas à planariser parfaitement le wafer.

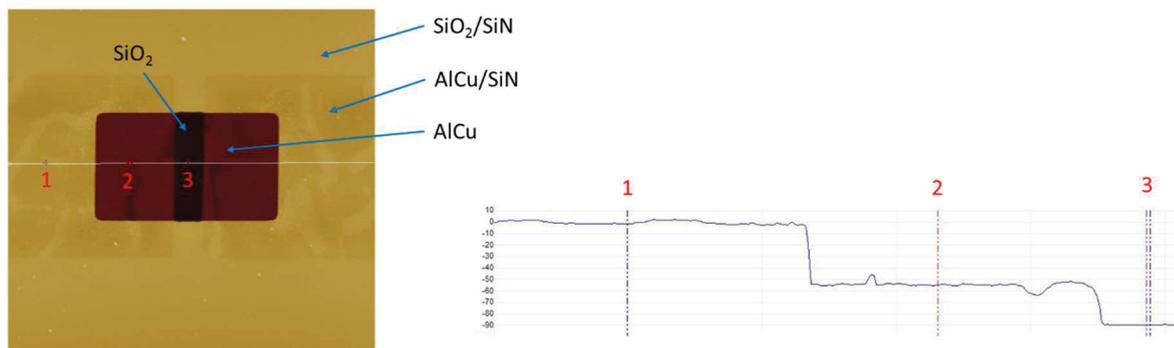


Figure 2-5. Caractérisation AFM après la gravure de la couche de protection

Le GeTe est ensuite déposé par co-pulvérisation avec une différence suivant les wafers : une partie des plaques a une épaisseur de 100 nm de GeTe alors que l'autre a une épaisseur de 300 nm. Le choix a été fait de réaliser le contact électrique entre le GeTe et l'AlCu en déposant le GeTe sur le métal plutôt qu'en déposant le métal sur le GeTe, ce qui n'est pas usuel dans la littérature [1]–[6]. Pourtant l'intérêt d'un tel contact est double. Premièrement, le métal supérieur de la couche métallique étant en TiN, il assure une bonne interface de contact avec le GeTe. Deuxièmement, le GeTe étant extrêmement volatil, il peut être immédiatement passivé après dépôt. Reprendre le contact sur le GeTe par un métal supérieur aurait demandé, soit une étape de gravure critique supplémentaire de la couche de passivation, soit de s'affranchir de l'étape de passivation avec le risque de dégrader la partie superficielle du GeTe.

Le dépôt de GeTe par co-pulvérisation est une technique de pulvérisation cathodique à deux cibles : une cible de germanium et une cible de tellure. On peut régler relativement facilement la stœchiométrie du Ge_xTe_y par cette technique de dépôt.

Plus précisément, dans une chambre à vide sont placées deux électrodes : une anode et une cathode. Sur l'anode est fixé le substrat qui doit recevoir le dépôt. La cathode est recouverte d'une cible de matériau (deux cibles dans le cas de la co-pulvérisation). En présence de vide dans l'enceinte, et sous haute tension entre les deux électrodes, le gaz introduit se transforme en plasma. Les ions positifs qui composent le plasma sont attirés par la cathode et bombardent la cible, provoquant une pulvérisation de la cible dans l'enceinte. Les particules sont projetées partout dans l'enceinte, et elles se déposent en couches minces sur le substrat (Figure 2-6). Les électrons du plasma sont quant à eux attirés vers l'anode. Si le substrat est isolant, ou que le dépôt est isolant, ce qui est le cas ici, la pulvérisation est une pulvérisation RF (la haute tension entre cathode et anode varie à la fréquence de 13,56 MHz), afin de ne pas créer d'effet de charge électronique et risquer un claquage.

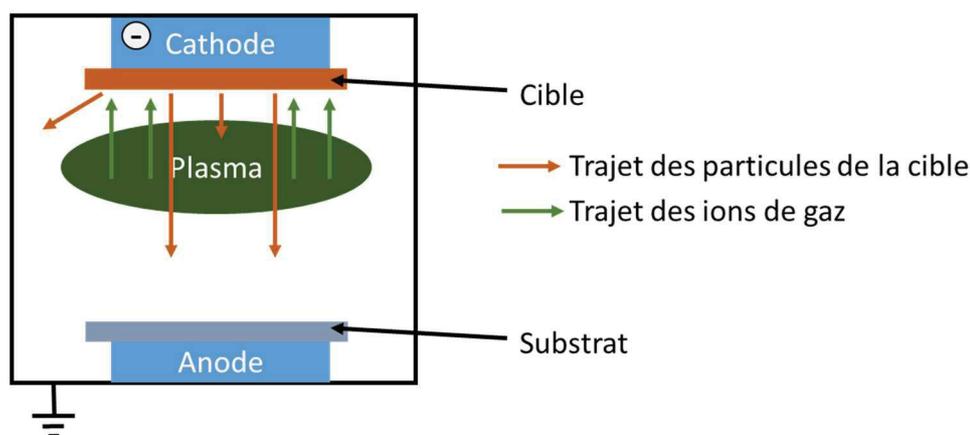


Figure 2-6 Fonctionnement de la pulvérisation cathodique.

Après dépôt, le GeTe est amorphe car une co-pulvérisation ne permet pas d'arrangement cristallin. Par contre le budget thermique des étapes technologiques suivantes permet sa cristallisation. Le GeTe étant relativement volatil, il faut le protéger immédiatement. Ceci est réalisé par un dépôt PECVD de passivation de 20 nm de SiN qui s'effectue à 200 °C, température suffisante pour cristalliser le GeTe.

Le GeTe passivé est ensuite gravé par RIE (« Reactive Ion Etching »), qui permet de définir des motifs ayant des dimensions de 250 nm. Cette gravure a posé plusieurs difficultés durant mon travail et a nécessité une étude approfondie.

Cette étape de gravure ayant été développée, la fabrication des composants a pu se poursuivre. La plaque est alors simplement passivée avec 100 nm de SiN par PECVD. Puis les plots de contact RF sont ouverts afin de pouvoir accéder au métal.

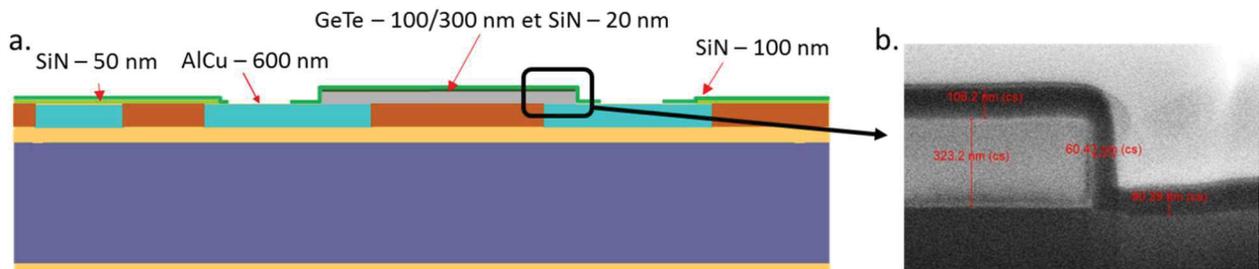


Figure 2-7. a. Vue en coupe finale du Lot 1 après ouverture des plots de contact. L'AlCu peut représenter la ligne RF pour laquelle le GeTe joue le rôle de switch. L'AlCu peut aussi représenter les lignes DC, perpendiculaires aux lignes RF, servant à l'activation directe du GeTe. b. Coupe FIB (de l'anglais Focused Ion Beam) et vue MEB d'un échantillon du lot 1 avec 300 nm de GeTe.

2.1.2. Tests paramétriques

Afin de vérifier le bon déroulement de la fabrication du lot ou de mesurer des valeurs physiques telles que la conductivité électrique des métaux ou du GeTe, il a été choisi d'implémenter dans les masques de lithographie des structures de test électrique.

2.1.2.1. Test de conductivité : motif de Van der Pauw

Les premières structures de test électrique sont des motifs de Van der Pauw. Ces motifs donnent une information sur la résistance carrée (R_{\square}) d'une couche conductrice (ici métal et GeTe).

Le principe repose sur la mesure quatre pointes d'un film de forme quelconque (Figure 2-8), deux pour injecter un courant continu et deux pour mesurer la tension résultante. Les quatre pointes définissent un quadrilatère. Le courant I_a est injecté sur un côté. Il va alors circuler dans le film suivant la résistivité du matériau et sa forme. La tension V_a étant mesurée sur le côté opposé, on calcule la résistance R_a . En intervertissant une pointe courant avec la pointe tension diagonalement opposée, on injecte I_b , on mesure V_b , on calcule R_b puis R la demi somme de R_a et R_b . Si le film a une forme carrée comme indiqué sur la Figure 2-8, le motif étant complètement symétrique, il suffit de mesurer R_a pour obtenir $R = R_a$. De plus, s'il y a des sur-gravures, on peut supposer qu'elles seront identiques de chaque côté du carré ; on s'affranchit donc des erreurs de technologie avec cette technique. R_{\square} est alors obtenue par la formule de Van der Pauw:

$$R_{\square} = \frac{\pi}{\ln 2} R \quad (2-1)$$

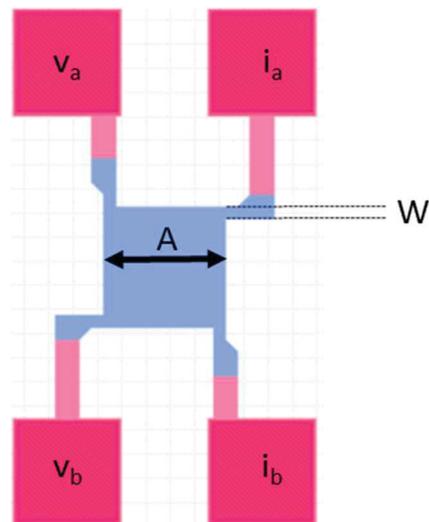


Figure 2-8. Design d'un motif de test Van der Pauw avec les plots de test DC, avec $A = 100\mu\text{m}$ et $W = 10\mu\text{m}$.

Les tests paramétriques menés sur les deux motifs de test, un pour l'AlCu et l'autre pour le GeTe, permettent de vérifier d'une part l'homogénéité du R_{\square} du matériau considéré sur toute la plaque et d'autre part la reproductibilité sur l'ensemble des plaques. La Figure 2-9 donne les valeurs de conductivité de la couche d'AlCu en fin de fabrication, après l'ouverture des plots de contacts.

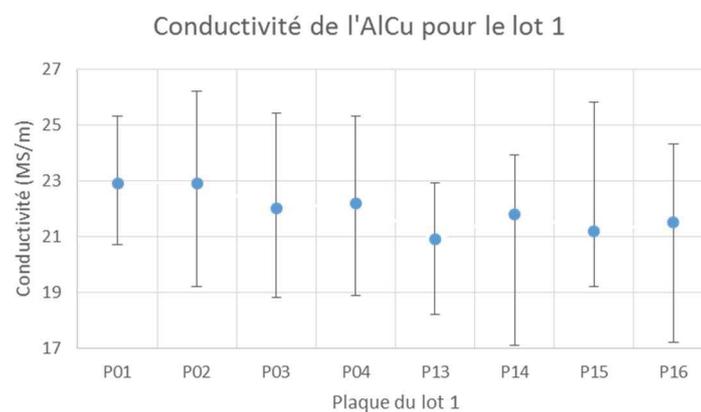


Figure 2-9. Conductivité de la couche d'AlCu du lot 1 avec la dispersion par plaque.

Plus de 99 % des dispositifs de test Van der Pauw donnent une valeur de conductivité moyenne de la couche d'AlCu de 22MS/m permettant de dire que la gravure de cette couche métallique s'est bien déroulée.

La Figure 2-10 donne la dispersion par plaque et sur le lot de la valeur de la conductivité du GeTe.

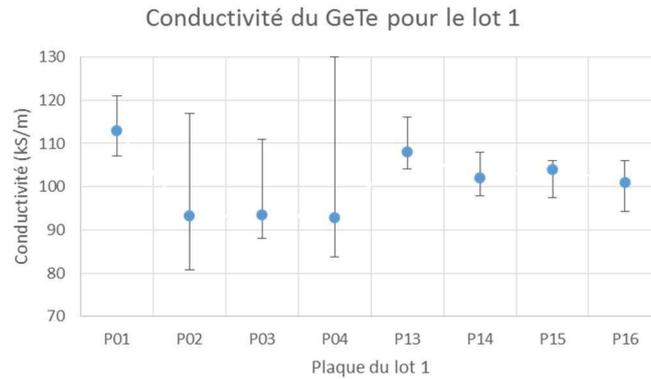


Figure 2-10. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 1.

En moyenne, on peut voir que les valeurs de conductivité pour les plaques P13 à P16 d'épaisseur 300 nm de GeTe sont moins dispersées que pour les plaques d'épaisseur 100 nm (P01 à P04). Ceci est dû au fait que sur 300 nm d'épaisseur, une différence de dépôt de 10 nm en épaisseur (ce qui peut arriver communément) représente un pourcentage inférieur comparé à une différence de dépôt de 10 nm sur une épaisseur de GeTe de 100 nm. La deuxième observation sur la Figure 2-10 concerne la valeur de conductivité moyenne de GeTe, qui est plus faible sur des plaques de 100 nm que sur des plaques de 300 nm. Ceci est courant sur des films conducteurs minces, les explications pouvant être multiples. La conductivité est moins bonne sur les surfaces qu'au sein du matériau massif. Plus le film est mince plus la conductivité généralisée à l'ensemble du matériau sera faible. De nouveau une différence d'épaisseur au dépôt pourrait induire une telle erreur. Enfin, une explication éventuelle concerne le bilan thermique de ces plaques, qui est différent, ce qui pourrait induire ces différences.

Par contre si on s'intéresse au taux des motifs de Van der Pauw mesurables, on remarque que pour les plaques à 100 nm de GeTe, 90 % des motifs de Van der Pauw donnent des valeurs de conductivité mesurables ; seuls 10% sont inutilisables. En revanche, seulement 60 % des motifs sont mesurables dans le cas des plaques à 300 nm de GeTe.

Afin de réaliser un GeTe dans un meilleur état cristallin, il a été décidé de faire un recuit de la plaque sous atmosphère neutre (N₂) à 315 °C. Les nouvelles valeurs de conductivité sont données dans le Tableau 2-1.

Tableau 2-1 Conductivité du GeTe et de l'AlCu pour la plaque P15 du lot 1.

Matériau	Conductivité Moyenne avant recuit (S/m)	Conductivité Moyenne après recuit (S/m)
GeTe	1.04 e5	1.70 e5
AlCu	2.12 e7	1.95 e7

On voit finalement que le recuit optimise vraiment la valeur de conductivité de GeTe, avec une amélioration de 70 %. De plus la valeur de conductivité semble encore plus homogène, il n'y a plus que 3 % de différence entre les motifs avec la valeur minimale et la valeur moyenne contre 6 % précédemment. Par contre la valeur de conductivité de la couche d'AlCu semble avoir été affectée par ce recuit à 315°C avec une différence de 7 % de conductivité.

2.1.2.2. Test de conductivité : motif de chaîne de contact

Le second motif de test mis en œuvre afin de vérifier des paramètres matériaux est une chaîne de contacts comme le montre la Figure 2-11.

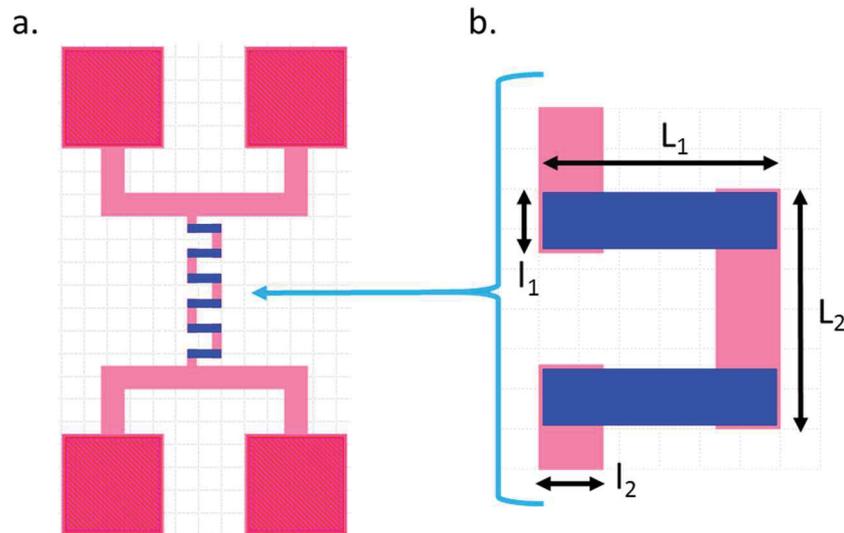


Figure 2-11. Description d'un motif de test chaîne de contact. a. Vue totale du motif, b. zoom sur la partie centrale avec $l_1 = 10\mu\text{m}$, $l_2 = 11\mu\text{m}$, $L_1 = 40\mu\text{m}$ et $L_2 = 41\mu\text{m}$.

Ce motif est composé de deux conducteurs : l'AlCu, c'est-à-dire la couche métallique de nos dispositifs (qui a une conductivité environ 100 fois supérieure à celle du GeTe) et le GeTe dans son état cristallin (à conductivité élevée). Il est directement inspiré de la chaîne de vias qui sera décrite dans le cadre du lot 2. Cette chaîne permet de vérifier deux choses :

- le contact entre la couche d'AlCu et la couche de GeTe
- la gravure du GeTe dans des dimensions proches de celles des switches est correcte.

Comme précédemment, cette mesure est une mesure quatre pointes de la chaîne conductrice.

La contribution apportée par la couche d'AlCu est environ 100 fois inférieure à celle apportée par le GeTe, il est donc choisi de négliger la couche d'AlCu. De même nous négligeons la résistance liée au contact entre les deux conducteurs. Finalement seule la résistance de la couche de GeTe est considérée.

Connaissant les dimensions L_1 et l_1 (voir Figure 2-11.b.), il est aisé de remonter à une valeur de conductivité de GeTe et de comparer cette valeur à celle issue des motifs de Van der Pauw (Figure 2-12).

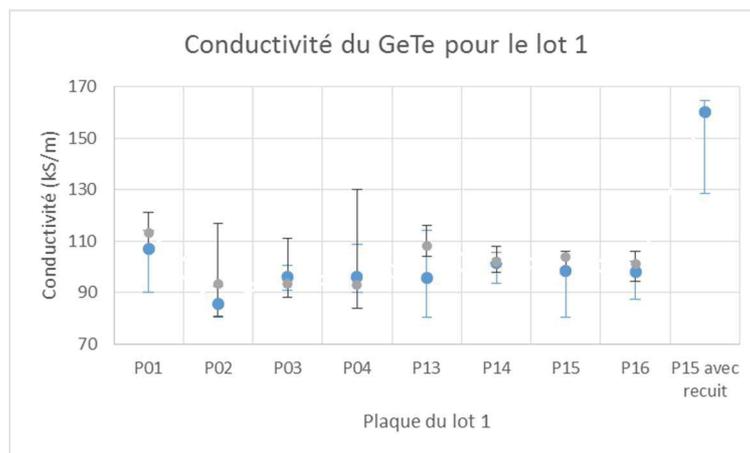


Figure 2-12. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 1 entre la chaîne de contact en bleu et les motifs de Van der Pauw en gris.

Globalement les valeurs de conductivité sont similaires à celles des mesures de Van der Pauw, ce qui indique que la résistance de contact entre le GeTe et l'AlCu peut bien être négligée. Sur la dernière colonne, on visualise également l'augmentation d'environ 60 % de la conductivité du GeTe après recuit, ce qui est similaire à ce qui a été observé dans le cas des motifs de Van der Pauw.

2.1.2.3. Test d'isolation : motif de peigne.

Ce motif permet de vérifier si la gravure d'un conducteur est correcte. Pour cela, il faut mesurer la résistance entre deux plots dans le but d'en vérifier l'isolation. Deux peignes sont imbriqués l'un dans l'autre comme la montre la Figure 2-13. Choisir de prendre un dessin en peigne garantit l'homogénéité verticale et horizontale de la gravure. On définit W_m comme la largeur du métal et W_v l'espacement entre les deux peignes. Il a été choisi de faire varier ces deux valeurs de 1 μm à 300 nm, dimensions que l'on retrouvera dans les commutateurs.

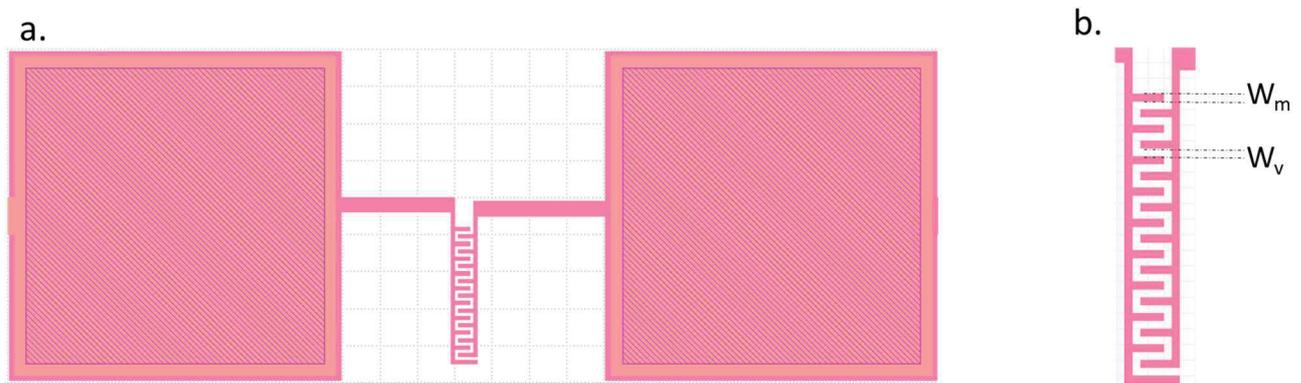


Figure 2-13. a. Description du motif de test d'isolation en peigne. b. W_m est la largeur du conducteur, W_v est la séparation entre les deux peignes de conducteurs.

L'ensemble des plaques présente 100 % d'isolation entre les deux plots lors des tests. On peut donc conclure que la gravure de la couche AlCu est maîtrisée.

2.1.3. Conclusion sur le lot 1

En conclusion, les tests paramétriques nous ont donné des informations importantes sur nos deux couches conductrices et sur la manière dont elles interagissent ensemble. Ils mettent en avant la qualité et la fiabilité de la couche d'AlCu : c'est une couche métallique dont le dépôt et la gravure sont très bien maîtrisés. Les valeurs de conductivité relevées pour les motifs de Van der Pauw dans le cadre du GeTe sont également bonnes avec une augmentation notable de 70 % de cette valeur après un recuit. Toutefois, suivant les plaques et les différentes techniques de gravures utilisées, le pourcentage de motifs mesurables peut aller de 100 % à 50 % (dans les cas défavorables). Finalement, la gravure du GeTe a demandé beaucoup de travail afin d'améliorer le rendement technologique et d'obtenir une qualité de gravure correcte. Une fois cette étape maîtrisée, l'ensemble du procédé de réalisation s'est correctement déroulé et les mesures étaient de meilleure qualité.

2.2. Lot 2 : deux couches métalliques sans heater

Le second lot qui porte le nom de lot 2 diffère du premier par la présence d'une seconde couche de métal. Cette couche répond à plusieurs besoins, notamment épaissir le conducteur métallique du signal RF afin de diminuer ses pertes résistives. Ce niveau de métal sert également à se donner plus de latitudes pour dessiner des circuits : les deux couches de métal seront séparées par une couche de diélectrique, mais peuvent être contactées par des vias. Ainsi on peut superposer des couches métalliques sans créer de court-circuit, les contacter entre elles si nécessaires et concevoir des circuits avec plus de souplesse. Par exemple il sera possible d'isoler le chemin du courant DC, permettant de provoquer l'échauffement du GeTe, du signal RF, chose impossible à faire dans le lot 1.

2.2.1. Process Flow avec description des étapes technologiques

La différenciation entre le lot 1 et le lot 2 se fait après le dépôt PECVD du SiN 100 nm de passivation finale du lot 1. Pour le lot 1, le process s'arrête et le contact vers les lignes de transmission est obtenu après ouverture de la passivation. Pour le lot 2, dont la vue en coupe est donnée sur la Figure 2-14, ce dépôt est suivi d'un dépôt d'oxyde de silicium par PECVD dans la même chambre de dépôt. Ce niveau d'oxyde va servir à renforcer l'isolation entre les deux couches de métal. On peut ainsi limiter l'apparition de capacités parasites en RF.

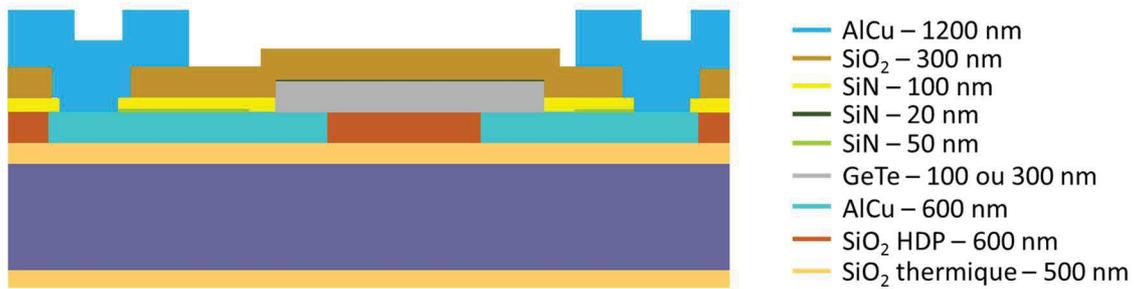


Figure 2-14. Vue en coupe du lot 2 complet.

Afin d'ouvrir des accès vers l'AlCu, on doit graver deux couches de matériaux différents au cours d'une même gravure : 300 nm de SiO_2 et 170 nm de SiN. La DFA (détection de fin d'attaque) est franche (le SiN reposant lui-même sur du SiO_2) si bien que la définition des motifs reste convenable. Toutefois cette gravure laisse apparaître une délamination importante au niveau de la couronne de la plaque (Figure 2-15) : le métal qui a été déposé sur toute la plaque mais qui n'a pas été gravé en bordure est une mauvaise couche d'accroche pour le SiN/ SiO_2 . On note ainsi, au niveau de la couronne, l'apparition de bulles, qui traduisent le décrochage de la couche d'isolant sur le métal. Pour notre process en lui-même, cela n'est pas gênant mais en resituant cette étude dans un contexte CEA, à savoir la validation d'un process flow à vocation industrielle, un tel phénomène n'est pas acceptable. Le risque est en effet une contamination métallique des équipements de dépôt/gravure dans la suite des étapes technologiques. Pour les lots suivants, la solution mise en place est de prévoir une gravure à champ débordant, c'est-à-dire de graver tous les champs sur le wafer, même si ces derniers sont sur la couronne et ne seront donc pas testables.

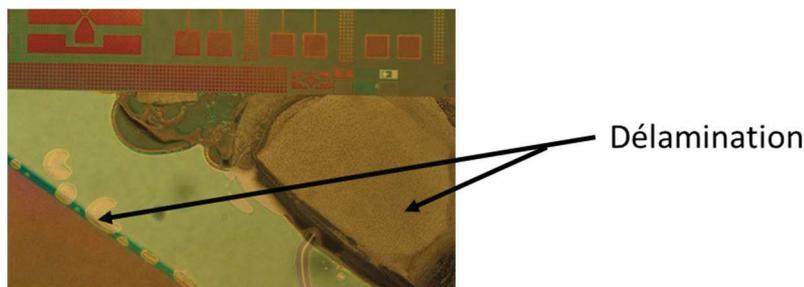


Figure 2-15. Observation au microscope optique de la délamination au niveau de la couronne d'une plaque.

La couche de métal supérieure est ensuite déposée. Comme la première couche, elle est constituée d'un empilement de Ti, de TiN et d'AlCu. Elle est plus épaisse que la couche inférieure : 1200 nm, à comparer aux 600 nm de la couche inférieure. Le contact sur le métal inférieur se fait grâce à des trous métallisés (vias) visibles sur la Figure 2-16. Une telle épaisseur ainsi que l'empilement des deux couches métalliques permet de réduire considérablement les pertes résistives de la ligne.

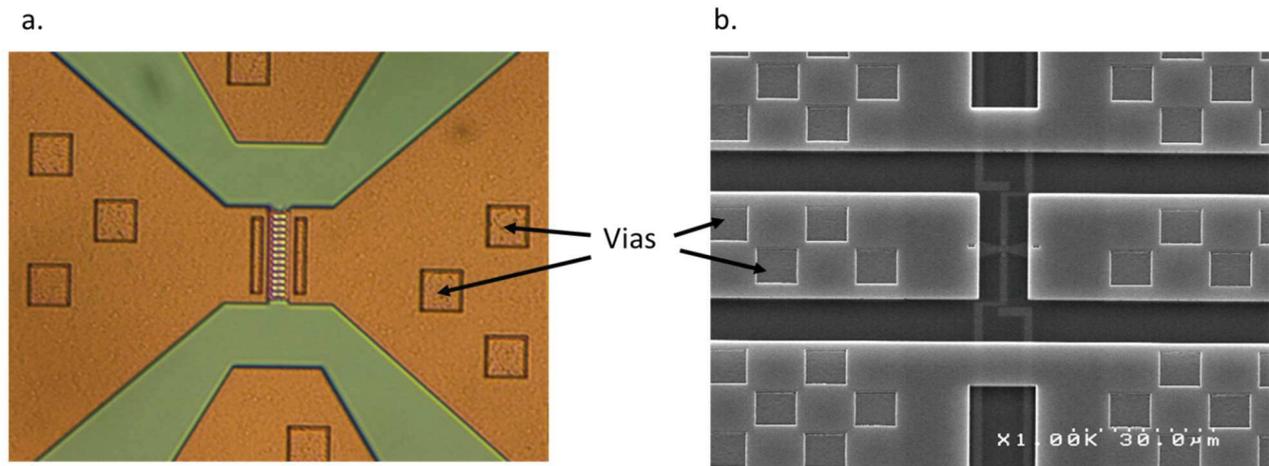


Figure 2-16. a. Vue au microscope optique d'un motif RF. Les vias sont indiqués par des flèches. b. Vue MEB d'un autre dispositif RF, les vias sont visibles et indiqués par des flèches.

La couche supérieure de l'empilement métallique étant en TiN, très peu sensible à l'oxydation, il a été choisi de ne pas réaliser de passivation finale, ni d'ouverture de cette dernière passivation.

Ces étapes technologiques n'ont pas posé de problèmes particuliers, les étapes de dépôts et gravure de l'empilement métallique étant des étapes relativement standards.

Par la suite, on nommera simplement AlCu les couches métalliques en précisant inférieur ou supérieur.

2.2.2. Tests paramétriques

Comme précédemment des tests paramétriques ont été effectués afin de valider les propriétés des matériaux. Les mêmes types de motifs ont été mesurés. Notamment les motifs de Van der Pauw sont utilisés à deux moments du process : après l'étape de gravure de la passivation SiO_2 au-dessus du GeTe pour la caractérisation de ce dernier et de la couche inférieure d'AlCu et en fin de fabrication pour la caractérisation du GeTe, de la couche de métal inférieure en AlCu et de la couche supérieure d'AlCu.

2.2.2.1. Test de conductivité : motif de Van der Pauw

Les valeurs de conductivité sur les plaques du lot 2 sont données en cours de process pour 8 plaques pour le GeTe (Figure 2-17.a) et l'AlCu inférieur (Figure 2-17.b), et en fin de process pour 3 plaques pour le GeTe (Figure 2-18), pour l'AlCu inférieur et supérieur (Figure 2-19). Les plaques nommées P0X correspondent toujours à 100 nm d'épaisseur de GeTe. Celles nommées P1X ou P2X correspondent à 300 nm. Précisons que contrairement au lot 1, la quasi-totalité des dispositifs Van der Pauw avec du GeTe est mesurable. De même la quasi-totalité des motifs de Van der Pauw sur l'AlCu est testable, ce qui rassure quant à la fiabilité de la fabrication.

La Figure 2-17.a montre que la conductivité du GeTe est plus homogène sur le lot 2 que sur le lot 1, en particulier pour l'épaisseur de 100 nm. En effet, il y a relativement peu de déviation autour de la valeur moyenne. Pour l'épaisseur de 100 nm, surtout, l'homogénéité semble mieux contrôlée pour le lot 2 que pour le lot 1. Pour l'épaisseur de 300 nm, l'incertitude est semblable entre les deux lots, excepté pour la plaque P18 pour laquelle l'incertitude est plus grande pour une raison non connue. On observe en moyenne une meilleure conductivité pour l'épaisseur de 300 nm, pour des raisons similaires à celles du lot 1. Malgré tout, si l'on compare ces résultats à ceux obtenus dans le cas du lot 1, on remarque que la conductivité est moins élevée d'environ 10 % sur ce lot, pour toutes les plaques. A ce jour, nous ne sommes pas en mesure de justifier cet écart.

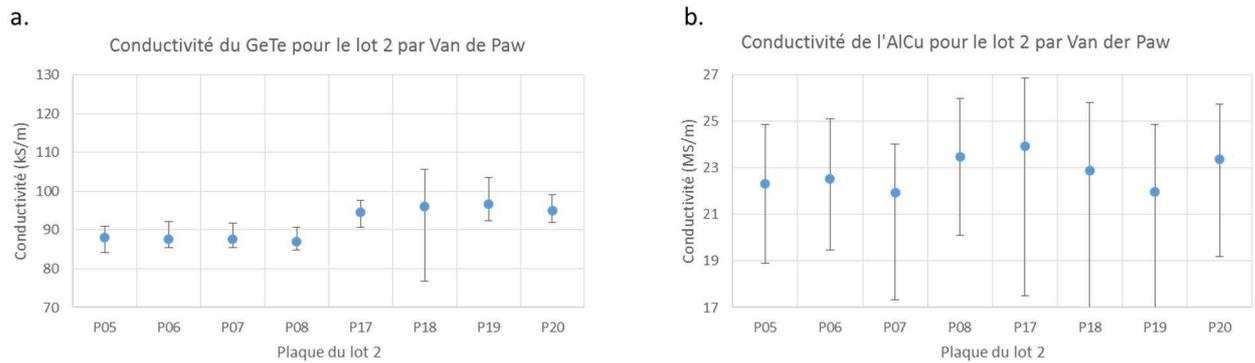


Figure 2-17. a. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 2. b. Comparaison des valeurs de conductivité de l'AlCu pour le lot 2.

Les valeurs de conductivité moyenne de l'AlCu de la couche inférieure sont données sur la Figure 2-17.b. Elles sont très similaires à ce qui a été observé dans le cas du lot 1 : même ordre de grandeur pour la valeur de conductivité et même déviation autour de cette valeur moyenne par plaque. Et comme pour le lot 1, la quasi-totalité des motifs de Van der Pauw de cette couche de métal inférieur est mesurable.

Une seconde campagne de mesures paramétriques a eu lieu à la livraison du lot, après un recuit à 215°C systématique pour optimiser l'état cristallin de nos dispositifs. Elle a concerné trois plaques sur lesquelles des mesures de motifs de Van der Pauw ont été effectuées. Les trois plaques ont une épaisseur de GeTe de 100 nm, ce sont les plaques P05, P06 et P07 mesurées précédemment. Les valeurs de conductivité du GeTe à la livraison du lot sont proches entre elles (une différence < 5 %) et proches (< 5 %) de celles de la plaque P15 après recuit du lot 1.

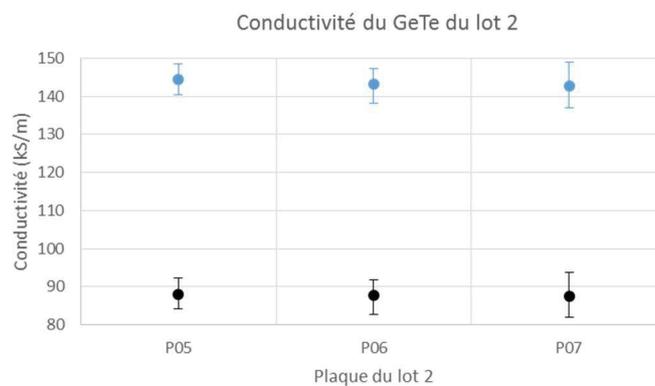


Figure 2-18. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 2 avec en noir les mesures effectuées après la gravure du GeTe et en bleu les mesures effectuées à la livraison du lot.

La Figure 2-19 donne la conductivité de l'AlCu inférieur en cours de process et à la livraison, ainsi que de l'AlCu supérieur à la livraison. On remarque que les valeurs de conductivité de la couche inférieure de métal ne sont pas influencées par la fin du procédé technologique. Les valeurs de conductivité de la couche de métal supérieure sont proches de l'ordre de 41 MS/m, mais sont différentes de celles de la couche inférieure. En effet, la couche de métal supérieure a une épaisseur d'AlCu bien supérieure à celle de la couche de métal inférieure. On se rapproche donc de la conductivité de l'AlCu massif. Par contre les plaques P05 et P06 présentent des maxima de conductivité qu'il faudrait pouvoir corrélérer à la position sur la plaquette du motif et à la position de la plaque dans la chambre de dépôt (épaisseur du dépôt métallique supérieure en bord de plaque ainsi que sur les plaques en bord de cible par exemple). Comme le process est encore en cours de validation, les contraintes concernant les tolérances de process et les réticules à tester ne sont pas encore totalement définies et on ne peut pas encore préciser de bornes tel que cela se fait pour des procédés plus matures.

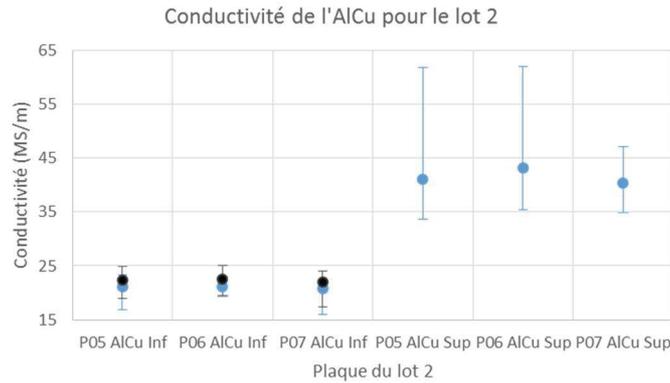


Figure 2-19. Comparaison des valeurs de conductivité de l'AlCu inférieur et supérieur pour le lot 2 avec en noir les mesures effectuées après la gravure du GeTe et en bleu les mesures effectuées à la livraison du lot.

2.2.2.2. Test de conductivité : motif de chaîne de contact

Des mesures de chaînes de contact ont été effectuées sur la couche de GeTe aux mêmes moments que les tests de Van der Pauw. Ils sont présentés sur la Figure 2-20.

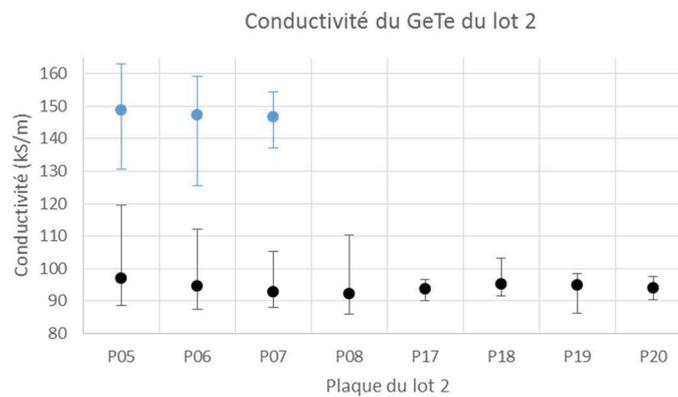


Figure 2-20. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 2 obtenues à partir de la mesure de la chaîne de contact, en noir après la gravure du GeTe et en bleu à la livraison du lot.

Les mesures effectuées sur l'ensemble des plaques du lot 2 après la gravure de GeTe mettent en avant une valeur homogène de conductivité quelles que soient les plaques (en noir sur la Figure 2-20). Ceci est surprenant en regard des résultats obtenus sur la Figure 2-17.a, pour lesquels la conductivité du film de 100 nm était légèrement inférieure à celle du film de 300 nm. Sachant que les plaques de 100 nm ne sont pas gravées en même temps que les plaques de 300 nm, une explication plausible est que les plaques P0X soient sous-gravées : ceci n'aurait aucune incidence sur des motifs de Van der Pauw pour lesquels les dimensions de la forme importent peu (du moment que l'on respecte la symétrie centrale pour le motif choisi) mais aurait une incidence sur la mesure par chaîne de contact en mésestimant les dimensions l_1 et L_1 . Ceci irait également dans le sens d'une plus grande dispersion dans les mesures car la sous-gravure est par essence mal contrôlée.

Le recuit qui a lieu juste avant la livraison des plaques produit un effet similaire sur les plaques (en bleu sur la Figure 2-20) : une augmentation importante de la conductivité du GeTe (de l'ordre de 60 %).

2.2.2.3. Test d'isolation : motif de peigne.

Des motifs d'isolation de type peigne ont été réalisés pour les deux niveaux de métaux. Il apparaît que pour ces deux niveaux, une isolation parfaite est vérifiée dans la totalité des cas entre les deux plots de test du peigne.

On peut donc conclure qu'il n'y a pas de sous-gravure des métaux tant pour l'AlCu inférieur que supérieur.

2.2.2.4. Test de contact : motif de chaîne de vias

Le but de ce test est de vérifier l'ouverture des vias dans un isolant. Plusieurs vias sont donc connectés en série par l'intermédiaire de deux couches conductrices séparées par un isolant. Cette mesure se fait en quatre points : on mesure la résistance de la chaîne comportant une série de vias et de maillons conducteurs (Figure 2-21) ; deux points servent à injecter le courant alors que les deux autres mesurent la différence de potentiel aux bornes de la chaîne. La résistance R est déduite du rapport U/I . Pour N vias dans la chaîne on a $R_{via} = R/N$, en négligeant la résistance des maillons métalliques.

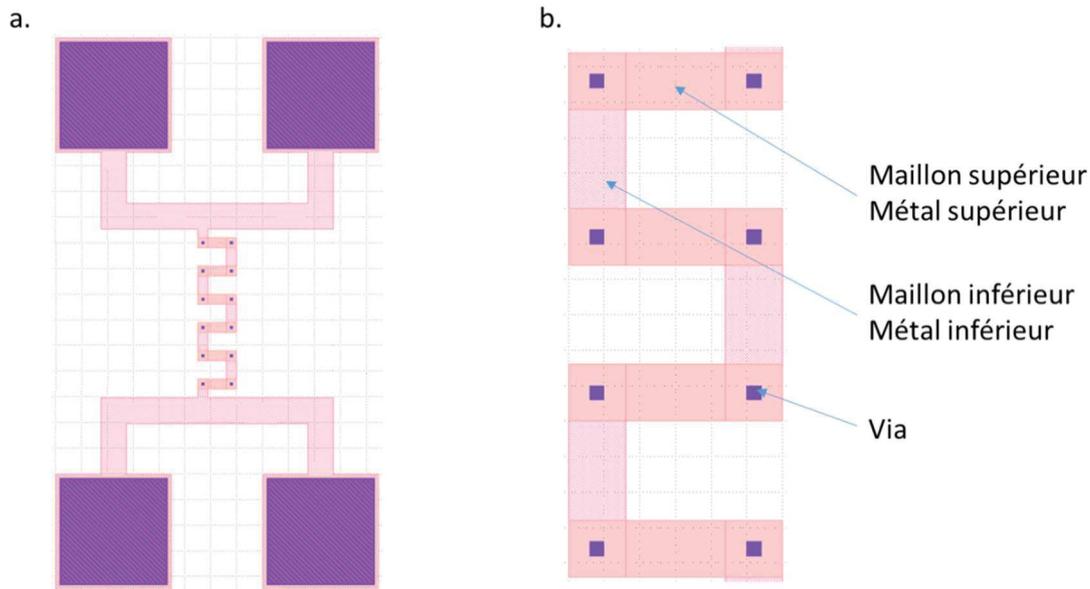


Figure 2-21. Description du motif de test chaîne de vias. a. Structure totale, b. zoom sur la partie centrale.

Si l'on veut améliorer la précision, il convient d'enlever la contribution des lignes métalliques dans le circuit, il vient alors :

$$R_{via} = \frac{R_{chaîne} - N_1 R_1 - N_2 R_2}{N} \tag{2-2}$$

avec $R_{chaîne}$ la résistance obtenue par le rapport U/I , N_1 le nombre de maillons inférieurs, R_1 la résistance d'un maillon inférieur, N_2 le nombre de maillons supérieurs, R_2 la résistance d'un maillon supérieur.

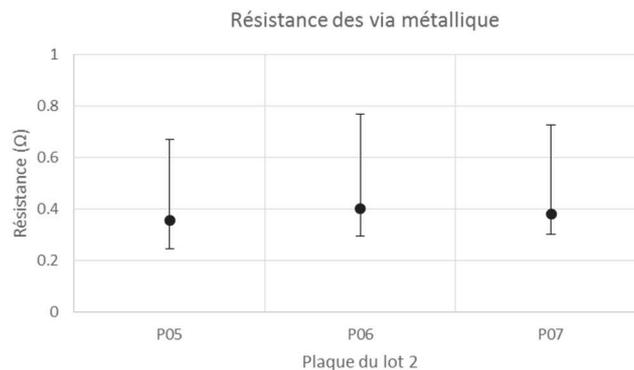


Figure 2-22. Résistance des vias métalliques (R_{via}) en utilisant (2).

On remarque que les résistances moyennes sont similaires entre toutes les plaques. Il y a toutefois une dispersion qui va vers une augmentation de la résistance moyenne des vias, ceci est expliqué par la complexité de cette gravure. En effet les vias sont des carrés de taille minimale $2 \times 2 \mu\text{m}^2$ sur 450 nm , il n'est pas toujours facile d'avoir une gravure homogène. L'intérêt de ce motif étant avant tout de vérifier si le contact entre les deux métaux est

bon, tout en sachant que la quasi-totalité des motifs peut être mesurée, on peut conclure que ce contact est correct. Il faut néanmoins noter qu'à chaque fois qu'un via de $2 \times 2 \mu\text{m}$ est utilisé dans le circuit il peut être remplacé par une résistance de $0,4 \Omega$ (Figure 2-22). Il est donc important de multiplier le nombre de vias de contact afin de limiter cette résistance.

2.2.3. Conclusion sur le lot 2

Ce lot 2 a globalement été plus simple à mener que le lot 1. En effet, nous avons pu bénéficier des avancées du lot 1, notamment sur la gravure du GeTe. De plus, toutes les étapes technologiques qui composent la fin de ce lot, et qui s'ajoutent à celles du lot 1, sont des étapes maîtrisées par le LETI, comme les tests paramétriques le prouvent.

2.3. Lot 3 : Deux couches métalliques et heater

Le lot 3 diffère des deux autres lots en ceci que l'on rajoute la présence d'une fine couche de métal relativement résistif dans la technologie. Ce métal va jouer le rôle de résistance thermique ou « heater » pour provoquer l'échauffement qui sera responsable du changement d'état. Ce type de chauffage est déjà très présent dans la littérature [2]. Nous obtiendrons au final quatre niveaux dits métalliques : un niveau de GeTe, deux niveaux de métal conducteur de type AlCu et un niveau de métal résistif. On peut ainsi concevoir des dispositifs avec des chauffages hybrides, c'est-à-dire utiliser les deux niveaux de métal de type AlCu pour concevoir un chauffage direct ou utiliser en plus le métal résistif pour concevoir un chauffage indirect.

2.3.1. Process Flow avec description des étapes technologiques

Le lot 3 suit le même procédé technologique que le lot 1 jusqu'à l'étape de gravure du GeTe passivé par ses 20 nm de SiN. Le lot 3 est alors recouvert d'une couche de métal résistif, le heater, au-dessus du GeTe. Ce heater doit être lui-même isolé électriquement du GeTe par une couche appelée « isolant électrique du heater ». Parallèlement cet isolant électrique doit aussi être un bon conducteur thermique. L'ensemble est décrit Figure 2-23. Pour la suite des étapes, au-dessus du heater, les procédés technologiques propres au deuxième niveau de métallisation, à savoir dépôt PECVD d'oxyde, réalisation des contacts par via et dépôt du métal supérieur seront identiques à ceux du lot 2.

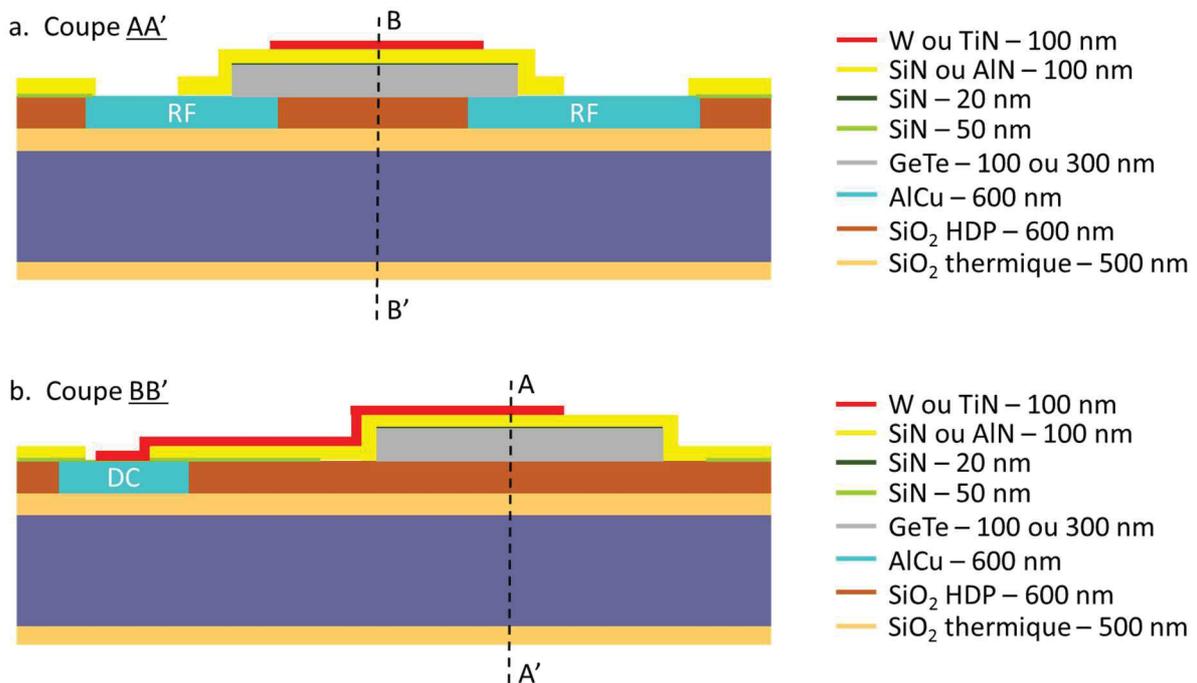


Figure 2-23. Vue en coupe du lot 3 après la gravure du heater (couche W ou TiN). Principe d'activation du chauffage indirect. a. Vue du chemin RF, le heater ne contacte pas la ligne RF. b. Vue du chemin DC, le heater vient contacter la ligne DC.

Le lot 3 va être lui-même sub-divisé en plusieurs lots « fils ». Dans un premier temps, il a été décidé de réaliser des plaques avec comme heater du TiN ou du tungstène (W). Ce choix a été motivé par une raison principale : Le

tungstène semble posséder de meilleures propriétés intrinsèques que le TiN, notamment une meilleure tenue en température et donc un vieillissement ralenti. Dans un deuxième temps, il a été décidé de réaliser des plaques avec comme « isolant électrique du heater » soit une couche de SiN soit de nitrure d'aluminium (AlN). Le dépôt SiN est un dépôt parfaitement maîtrisé au LETI. Le choix pour l'AlN, à la place du SiN, a été motivé par le fait que ce matériau est un bien meilleur conducteur thermique que le SiN tout en demeurant un isolant électrique convenable. Il va ainsi permettre un échauffement global plus efficace du GeTe que le SiN. Ce dernier point fera l'objet d'un développement particulier au cours du chapitre 3 dédié à l'activation DC du GeTe.

In fine, on retrouve donc pour le lot 3 quatre types de plaques : des plaques SiN/TiN, AlN/TiN, SiN/W et AlN/W avec tous les inconvénients de fabrication que cela implique : dépôts et gravures différents pour chaque type de plaque.

Pour rappel, au début de ce lot 3, on récupère des plaques de type lot 1 : un GeTe protégé par une fine couche de SiN de 20 nm et gravé.

2.3.1.1. Plaquettes avec du SiN comme « isolant électrique du heater »

En premier lieu, on va se placer dans le cas favorable d'un point de vue fabrication : un isolant électrique du heater de type SiN, avec un heater en TiN ou en W.

Du SiN PECVD 100 nm est donc déposé sur l'ensemble de la plaquette puis gravé au niveau des futurs vias permettant de contacter le heater au métal inférieur pour amener la commande DC.

Ensuite, le heater est déposé puis gravé ; le tout est suivi immédiatement d'un dépôt PECVD de SiO₂ de 300 nm.

On s'intéresse d'abord au cas du TiN. Du fait de la topologie en mesa – c'est-à-dire, côtés du GeTe en pente avec un sommet plus fin que la base – du GeTe, le dépôt comme la gravure sèche du TiN peuvent poser deux problèmes majeurs que l'on peut aisément expliquer sur la base de la Figure 2-23 :

- Sur la coupe AA', le GeTe est contacté par le bas par l'AlCu inférieur pour permettre ou empêcher le passage du signal RF. Pour rappel, même si les lignes RF arrivent par l'AlCu supérieur-lot 2, c'est bien par le bas que s'effectue le contact-lot 1. Un contact par via entre l'AlCu supérieur et l'AlCu inférieur permet de relier ces deux couches. Le TiN (en rouge sur la Figure 2-23.a) a été gravé au-dessus du GeTe et doit s'arrêter net en bordure du PCM. Toutefois il n'est pas aisé de gérer le bon déroulement des gravures sur des couches qui suivent cette topologie. Or si la couche de TiN déborde et recouvre les flancs du GeTe à cet endroit-là, le TiN étant un conducteur, le risque est fort de créer une capacité parasite entre le TiN et l'AlCu. Ceci aurait pour risque de détériorer l'isolation voir de court-circuiter le switch à l'état OFF. Il faut donc éviter ces résidus nommés « spacer » de TiN. La Figure 2-24.a, typiquement, illustre la présence d'un spacer de TiN. Il faut supprimer ce résidu.
- Sur la coupe BB', on observe que le TiN suit un passage de marche pour aller rejoindre le contact DC en AlCu inférieur. Pour faciliter cette marche, il faudrait idéalement un dépôt conforme à 100%. La conformité d'un dépôt est le rapport épaisseur du matériau sur le flanc d'un mesa sur l'épaisseur du matériau au sommet de ce mesa. La conformité du TiN est ici estimée à 20%. C'est peu et cela justifie les investigations ultérieures afin de vérifier que les passages de marche (Figure 2-24.b) permettent une continuité électrique dans la couche TiN. Ces investigations ont assuré que le passage de marche était correct. Néanmoins, cela demeure un point fragile du heater.

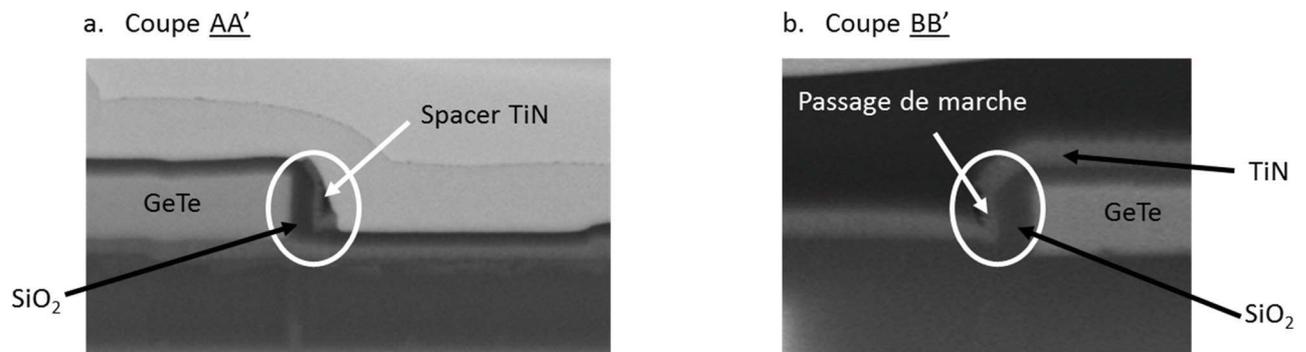


Figure 2-24. Vue MEB après coupe FIB d'un dispositif à base de GeTe. a. Présence de spacer TiN b. Le passage de marche est assuré avec une conformité inférieure à 100%.

On s'intéresse ensuite au cas du tungstène. La même étude est menée pour le développement de la gravure du tungstène avec les mêmes inconvénients que pour le TiN et la nécessité de développer une gravure isotrope pour supprimer les spacers de tungstène.

Une fois que le SiO₂ PECVD 300 nm est déposé, la gravure suivante permettant de définir les vias de contact entre l'AlCu supérieur et l'AlCu inférieur est comme pour le lot 2 un peu complexe car elle concerne deux espèces : le SiO₂ qui vient d'être déposé mais aussi 150 nm de SiN. Cette gravure se fait grâce à la DFA quand celle-ci annonce la présence du métal inférieur (on s'arrête sur du TiN).

On dépose et grave ensuite le même métal supérieur que pour le lot 2. Cette dernière étape ne pose pas de problèmes particuliers du fait du développement effectué pour le lot 2.

2.3.1.2. Plaquettes avec du AlN comme « isolant électrique du heater »

La seconde sub-division de ce lot repose sur un dépôt d'AlN à la place du SiN en tant que barrière isolante électrique mais conductrice thermiquement.

Le dépôt de l'AlN et la gravure pour les futurs vias dans l'AlN ne posent pas de problème. Toutefois, le stripping de la résine protégeant l'AlN lors de l'étape de gravure des vias a nécessité une plaque d'essai. En effet, les premiers essais technologiques de stripping ont montré que la solution permettant de retirer la résine, à base d'acide hydrofluorhydrique (HF) dilué, attaque également l'AlN. Notamment, au niveau des angles du mesa de GeTe, la couche d'AlN est fine et peut s'affiner encore plus sous l'action du HF. A partir du moment où l'AlN est « troué », il laisse passer le HF vers le GeTe qui est alors consommé (c'est-à-dire attaqué) par l'acide. Il a donc été choisi de réaliser un stripping plus doux que ce qui était prévu initialement pour minimiser les consommations de GeTe.

Suite au travail réalisé en 2.3.1.1, le dépôt et la gravure des heaters de nature différente se sont déroulés plus efficacement que précédemment, comme indiqué sur la Figure 2-25. Sur la partie a, on peut voir que l'aspect de l'AlN est très granuleux. On visualise également la présence de « protrusions » dans les vias en tungstène qui reprennent le contact sur le métal inférieur.

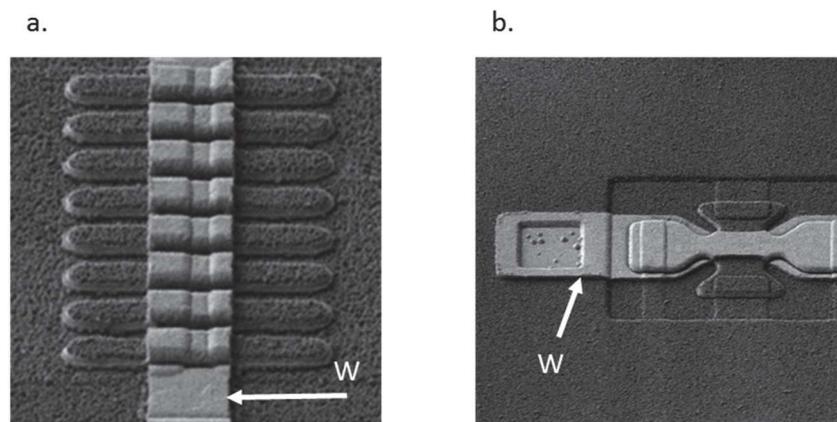


Figure 2-25. Vue MEB du heater en W. a. L'AlN est très granuleux. b. Présence de « bulles » dans les vias de W.

Le dépôt d'oxyde qui suit est standard : SiO₂ PECVD 300 nm. Toutefois une erreur de process a fait que le dépôt de 300 nm initialement prévu a abouti finalement à une épaisseur de 900 nm ! Il ne nous était plus possible de recommencer cette étape et nous avons donc dû nous en accommoder. Ceci a rendu encore plus complexe la gravure permettant de créer les vias entre le métal supérieur et le métal inférieur. Or cette gravure nécessite déjà de traverser trois espèces différentes, ce qui n'est pas du tout standard : SiO₂ / AlN / SiN. Finalement l'empilement à graver est le suivant : SiO₂ 900 nm, AlN 100 nm et SiN 50nm. Quatre plaques ont présenté des problèmes de fiabilité et sont considérées comme mauvaises (Figure 2-26.a). Le reste des plaques est passé sans difficulté notable (Figure 2-26.b).

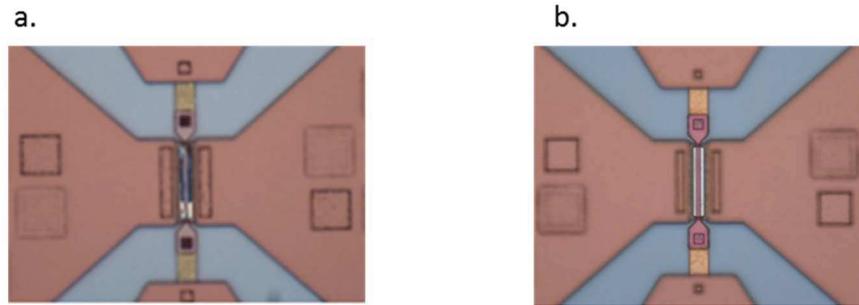


Figure 2-26. a. Vue optique de P07. b. Vue optique de P21. P07 est une des plaques considérées comme mauvaises.

2.3.2. Description des tests paramétriques sur le lot 3

Comme pour les autres lots, des mesures paramétriques ont été effectuées. Dans le cadre du lot 2, nous avons constaté que le fait de réaliser deux campagnes de mesures n'apportait pas de nouvelles informations. Nous savons désormais que les valeurs de conductivité du GeTe sont amenées à évoluer pendant le process. Il n'est donc pas intéressant de les présenter en cours de process mais seulement à la livraison du lot après recuit à 215°C. Les valeurs de conductivité de l'AlCu inférieur peuvent également être accessibles à la livraison du lot. C'est pour ces raisons qu'une seule campagne de mesures est présentée ci-après.

2.3.2.1. Test de conductivité : motif de Van der Pauw

Comme précédemment, on se sert des motifs de Van der Pauw pour trouver les valeurs de conductivité des couches de GeTe et des métaux inférieur et supérieur. La valeur ajoutée dans le cadre de ce lot 3 est la mesure effectuée pour les couches de heater (TiN et W). Le Tableau 2-2 détaille les différentes plaques du lot 3. Un empilement spécifique GeTe/Barrière/Heater est nommé « split » dans le jargon des technologues.

Tableau 2-2. Split des plaques en fonction de l'épaisseur du GeTe, de la barrière électrique et du heater.

Plaque	P02	P04	P05	P07	P08	P09	P11	P14	P15	P16	P17	P19	P20	P21	P22	P23	P24
GeTe (nm)	100	100	100	100	100	100	100	300	300	300	300	300	300	300	300	300	300
Barrière	SiN	SiN	SiN	AlN	AlN	AlN	AlN	SiN	SiN	SiN	SiN	SiN	AlN	AlN	AlN	AlN	AlN
Heater	TiN	W	W	TiN	TiN	W	W	TiN	TiN	TiN	W	W	TiN	TiN	TiN	W	W

Les valeurs de conductivité du GeTe par la méthode de Van der Pauw sont données sur la Figure 2-27. On remarque que les plaques avec de l'AlN ont une valeur moyenne de conductivité plus élevée que les plaques avec du SiN. Ceci s'explique car le dépôt d'AlN se fait à 350°C, donc une température bien plus élevée que le SiN, ce qui provoque une cristallisation plus importante du GeTe. Les plaques avec de l'AlN présentent également plus de dispersion dans les mesures que les plaques avec du SiN sachant que pendant la fabrication, les plaques P07, P08, P09 et P20 présentaient déjà des défauts. Les plaques avec du SiN en tant que barrière présentent une légère différence de conductivité entre les plaques à 100 et 300 nm de GeTe, ce que l'on retrouvait déjà dans les lots 1 et 2.

On en conclut donc que la nature du heater n'a pas d'influence sur la valeur de conductivité du GeTe. Seule intervient la température utilisée lors des différents recuits. Il faudrait pour s'en persuader recuire l'ensemble des plaquettes à 350°C pour obtenir une conductivité identique sur tous les motifs. Cette étude sera menée au cours du chapitre 3 dédié à l'activation et au changement d'état du GeTe.

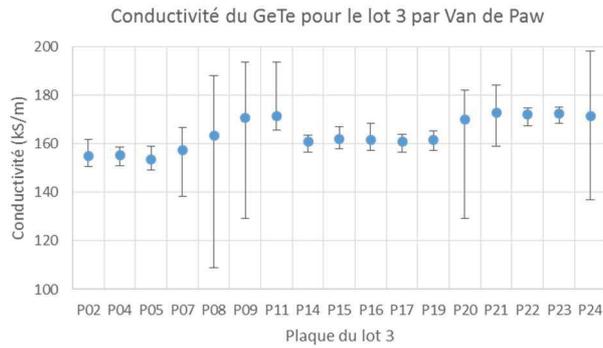


Figure 2-27. Comparaison des valeurs de conductivité du GeTe par Van der Pauw à la livraison du lot 3.

Des mesures de Van der Pauw ont également été effectuées pour vérifier les valeurs de conductivité des deux métaux inférieur et supérieur.

La Figure 2-28.a montre que, quel que soit le split considéré, la technologie n’a pas d’influence sur la valeur de conductivité de la couche de métal inférieur. La dispersion vers le bas s’explique par de possibles sur-gravures de ces couches de métal sur quelques dispositifs.

La Figure 2-28.b montre par contre une dispersion sur les valeurs de conductivité électrique du métal supérieur. En effet les plaques avec de l’AIN ont une valeur de conductivité électrique supérieure aux plaques avec du SiN. Il s’avère qu’une erreur est survenue lors du dépôt du métal supérieur pour les plaques avec le SiN. L’épaisseur d’AlCu déposé est en effet de 780 nm au lieu des 1000 nm requis et présents dans le lot avec l’AIN (les 200 nm autres étant pour les couches d’accrochage et les barrières de diffusion). L’épaisseur totale d’excellent conducteur étant inférieure dans le lot avec SiN, ceci explique la valeur moyenne de conductivité plus faible.

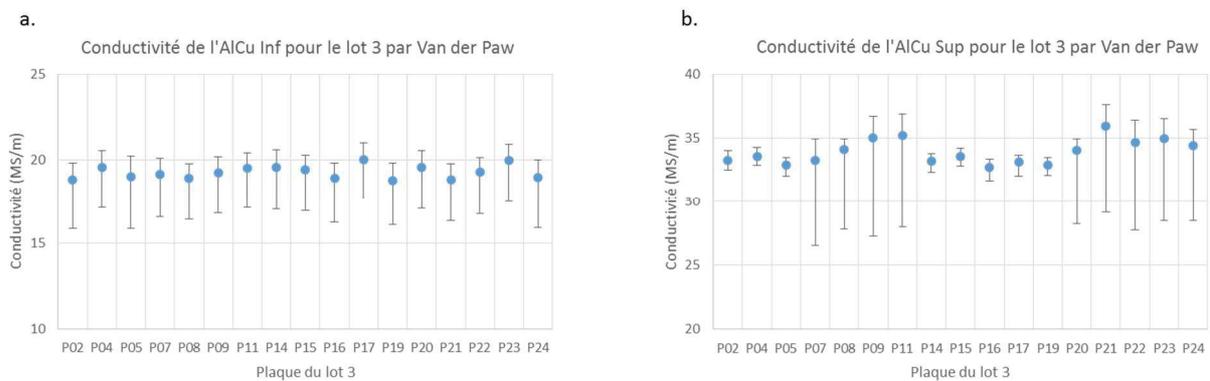


Figure 2-28. a. Comparaison des valeurs de conductivité du métal inférieur par Van der Pauw à la livraison du lot 3. b. Comparaison des valeurs de conductivité du métal supérieur par Van der Pauw à la livraison du lot 3.

Enfin une mesure des motifs de Van der Pauw est donnée pour la couche de heater. Les deux métaux différents qui composent le heater n’ont pas du tout la même valeur de conductivité et les plaques suivent correctement le split en métal résistif (TiN ou W). Il n’y a quasiment pas de dispersion sur les valeurs de conductivité entre les plaques de même heater. Comme la montre la Figure 2-29, les splits avec le tungstène ont une meilleure conductivité que ceux en TiN.

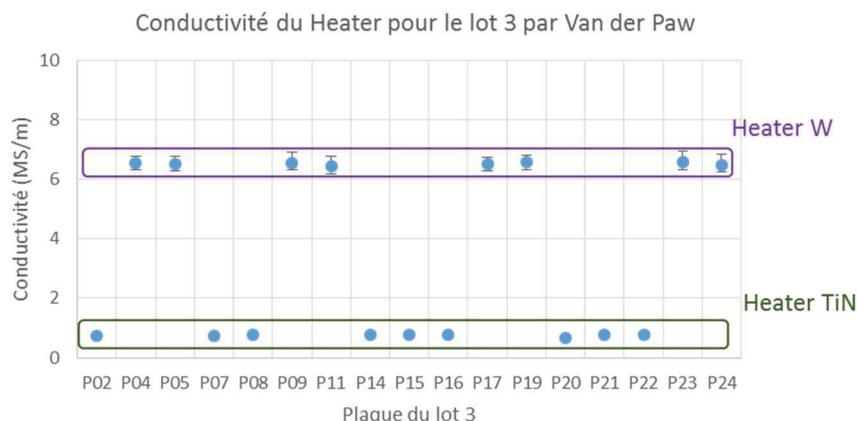


Figure 2-29. Comparaison des valeurs de conductivité du heater par Van der Pauw à la livraison du lot 3.

Concernant la fiabilité, pour les plaques avec du SiN, 99 % des motifs de Van der Pauw sont mesurables quel que soit le matériau à mesurer. L'ensemble de la technologie est donc maîtrisé.

Pour les plaques avec de l'AlN, le métal inférieur n'a posé aucun problème et 99 % des motifs sont mesurables. La fiabilité est moins bonne pour le GeTe. En effet, les plaques P07 et P08, qui font partie des quatre plaques jugées « mauvaises » suite au problème expliqué en 2.3.1.2, ont moins de 10 % de dispositifs mesurables au niveau du GeTe, de même pour la plaque P20. La plaque P11 en a environ 50 %. Cette fiabilité médiocre vient corrélérer la dispersion importante lors de la mesure de conductivité moyenne présentée sur la Figure 2-27. Le reste des plaques avec AlN présente un meilleur taux : 95 % de dispositifs mesurables pour le GeTe. La fiabilité de la couche de métal supérieure est meilleure : les plaques P09 et P20 présentent des taux de motifs mesurables à 50 %, alors que les autres plaques sont à 99 %. Enfin, il n'y a aucun problème avec la mesure des motifs de Van der Pauw de la couche heater.

2.3.2.2. Test de conductivité : motif de chaîne de contact

Comme précédemment, une mesure de la valeur de conductivité du GeTe a été effectuée par le biais du motif « chaîne de contact ».

Les résultats sont donnés sur la Figure 2-30. On vérifie que les valeurs de conductivité données dans la partie précédente sont les mêmes. L'ensemble des commentaires précédents s'applique donc ici.

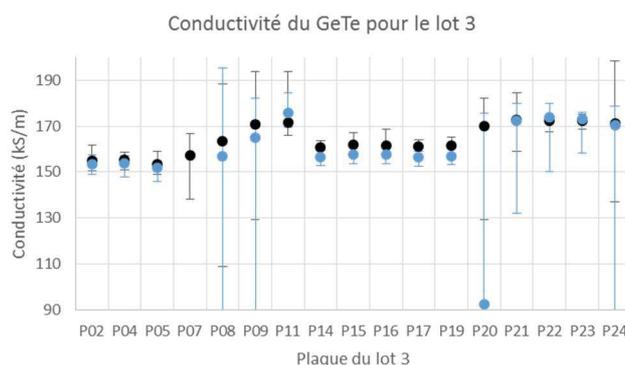


Figure 2-30. Comparaison des valeurs de conductivité du GeTe par Chaîne de contact en bleu et par Van der Pauw en noir à la livraison du lot 3.

Les mêmes problèmes de fiabilité apparaissent sur les plaques P07, P08, P09 et P20.

2.3.2.3. Test d'isolation : motif de peigne.

Comme pour le lot 2, des motifs d'isolation de type peigne ont été réalisés pour les deux niveaux de métaux et toujours comme pour le lot 2, il apparaît que pour les deux niveaux de métaux, une isolation parfaite apparaît dans la totalité des cas entre les deux plots de test du peigne.

On peut en conclure qu'il n'y a pas de sous-gravure.

2.3.2.4. Test de contact : motif de chaîne de vias.

Comme pour le lot 2, des mesures de résistance de contact ont été effectuées entre les deux niveaux de métal par le même calcul qu'en 2.2.2.4. Les résultats sont présentés Figure 2-31.

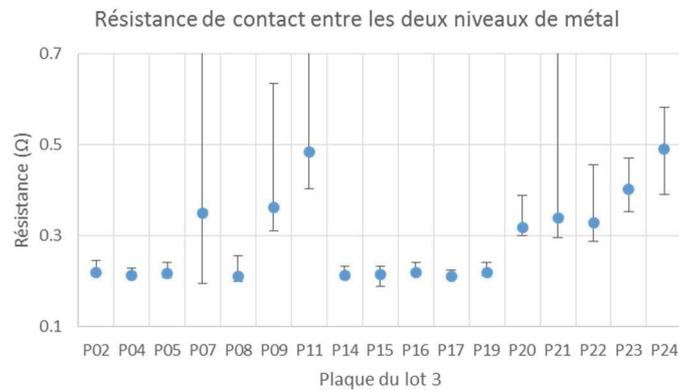


Figure 2-31. Résistance de contact entre les deux niveaux de métal à la livraison du lot 3.

On remarque que pour les plaques avec barrière en SiN, les valeurs de résistances de contact sont proches. Il y a peu de dispersion dans les mesures.

Les résistances de contact pour les plaques AlN sont plus élevées avec de la dispersion dans les mesures, ce qui peut indiquer une difficulté lors de la gravure d'ouverture vers le métal inférieur de l'empilement SiO₂/AlN/SiN, sachant qu'il y a finalement 900 nm d'oxyde. Il n'est donc pas toujours évident de remplir convenablement un via de 2*2 μm² sur une profondeur de plus de 1 μm. Notons toutefois que cette surface de via de 2*2 μm² est la surface minimale autorisée qui est retenue pour la mesure par la chaîne de contact. Dans un dispositif RF, ces vias sont généralement beaucoup plus larges, ce qui permet d'espérer un meilleur contact.

2.3.2.5. Motif de test d'isolation verticale et résistance de marche.

Le but de ce motif est double : vérifier la bonne isolation entre deux couches conductrices (ici le métal et le GeTe) mais aussi visualiser la modification de la résistance au niveau de ce passage de marche (entre 100 et 300 nm) pour ainsi voir si la continuité est assurée pour en déduire une information sur la conformité du dépôt.

Une mesure de résistance quatre pointes permet de comparer la résistance d'une ligne passant sur les marches avec la même ligne de référence sans marche. Une description du motif est donnée sur la Figure 2-32.a. Sur la Figure 2-32.b et c on a traduit la valeur de cette résistance en conductivité équivalente, ce qui permet de toujours suivre les variations mais aussi de comparer avec les valeurs de conductivité obtenues via la méthode de Van der Pauw.

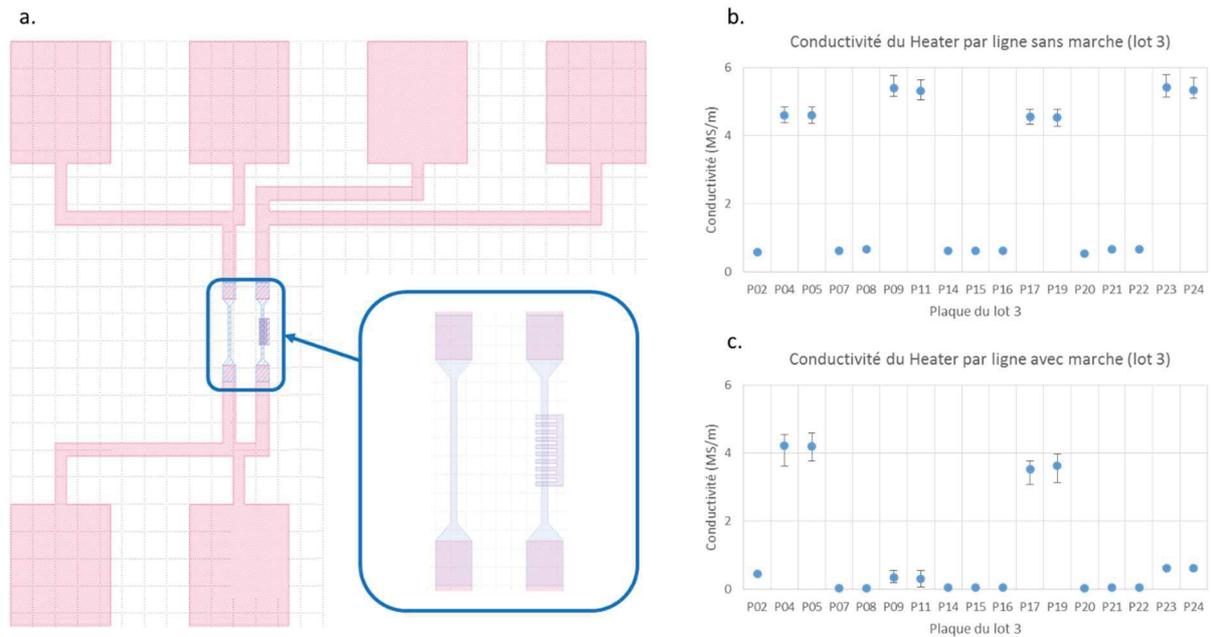


Figure 2-32. a. Description du motif de test d'isolation verticale et de la résistance de marche. b. Conductivité moyenne de la ligne heater sans topo dans le lot 3. c. Conductivité moyenne de la ligne heater avec topo dans le lot 3.

On retrouve tout d'abord sur la Figure 2-32.b la conductivité de la ligne heater sans marche. Les valeurs relevées sont conformes à ce qui a été mesuré par le motif de Van der Pauw, avec une valeur de conductivité équivalente toutefois plus faible pour le tungstène. Rappelons que les motifs de Van der Pauw sont adaptés à une mesure de conductivité. Ce n'est pas le cas de cette mesure sensible aux effets de gravure. Au niveau de la Figure 2-32.c, il apparaît que les plaques P04, P05, P17 et P19, qui sont toutes les quatre des plaques avec heater en tungstène et barrière en SiN, conservent une valeur de conductivité presque identique à ce qui est mesuré sans marche : le passage de marche se passe bien et la marche induit peu de pertes. A l'inverse sur les plaques P09, P11, P23 et P24, qui sont toutes les quatre des plaques avec heater en tungstène et barrière en AlN, on peut noter que le passage de marche se traduit par des pertes résistives importantes.

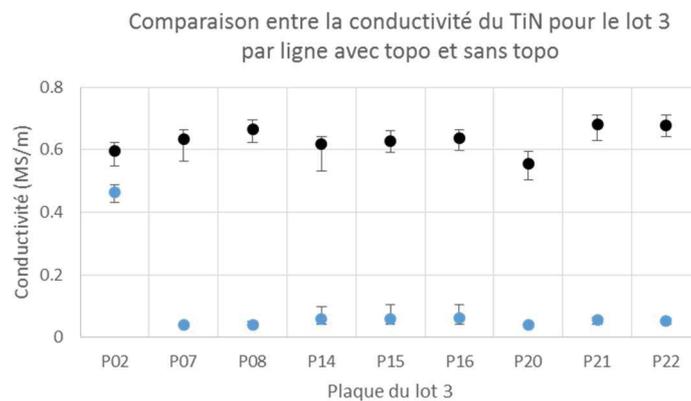


Figure 2-33. Comparaison de conductivité du heater entre les motifs avec topo (bleu) et sans topo (noir) dans le cas du TiN.

Dans le cas du TiN, mis à part pour la plaque P02, on constate une forte influence de la marche sur la résistance de la ligne avec topographie. La conductivité équivalente du heater est fortement dégradée.

Les résultats montrent que la majorité des plaques ont une ligne de heater dont la résistance aura une variation importante suivant la topologie qu'elle suivra. C'est une information à prendre en compte au moment des tests

électriques pour le changement d'état. Ce heater ayant vocation à chauffer, l'augmentation de sa résistance n'est pas en soi un élément perturbant.

2.3.3. Conclusion sur le lot 3

Cette dernière série de mesures a mis en évidence des défauts importants dans certains aspects de la fabrication. Quelques plaques sont d'ailleurs de mauvaise qualité et ne seront pas étudiées dans la suite du rapport. On a ainsi vu que plus la technologie est complexe, plus les matériaux différents se diversifient, plus le nombre d'étapes technologiques est grand et plus il est difficile de maîtriser le flot technologique. Nous avons également dû pallier un certain nombre d'erreurs telles que l'épaisseur d'oxyde du lot 3 (900 nm au lieu de 300 nm) qui auraient pu être évitées. Quoiqu'il en soit, quelques plaques semblent complètement conformes à nos attentes et seront donc testables en DC et en RF.

L'ensemble des étapes technologiques font de notre lot 3 le lot le plus abouti que nous avons fabriqué. Il se différencie des autres technologies par quelques points importants :

- Deux niveaux de couches métalliques de type Aluminium contre une seule couche pour la majorité des autres acteurs des commutateurs RF à base de GeTe, et souvent de type Or [7]–[9].
- Un contact du GeTe avec les lignes RF par dessous, contrairement aux autres acteurs [7], [8], [10], [11].
- Des lignes métalliques permettant un chauffage DC direct dédié.
- Un matériau isolant électrique/conducteur thermique de type AlN différent des autres acteurs utilisant majoritairement du SiN [7], [8].
- Un GeTe ayant une épaisseur variable jusqu'à 300 nm, ce qui est bien plus élevé que les épaisseurs utilisées par les autres acteurs qui se limitent à une épaisseur de 125 nm maximum [7]–[10].

2.4. Conclusion sur le flot technologique

Le choix de développer trois lots-fils présentant une base commune plutôt que trois lots séparément semble avoir été une bonne solution. Cette façon d'aborder les flots de fabrication m'a permis d'obtenir des plaques en test DC et RF rapidement, ce qui n'aurait pas été le cas si le seul lot 3 avait été lancé dès le départ. Les premiers résultats obtenus sur les lots 1 et 2 nous ont permis également de corriger les problèmes pour les lots suivants. Ainsi, les difficultés de développement d'un lot complexe par une salle blanche industrielle ont été en partie évitées. Ceci a été rendu possible par l'utilisation d'outils de tests paramétriques qui fournissent des informations majeures sur l'état d'une plaque et sur les paramètres matériaux. Ces outils ont ainsi pu mettre en exergue les erreurs de fabrication sur des épaisseurs de matériau, par exemple.

On a également pu voir que la valeur de conductivité du GeTe est très influencée par la température. Les différentes températures de fabrication des lots mettent en avant le fait que jusqu'à 350°C : plus la température de recuit sera importante et plus le GeTe sera cristallin. Le développement de la gravure du GeTe et surtout son stripping ont été l'une des étapes les plus difficiles de la fabrication de nos lots. La « bonne recette » trouvée, les gravures se sont améliorées jusqu'à obtenir des résultats très satisfaisants.

Les deux couches de métal conducteur de type AlCu sont conformes aux attentes et correctement réalisées, quel que soit le lot ; ce sont des étapes maîtrisées en salle blanche.

Pour le lot 3, le plus complexe mais également le seul permettant de proposer une activation hybride du GeTe (chauffage direct ou indirect), les problèmes de spacer apparus lors de la gravure du heater ainsi que les résistances de marche importantes révélées par le test paramétrique ont mis en avant un problème à corriger : il aurait fallu développer la technologie avec un heater plan. Dans l'optique de créer un nouveau lot par la suite, je pense que c'est le point principal à faire évoluer d'un point de vue technologie/tests paramétriques.

Connaissant désormais les différences entre les lots étudiés ainsi que les différents splits pour le lot 3, nous allons désormais nous focaliser sur les tests électriques. Des mesures DC pour l'activation directe ou indirecte du GeTe seront présentées au cours du chapitre 4. Ces mesures seront étayées par des analyses thermiques. Les mesures petits et grands signaux RF seront présentées au cours du chapitre 5.

Bibliographie

- [1] J. Moon, H. C. Seo, et D. Le, « High linearity 1-ohm RF switches with phase-change materials », in *2014 IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in Rf Systems*, 2014, p. 7-9.
- [2] N. El-Hinnawy *et al.*, « Reconfigurable inline phase-change switches for broadband applications », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-4.
- [3] M. Wang, F. Lin, et M. Rais-Zadeh, « Performance measurements and non-linearity modeling of GeTe phase change RF switches with direct and indirect heating schemes », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-4.
- [4] A. Mennai, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, P. Blondy, et A. Crunteanu, « Bistable RF switches using Ge₂Sb₂Te₅ phase change material », in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, 2015, p. 945-947.
- [5] Y. Shim et M. Rais-Zadeh, « Non-Linearity Analysis of RF Ohmic Switches Based on Phase Change Materials », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 35, n° 3, p. 405-407, mars 2014.
- [6] R. Singh *et al.*, « A 3/5 GHz reconfigurable CMOS low-noise amplifier integrated with a four-terminal phase-change RF switch », in *2015 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2015, p. 25.3.1-25.3.4.
- [7] N. El-Hinnawy *et al.*, « Origin and Optimization of RF Power Handling Limitations in Inline Phase-Change Switches », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 64, n° 9, p. 3934-3942, sept. 2017.
- [8] A. Ghalem *et al.*, « Arrays of GeTe electrically activated RF switches », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2017, p. 1-3.
- [9] M. Wang, Y. Shim, et M. Rais-Zadeh, « A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 35, n° 4, p. 491-493, avr. 2014.
- [10] J. Moon, H. Seo, et D. Le, « Development toward high-power sub-1-ohm DC-67 GHz RF switches using phase change materials for reconfigurable RF front-end », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, 2014, p. 1-3.
- [11] M. Wang et M. Rais-Zadeh, « Development and evaluation of germanium telluride phase change material based ohmic switches for RF applications », *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 27, n° 1, p. 013001, 2017.

3. Conception des dispositifs à changement de phase

Le chapitre précédent a permis de décrire les différentes étapes technologiques des trois lots qui ont pu être fabriqués et testés durant mes années de thèse, en insistant sur les performances électriques des différents matériaux qui composent l'empilement technologique.

Il convient maintenant de s'intéresser à la conception des switches qui doit inclure l'activation du matériau à changement de phase. Comme expliqué dans les deux précédents chapitres, le changement de phase du GeTe se fait majoritairement via l'augmentation de sa température.

Les deux phases stables du GeTe sont ses phases amorphes et cristallines. L'état amorphe est caractérisé par une désorganisation des atomes induite par un passage par l'état fondu. L'enjeu principal pour amorphiser le matériau est de le figer dans cet état désordonné. Il demande donc un refroidissement très rapide. L'autre phase est la phase cristalline. Pour atteindre cet état cristallin deux solutions existent : la première est d'atteindre la température dite de cristallisation et de laisser suffisamment de temps aux atomes pour qu'ils se reconfigurent dans l'état cristallin ; la seconde façon est d'appliquer une différence de potentiel suffisante aux bornes du matériau à changement de phase pour atteindre la tension seuil, dite de threshold et noté V_{TH} [1]. Cette différence de potentiel atteinte, un filament conducteur va se créer dans le matériau et va permettre le passage d'un courant suffisant pour enclencher le phénomène de cristallisation.

Le premier mécanisme de cristallisation est appelé cristallisation indirecte : on se sert souvent d'un matériau résistif de type métallique qui va produire l'échauffement au sein du GeTe. Cette résistance chauffante va également servir à l'amorphisation ; plus généralement ce chauffage est appelé chauffage indirect.

La cristallisation à partir du filament conducteur se produit sans nécessité d'un matériau intermédiaire. On parle alors de cristallisation directe. Il est théoriquement possible de se servir de la propre résistance électrique du GeTe dans son état cristallin pour produire l'échauffement nécessaire à l'amorphisation. De façon générale, on parle de chauffage direct.

Dans le cadre des travaux menés au LETI, et en suivant la numérotation des lots présentés précédemment, nous nous sommes intéressés à l'activation du GeTe par chauffage direct pour les deux premiers lots et par chauffage indirect pour le troisième lot.

L'étude de l'activation sera l'objet du chapitre 4. Au préalable et afin de faire le lien entre les chapitres 2 et 4 une description détaillée des motifs étudiés et de leur nomenclature est présentée ici. C'est le même masque qui a été utilisé pour les lots 1, 2 et 3.

3.1. Description des motifs dédiés au chauffage direct par la ligne RF – lots 1 et 2

Les deux premiers lots ne possédant pas de système de chauffage indirect, il est nécessaire de se servir des deux niveaux de métal (inférieur et supérieur) pour réaliser le changement d'état. Le premier lot est un lot qui ne possède qu'un niveau de métal, il est donc compliqué dans le design de prévoir des lignes spécifiques, isolées du signal RF, pour contrôler le changement de phase. C'est pourquoi dans le cadre du lot 1, les lignes RF sont utilisées pour amener le courant nécessaire à l'amorphisation et à la cristallisation. Dans le cas du lot 2, le deuxième niveau de métal épaissit les lignes RF et permet aussi d'amener une activation directe dédiée, autre que par la ligne RF. Toutefois, l'activation directe par la ligne RF peut également être étudiée dans le cas du lot 2.

La Figure 3-1.a présente une vue au microscope optique d'un motif utilisé notamment dans le cadre du lot 1. Le courant nécessaire à l'amorphisation est envoyé grâce aux lignes RF entre RF_{IN} et RF_{OUT} . La Figure 3-1.b se focalise sur la configuration série du switch PCM (gap au milieu de la ligne RF). La Figure 3-1.c se focalise sur la configuration shunt (deux shunts en parallèle entre le ruban signal et les rubans de masse).

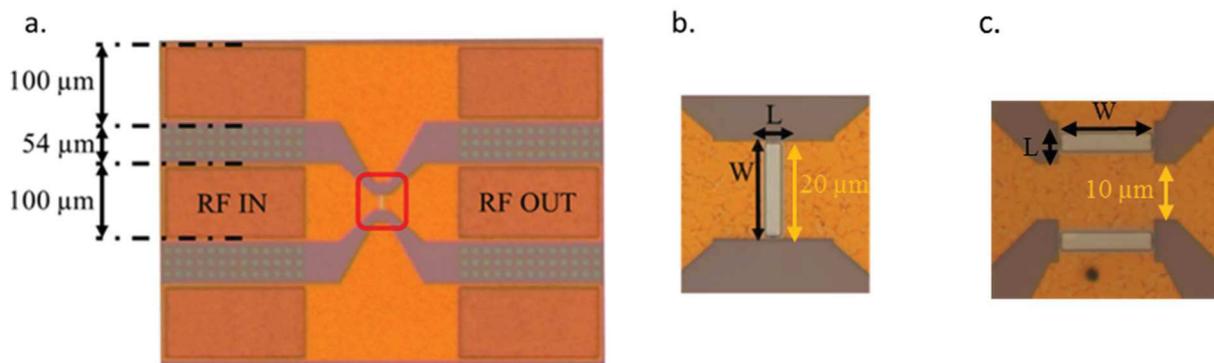


Figure 3-1. a. Vue au microscope optique d'un motif du lot 1. b. Zoom au microscope optique sur la zone active à base de GeTe, en configuration série. c. Zoom en vue layout sur la zone active à base de GeTe en configuration shunt. On définit la largeur W et la longueur L comme indiqué sur les figures b et c.

Plusieurs types de dispositifs activables dans le cadre du chauffage direct sans plot DC dédié ont été conçus afin de pouvoir comparer leur actionnement et par la suite leurs performances RF. Le dimensionnement du GeTe dans ces différents dispositifs change, tant en largeur, W , qu'en longueur, L , qu'en configuration série ou shunt, tel que montré sur les Figure 3-1.b et c, ce qui implique évidemment des différences dans les courants/tensions nécessaires à leur actionnement. On définit d'ailleurs L comme la distance entre les électrodes métalliques sous le GeTe, cette longueur correspond donc à une longueur effective de GeTe.

La Figure 3-2 présente l'ensemble des dispositifs à base de GeTe réalisés durant ces recherches. Les zones I, II et III ainsi que les zones IV, V et VI sont celles qui vont nous intéresser dans le cadre de cette première partie. Les zones I, II et III sont identiques de même que les zones IV, V et VI.

Le cadre I est constitué de 24 dispositifs différents. Dans un souci de clarté, chaque dispositif sera nommé ainsi dans le reste de ce rapport : de gauche à droite : A, B, C et D et, de haut en bas, 1 à 6. La colonne A est dédiée aux dispositifs en configuration série, sans heater pour de l'activation directe. La colonne B est identique à la colonne A mais est dédiée aux dispositifs avec heater. Pour les lots 1 et 2, la colonne B est donc quasiment identique à la colonne A. La colonne C est dédiée entre autres aux motifs de deembedding. La colonne D est dédiée aux dispositifs en mode shunt. Pour chacun des dispositifs, nous pourrions observer des épaisseurs de GeTe différentes : 100 ou 300 nm, indépendamment du layout. Le Tableau 3-1 spécifie les dimensions correspondant à la nomenclature des dispositifs utilisés pour le chauffage direct par la ligne RF.

Tableau 3-1 Nomenclature des dispositifs nécessaires à l'étude du chauffage direct par la ligne RF.

Dispositif	Largeur (μm)	Longueur (μm)	Dispositif	Deembed	Longueur (μm)	Dispositif	Largeur (μm)	Longueur (μm)
A1/B1	0.586*	1				D1**	0.586*	1
A2/B2	1.76*	1				D2**	1.76*	1
A3/B3	7.62*	1				D3**	6,45*	1
A4/B4	19.0	1				D4**	16	1
A5/B5	2.4*	0.5	C5	series open	1			
A6/B6	4.5	0.5	C6	series short	1			
Dispositif	Deembed	Longueur (μm)	Dispositif	Largeur (μm)	Longueur (μm)	Dispositif	Largeur (μm)	Longueur (μm)
D5**	shunt short	1	Q1	31	1.5	R1	31	3
D6**	shunt open	1	Q2	31	1	R2	31	2

*Largeur équivalente correspondant à un motif rectangulaire de longueur $1 \mu\text{m}$ (illustration des motifs réels Figure 3-3, Figure 3-4 et Figure 3-5).

**Configuration shunt en // de part et d'autre de la ligne CPW.

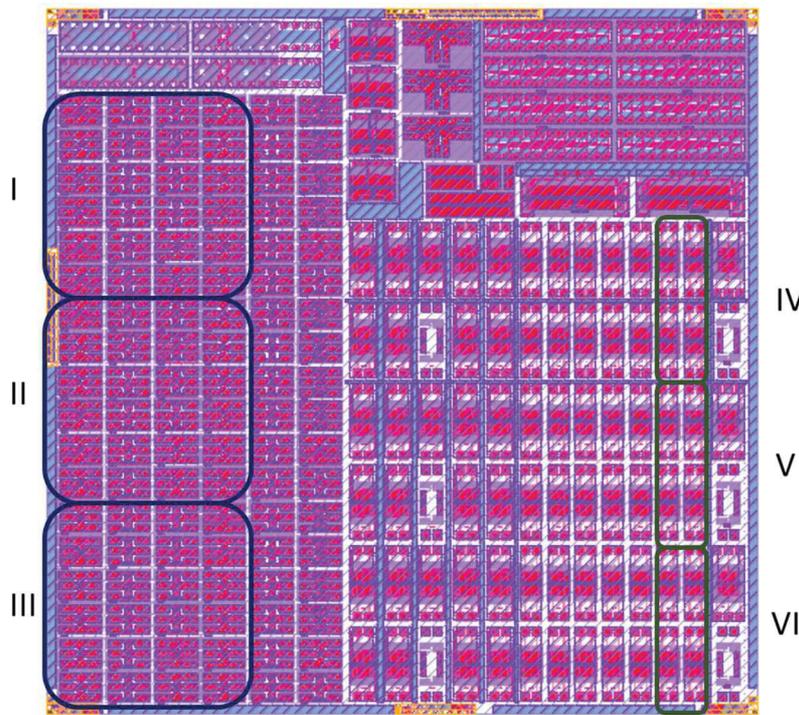


Figure 3-2. Schéma du réticule regroupant l'ensemble des dispositifs à base de GeTe. Zones d'intérêt pour le chauffage direct par la ligne RF.

Les dispositifs A1 et B1 sont identiques dans le cadre de cette partie et sont représentés Figure 3-3.a. On peut observer que la zone active en GeTe (hachures bleues) mesure 300 nm dans sa partie la moins large, puis va s'élargir jusqu'à atteindre $1 \mu\text{m}$. Un recouvrement de $1 \mu\text{m}$ par $1 \mu\text{m}$ avec la ligne RF est prévu pour le contact. Une équivalence de la zone active avec une forme rectangulaire en W-L telle que sur la Figure 3-1.b montre, par le calcul, pour $L = 1 \mu\text{m}$, une correspondance avec une largeur équivalente $W = 0,586 \mu\text{m}$, d'où le terme de largeur équivalente spécifié en alinéa pour le Tableau 3-1. Les dispositifs A2 et B2 sont la mise en parallèle de 3 de ces zones de GeTe. Enfin les dispositifs A3 et B3 sont la mise en parallèle de 13 de ces zones.

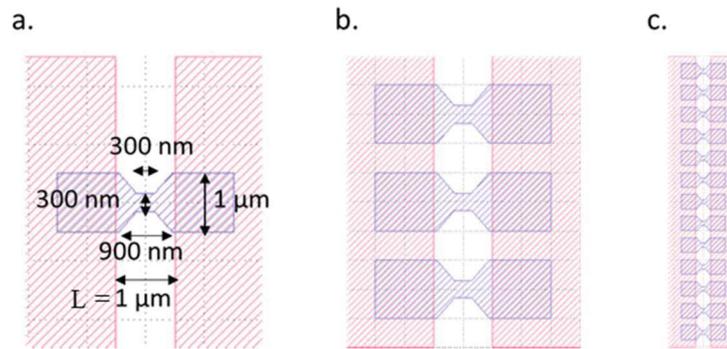


Figure 3-3 a. Zone centrale du dispositif A1 et B1. b. Zone centrale du dispositif A2 et B2. c. Zone centrale du dispositif A3 et B3. Les zones hachurées en bleu correspondent à du GeTe.

Les dispositifs A4 et B4 sont présentés Figure 3-4.a, la zone active de GeTe fait $19 \mu\text{m}$ de large pour $1 \mu\text{m}$ de long avec $1 \mu\text{m}$ de recouvrement sur le métal de chaque côté. Les dispositifs A6 et B6, très similaires au dispositif A4 sont présentés en Figure 3-4.b. La différence avec A4 réside dans la largeur de $4,5 \mu\text{m}$ et la longueur de seulement $0,5 \mu\text{m}$. Enfin les dispositifs A5 et B5 sont présentés Figure 3-4.c avec, comme pour les dispositifs A2 et A3, une structure multi-doigts. Les doigts de largeur 300 nm sont espacés de 300 nm . La longueur est aussi de $0,5 \mu\text{m}$.

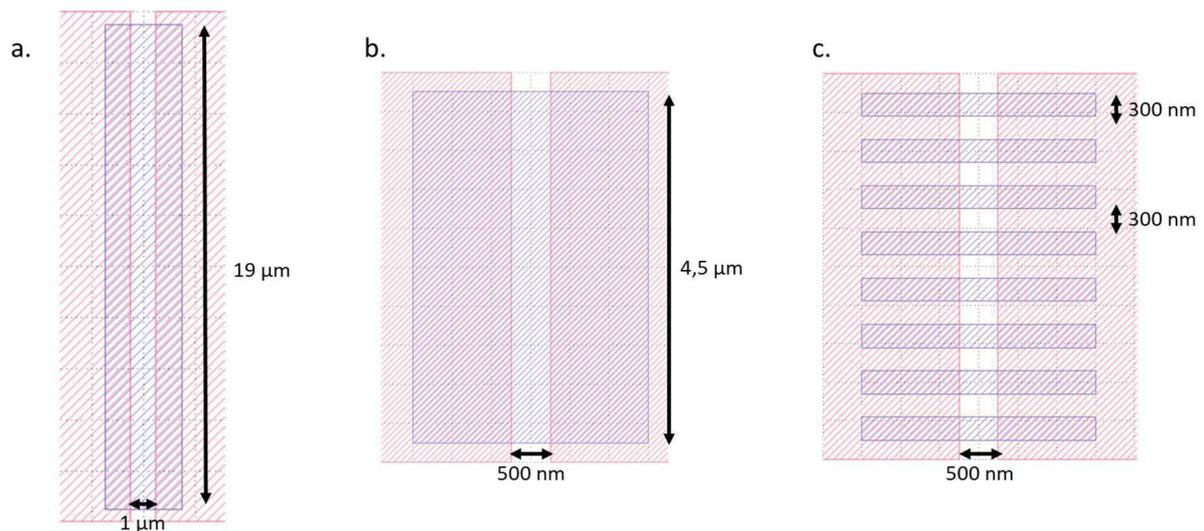


Figure 3-4 a. Zone centrale des dispositifs A4 et B4. b. Zone centrale des dispositifs A6 et B6. c. Zone centrale des dispositifs A5 et B5.

Les dispositifs C5 et C6 sont des structures de référence dans le cadre de cette partie, en effet, ce sont respectivement des dispositifs de type A4 en terme de dimension de métal sans GeTe pour le C5, c'est-à-dire en structure ouverte (mais pouvant présenter un couplage capacitif fort de part et d'autre du gap de longueur L) et avec du métal à la place du GeTe pour le C6, c'est-à-dire une structure court-circuitée.

Enfin les dispositifs D1 à D6 sont des dispositifs en structure shunt comme défini dans le chapitre 1. La Figure 3-5.a présente le dispositif D1 dont le GeTe fait la même dimension que le dispositif A1. Les dispositifs D2 et D3 sont présentés Figure 3-5.b et c et consistent en la mise ne parallèle de trois et onze dispositifs de type D1. Enfin la Figure 3-5.d présente le dispositif D4 qui possède deux zones de GeTe de $16 \mu\text{m}$ par $1 \mu\text{m}$.

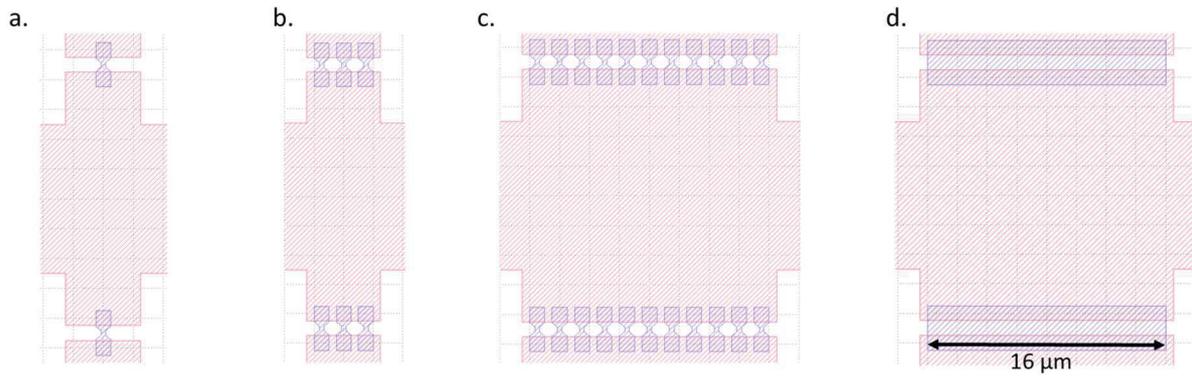


Figure 3-5 a. Zone centrale du dispositif D1. b. Zone centrale du dispositif D2. c. Zone centrale du dispositif D3. d. Zone centrale du dispositif D4.

Les deux dispositifs D5 et D6, sont comme précédemment pour les dispositifs C5 et C6 des dispositifs de référence avec pour D5, une structure ouverte et pour D6 un court-circuit.

Intéressons-nous maintenant au cadre IV de la Figure 3-2 avec de gauche à droite les colonnes Q et R et de haut en bas les lignes 1 et 2. La Figure 3-6 présente la zone active du dispositif Q1 de $31\ \mu\text{m}$ de large pour une longueur L de $1,5\ \mu\text{m}$. Les dispositifs Q2, R1 et R2 font la même largeur, mais avec une longueur différente : respectivement $L = 1\ \mu\text{m}$, $3\ \mu\text{m}$ et $2\ \mu\text{m}$.

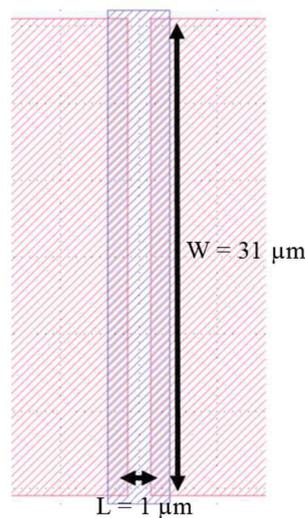


Figure 3-6. Zone centrale du dispositif Q2.

3.2. Cas particulier du chauffage dédié – lot 2

3.2.1. Description des motifs avec chauffage direct dédié

Toujours dans l'objectif de réaliser le changement d'état par chauffage direct, on peut utiliser un système de chauffage dédié pour envoyer dans le GeTe le couple tension/courant suffisant pour réaliser le changement d'état.

Les avantages d'un tel système de chauffage peuvent-être multiples mais nécessitent une réflexion importante sur la topographie du dispositif.

Le premier avantage est que le découplage du signal RF et du signal DC peut être assuré par une topologie réfléchiée : on peut éviter le contact électrique entre la ligne RF et la ligne DC au maximum.

Quelques hypothèses de départ sont à rappeler avant de réfléchir plus amont sur la conception du chauffage dédié :

- C'est le courant, via la température que va atteindre le GeTe qui va permettre la fonte du matériau et donc l'état amorphe. On peut imaginer que ce courant de commutation sera fonction des paramètres

géométriques (intuitivement proportionnel à la largeur de la zone de GeTe considérée, et certainement dépendant de son épaisseur même si les effets d'interface pour les films minces peuvent nous laisser présupposer que le courant ne sera pas tout-à-fait proportionnel à cette épaisseur).

- A l'inverse c'est avant tout la tension qui va permettre de lancer la cristallisation. Il suffit d'atteindre la tension de seuil V_{TH} , tout en ayant un courant suffisant pour lancer les mécanismes de croissances aux interfaces et de nucléations.

La Figure 3-7 présente les zones du réticule correspondant au chauffage direct dédié. Les dispositifs correspondants sont décrits au sein du Tableau 3-2.

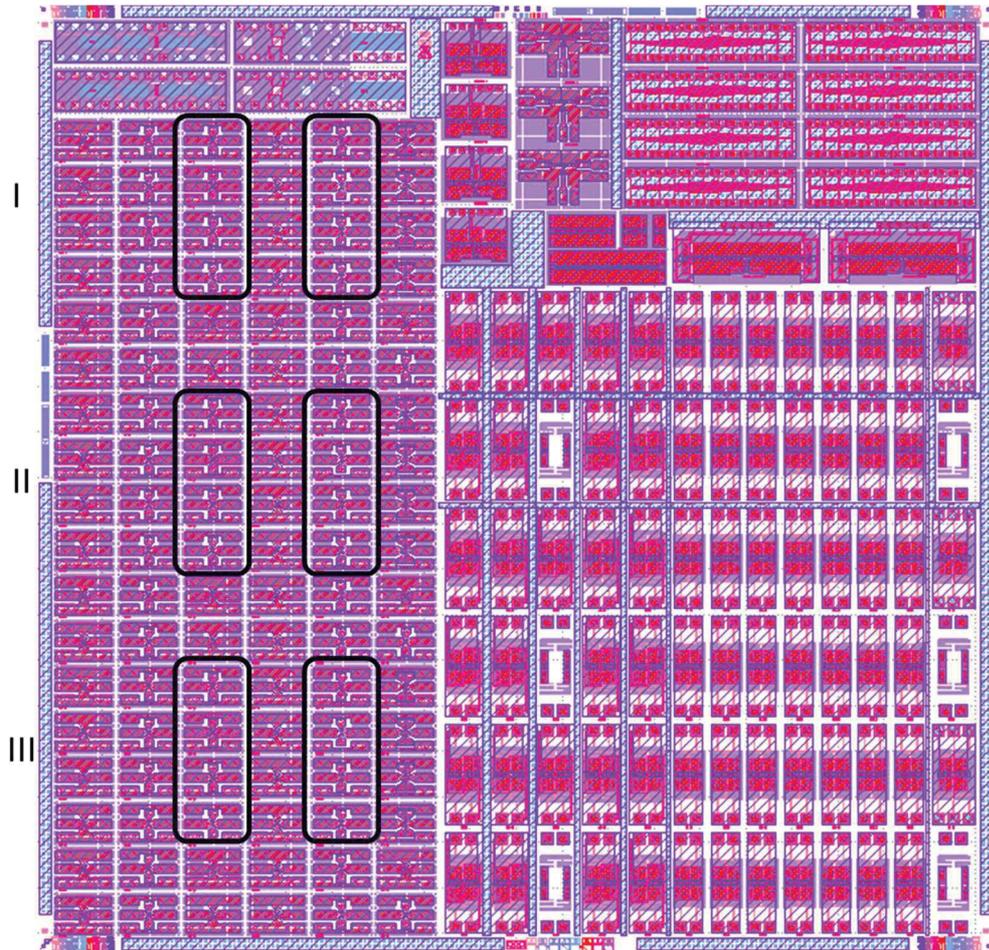


Figure 3-7. Schéma du réticule regroupant l'ensemble des dispositifs à base de GeTe. Zones d'intérêt pour le chauffage direct dédié.

Tableau 3-2. Nomenclature des dispositifs nécessaires à l'étude du chauffage direct dédié.

Dispositif	Largeur (μm)	Longueur (μm)	Dispositif	-	Longueur (μm)	Dispositif	Largeur (μm)	Longueur (μm)
C1	0.84*	2				E1	3.6*	2
C2	1.44*	2				E2	4.2	1.5
C3	1.68*	2				E3	6.6	1.5
C4	10.9*	2				E4	6.6	0.9
			C5	series open	1			
			C6	series short	1			

*Largeur équivalente correspondant à un motif rectangulaire de longueur $2 \mu\text{m}$ (illustration des motifs réels Figure 3-8 et Figure 3-9).

La Figure 3-8 présente les motifs C1 à C4, avec respectivement 1, 1, 2 et 13 doigts. La forme particulière que prend le GeTe dans le cas de C1 fait l'objet d'un brevet que nous avons déposé [2]. Pour les motifs C3 et C4, les doigts sont reliés entre eux. Le système de chauffage dédié permet de polariser l'ensemble des doigts verticalement. La Figure 3-9 présente les motifs E1 à E4, avec respectivement 5, 7, 11 et 11 doigts. Pour le motif E4, la zone centrale pour les 11 doigts de GeTe est légèrement différente de celle du motif E3. Pour les quatre motifs E1 à E4, les doigts sont toujours reliés entre eux mais chaque doigt se voit appliqué la même différence de potentiel par le système de chauffage dédié. Dans le système utilisé dans les motifs E1 à E4, on utilise deux peignes d'électrode pour amener le courant et la tension aux bornes de chaque doigt du motif à l'inverse des motifs C1 à C4, où le couple tension/courant est amené sur l'ensemble des doigts. En résumé, on peut dire que les doigts des motifs C1 à C4 sont en série alors qu'ils sont en parallèle pour les motifs E1 à E4.

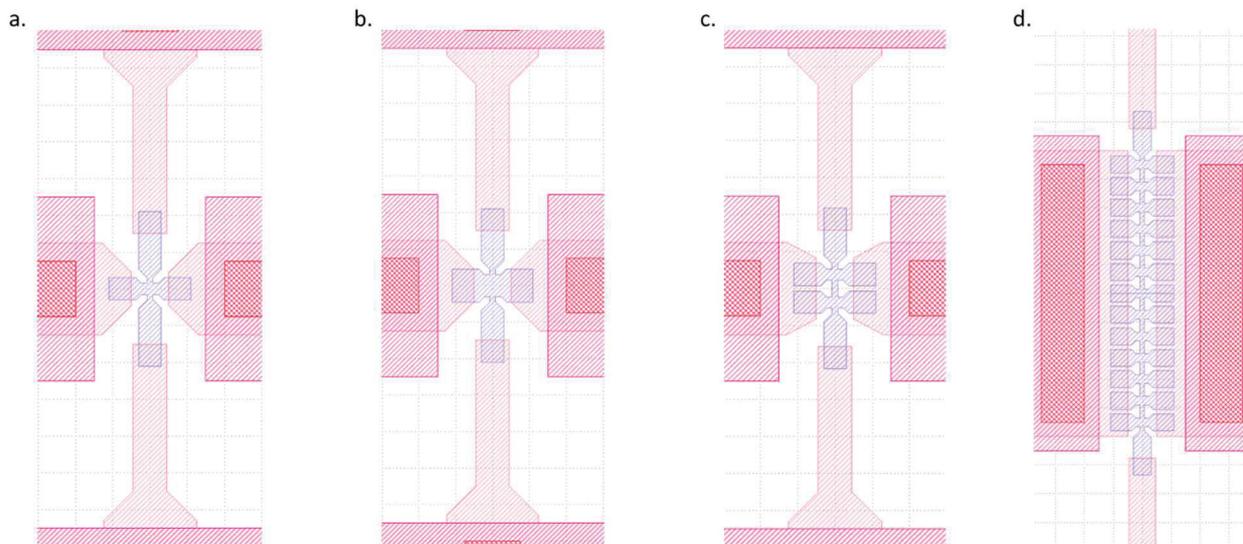


Figure 3-8. a. Dispositif C1, avec une zone centrale de $0.6 \mu\text{m}$ par $0.3 \mu\text{m}$. b. Dispositif C2 avec une zone centrale de $1.2 \mu\text{m}$ par $0.3 \mu\text{m}$. c. Dispositif C3 avec deux doigts reliés de $0.6 \mu\text{m}$ par $0.3 \mu\text{m}$. d. Dispositif C4 avec 13 doigts reliés de $0.6 \mu\text{m}$ par $0.3 \mu\text{m}$.

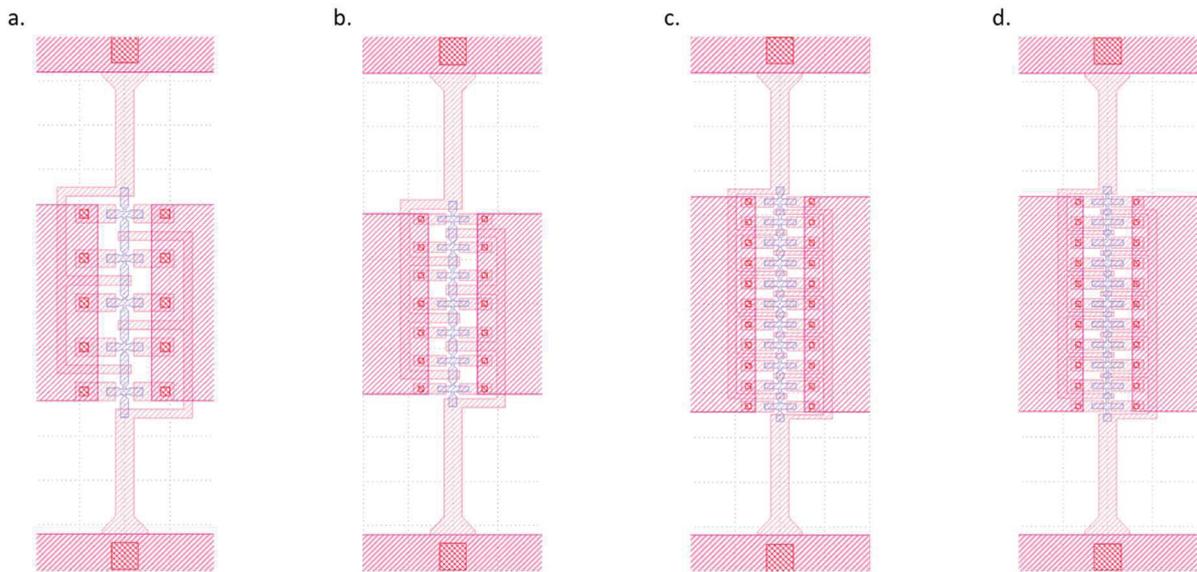


Figure 3-9. a. Dispositif E1, possédant 5 doigts de GeTe de $0.6 \mu\text{m}$ par $0.3 \mu\text{m}$ b. Dispositif E2, possédant 7 doigts de GeTe de $0.6 \mu\text{m}$ par $0.3 \mu\text{m}$. c. Dispositif E3, possédant 11 doigts de $0.6 \mu\text{m}$ par $0.3 \mu\text{m}$. d. Dispositif E4, possédant, comme E3, 11 doigts de $0.6 \mu\text{m}$ par $0.3 \mu\text{m}$, avec des motifs de GeTe différents.

3.2.2. Réflexion sur les motifs avec chauffage direct dédié

Après avoir décrit les dispositifs conçus pour le chauffage dédié, une réflexion s'impose car il est apparu par la suite que tous ne pouvaient pas fonctionner. La Figure 3-10 présente une comparaison des deux types de chauffages directs, via la ligne RF ou dédié. Le signal RF y est représenté par des flèches bleues. Le signal DC de programmation est symbolisé par des flèches noires. Plus la flèche est longue, plus la différence de potentiel de part et d'autre de la flèche est importante. Plus la flèche est large, plus le courant est important.

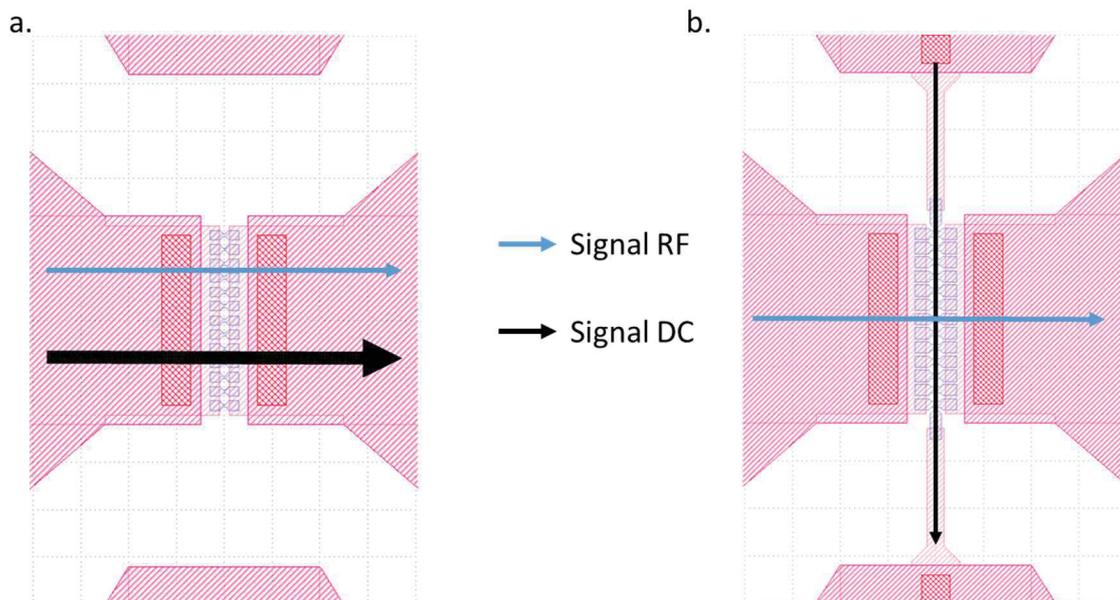


Figure 3-10. Comparaison entre chauffage direct par lignes RF et chauffage direct par lignes DC dédiées. Motif A3 à gauche et C4 à droite.

Au vu de nos hypothèses, le courant de programmation sera proportionnel à la largeur de la zone active, d'où la flèche noire, large, sur la Figure 3-10. Dans le fonctionnement avec chauffage dédié, bien que d'un point de vue RF, la zone active soit identique, d'un point de vue programmation les choses sont tout autre : la largeur n'est plus

de 7.62 μm , mais de 300 nm. Cette façon de programmer le dispositif devrait donc nécessiter 25 fois moins de courant.

Dans les faits, les choses ne se passeront pas comme ça. En effet, si on part d'un dispositif cristallin, la Figure 3-11.a montre le chemin que va suivre le courant dans le dispositif. La zone centrale en GeTe offre une résistivité plus élevée que le métal inférieur présent en bordure du GeTe. Elle sera donc majoritairement dépourvue de courant et ce ne sont que les extrémités du GeTe de part et d'autre de la ligne RF qui vont réussir à fondre puis à s'amorphiser. D'un point de vue RF, le commutateur sera toujours considéré comme ON.

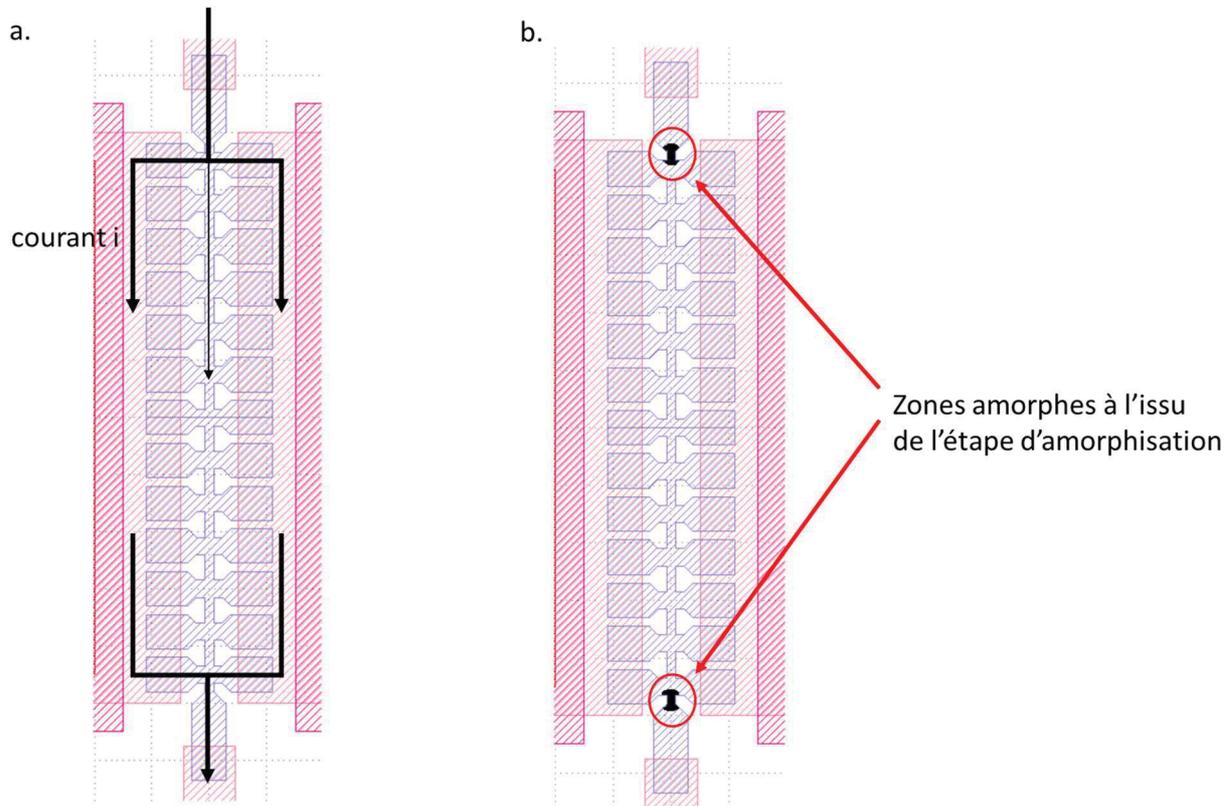


Figure 3-11. Amorphisation du dispositif C4.

A l'inverse, si l'ensemble du dispositif est amorphe, il faut tout d'abord, comme explicité plus haut, appliquer une différence de potentiel de part et d'autre de la zone de GeTe à cristalliser. La Figure 3-12.a donne les différences de potentiel qui vont s'exercer au sein du dispositif. Comme la résistance est plus faible sur le chemin noir que sur le chemin violet, la différence de potentiel sera maximale au niveau du chemin rouge. Le filament qui est issu de cette différence de potentiel va donc se créer au niveau du chemin rouge. Le courant qui va pouvoir circuler et amorcer la cristallisation, passe par ce filament. Au final, les seules zones de GeTe à pouvoir se re-cristalliser sont indiquées Figure 3-12.b ou en Figure 3-12.c en rouge. D'un point de vue RF, le commutateur sera toujours considéré comme OFF ou dans une valeur ON relativement mauvaise.

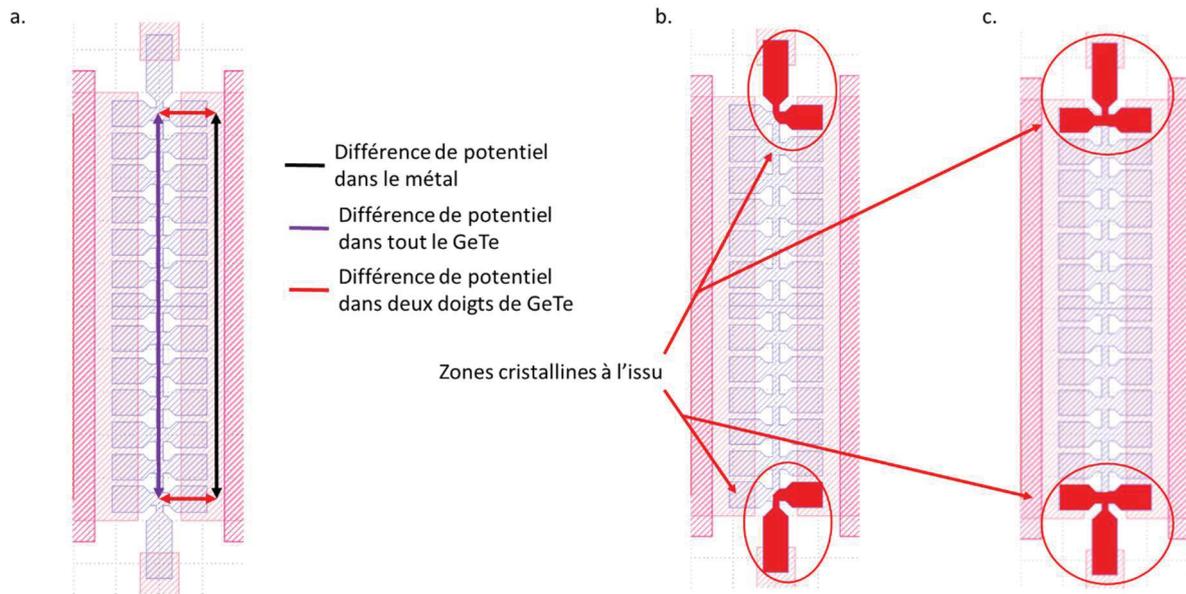


Figure 3-12. Crystallisation du dispositif C4.

Le dispositif C4, ne peut ainsi pas fonctionner d'un point de vue commutation RF. Il aurait fallu se limiter dans le cadre de ce type de design à un seul, ou au maximum à deux doigts (dispositifs C1, C2, C3 - Figure 3-8).

Au contraire, les dispositifs E1 à E4 ne devraient pas subir les mêmes inconvénients. Le fonctionnement du dispositif E1 est donné Figure 3-13.

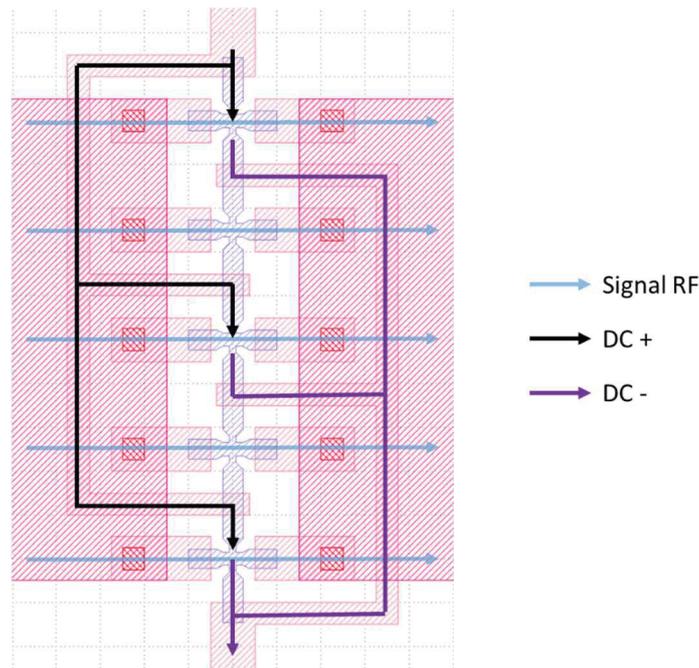


Figure 3-13. Dispositif E1 avec en bleu le chemin suivi par le signal RF, et en noir et violet le chemin suivi par le courant DC.

En théorie, sur ce dispositif, la largeur du dispositif vue par le chemin RF est de $3.0 \mu\text{m}$ alors que, vue par les lignes DC, la largeur n'est plus que de $1.5 \mu\text{m}$, soit une diminution d'un facteur 2 du courant nécessaire à l'amorphisation. Toujours pour l'amorphisation, ce dispositif s'affranchit des problèmes qui apparaissent dans le cas du dispositif C4. C'est bien la zone centrale du GeTe qui sera cristallisée à chaque fois.

De même pour la cristallisation, on a une différence de potentiel entre chaque doigt, permettant ainsi que statistiquement le filament se crée dans chaque doigt, conduisant à la croissance aux interfaces de la zone cristalline

dans chaque doigt et ainsi à une cristallisation globale. Toutefois, il convient de limiter le courant. En effet l'apparition du filament étant un évènement statistique, il est évident qu'un filament apparaîtra en premier dans un des doigts et si le courant n'est pas limité, il est possible que ce dernier conduise à une destruction partielle ou complète du doigt en question.

3.3. Chauffage indirect avec heater – lot 3

Le chauffage indirect est majoritairement utilisé dans l'état de l'art pour réaliser la commutation du GeTe [1], [3]–[5]. Le cahier des charges d'un tel chauffage est relativement simple :

- Permettre au GeTe d'atteindre sa température de fonte pour réaliser l'amorphisation, tout en permettant de réaliser une trempe thermique pour figer le GeTe dans son état désordonné.
- Permettre de chauffer le GeTe à sa température de cristallisation tout en étant suffisamment fiable pour tenir cette température assez longtemps pour cristalliser de manière globale le GeTe.

Dans la littérature [1], il est rapporté que le heater se dégrade rapidement à cause de l'amorphisation, en effet, ce dernier doit permettre au GeTe d'atteindre dans l'ensemble de sa zone active une température de 700°C. Ce qui implique souvent que le heater monte à une température bien supérieure.

Il a donc été décidé de réaliser des motifs avec un heater en tungstène, matériau métallique ayant une bonne tenue en température et en TiN, matériau bien maîtrisé au LETI. Il a également été décidé de choisir différents matériaux servant à la fois de barrière électrique et de conducteur thermique entre le heater et le GeTe comme il a été mentionné dans le chapitre 2.

Si l'on reprend le réticule de la Figure 3-2, le chauffage indirect correspond aux dispositifs de la colonne B, déjà décrits dans le cadre de la partie §3.1. Toutefois, lorsque le heater est inséré, et que les deux niveaux de métaux sont considérés, le dispositif prend une allure différente. Par exemple, le motif B6 de la Figure 3-4.b devient celui représenté Figure 3-14. Il est nécessaire d'amener un signal DC destiné à chauffer le heater. Précisons que les difficultés rencontrées pour chauffer directement le GeTe par un signal DC dédié n'existent plus dans le cas du chauffage indirect, largement documenté dans la littérature.

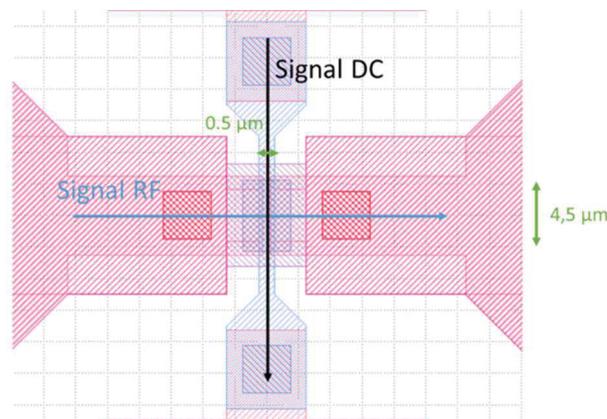


Figure 3-14. Dispositif B6 avec les deux chemins électriques repérés. Les dimensions représentent les dimensions du pad de heater.

Ce chapitre décrit l'ensemble des dispositifs conçus dans le cadre de ce projet. Trois types de dispositifs ont ainsi été fabriqués : des dispositifs du lot 1, dont le changement d'état est réalisé en chauffage direct par les lignes signal ; des dispositifs du lot 2, permettant un changement d'état grâce à leur chauffage direct dédié et enfin des dispositifs du lot 3, possédant une couche de heater pour réaliser le changement d'état.

Chapitre 3

Bibliographic

- [1] N. El-Hinnawy *et al.*, « Origin and Optimization of RF Power Handling Limitations in Inline Phase-Change Switches », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 64, n° 9, p. 3934-3942, sept. 2017.
- [2] G. Navarro, D. Saint-Patrice, L. Alexandre, V. Puyal, et B. Reig, « Switch including a phase change materials based structure where only one part is activatable », janv-2018.
- [3] A. Mennai, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, P. Blondy, et A. Crunteanu, « Bistable RF switches using Ge₂Sb₂Te₅ phase change material », in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, 2015, p. 945-947.
- [4] M. Wang, F. Lin, et M. Rais-Zadeh, « Performance measurements and non-linearity modeling of GeTe phase change RF switches with direct and indirect heating schemes », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-4.
- [5] J. S. Moon *et al.*, « 10.6 THz figure-of-merit phase-change RF switches with embedded micro-heater », in *2015 IEEE 15th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2015, p. 73-75.

Chapitre 4

4. Caractérisation du changement de phase du GeTe

Les chapitres précédents ont permis de décrire les différentes étapes technologiques puis de préciser les réflexions sous-jacentes à la conception du masque. On rappelle qu'il s'agit d'un masque unique permettant de lancer le procédé de fabrication au même moment pour les trois lots puis de sortir successivement les lots 1 puis 2 puis 3 en fonction de l'avancement des étapes.

En suivant, toujours, la numérotation des lots présentés précédemment, nous avons construit ce chapitre de façon séquentielle. La section 1 est dédiée à l'activation directe par la ligne RF. Les résultats présentés sont primordiaux dans la mesure où ils permettront d'établir un lien entre le courant nécessaire à la commande de changement d'état, vers l'amorphisation tout du moins, et les dimensions géométriques du dispositif. Les résultats et interprétations présentées seront confrontés à des simulations thermiques afin de corroborer les lois établies. A notre connaissance, aucune loi n'a jamais été établie permettant d'optimiser la conception d'un dispositif. La section 2 sera consacrée à l'activation directe par chauffage dédié. Enfin la section 3 sera consacrée aux résultats obtenus pour un chauffage indirect.

4.1. Activation directe par la ligne RF – lots 1 et 2

4.1.1. Amorphisation

4.1.1.1. Programmation DC

Le matériel de test est relativement simple : on utilise un générateur de pulses « HP8114A ».

Ce générateur permet de régler la tension en sortie du générateur ainsi que la durée du pulse. Les temps de montée et de descente ne sont pas réglables et définis à 10 ns. Ce temps de descente peut être considéré suffisamment restreint pour figer dans l'état amorphe le GeTe.

On utilise des pointes DC pour amener le pulse sur le wafer. Enfin un « Agilent 4156C », analyseur de paramètre de précision, est utilisé pour lire la valeur de résistance après programmation par le pulse.

Dans un premier temps, les dispositifs sont dans un état cristallin, en effet les recuits de fin de fabrication garantissent la cristallinité du GeTe, comme montré dans le chapitre précédent. Deux épaisseurs de GeTe seront mesurées : 100 nm et 300 nm. On relève donc les différentes valeurs de résistances des dispositifs dans le Tableau 4-1. On indique aussi la valeur moyenne de la largeur de GeTe dans la zone active.

Tableau 4-1 Evolution de la résistance calculée et mesurée dans les différents dispositifs.

Dispositif	Epaisseur (nm)	Largeur (μm)	Longueur (μm)	Volume (μm ³)	Conductivité (kS/m)	Résistance calculée (Ω)	Résistance mesurée (Ω)
A1	100	0.586	1	0.0586	110	155	177
A2	100	1.76	1	0.176	110	51.7	72.0
A3	100	7.62	1	0.762	110	11.9	24.0
A4	100	19.0	1	1.9	110	4.78	11.0
A5	100	2.4	0.5	0.12	110	18.9	30.0
A6	100	4.5	0.5	0.23	110	9.88	15.0
A1	300	0.586	1	0.176	110	51.7	51.0
A2	300	1.76	1	0.528	110	17.2	18.0
A3	300	7.62	1	2.29	110	3.98	5.20
A4	300	19.0	1	5.7	110	1.59	2.50
A5	300	2.4	0.5	0.36	110	6.31	7.60
A6	300	4.5	0.5	0.69	110	3.29	5.00
C6							

Les résistances calculées et les résistances mesurées évoluent bien dans le même sens. La différence peut être expliquée par le fait que même si la principale contribution au niveau de la résistance est celle du GeTe, la résistance de la ligne métallique n'est pas négligeable au moins pour les dispositifs les moins résistifs. Si l'on soustrait la valeur de la résistance mesurée dans le cas de C6, de l'ordre de 1 Ω, on retrouve les valeurs de résistances qui correspondent pour les épaisseurs de 300 nm. Pour les épaisseurs de 100 nm, les différences qui apparaissent sont sans doute dues à des problèmes dans les mesures.

On va chercher dans un premier temps à amorphiser ces dispositifs.

Traditionnellement, dans la littérature, on retrouve l'utilisation de pulses de 100 à 500 ns de durée [1]–[4] mais ceci dans le cas d'un chauffage indirect. On estime que dans le cas d'un chauffage direct, du fait de ne pas avoir à passer par un matériau intermédiaire, les pulses pourraient avoir une durée inférieure. On peut ainsi espérer minimiser la consommation d'énergie de manière importante pour réduire les coûts de changement d'état.

On va utiliser des pulses de 10 ns de temps de montée et descente et de 50 ns de temps de tenue. On rappelle que le générateur de pulse est un générateur de tension, ainsi le calcul du courant de programmation nécessaire à l'amorphisation se mène comme suit :

$$I_a = \frac{V_a}{R_c} \quad (4-1)$$

Avec I_a le courant d'amorphisation, V_a la tension d'amorphisation aux bornes du dispositif et R_c la résistance du dispositif dans son état cristallin.

L'évolution du courant d'amorphisation en fonction du volume de la zone à amorphiser est donnée Figure 4-1 pour deux plaques différentes (GeTe 100 nm et 300 nm).

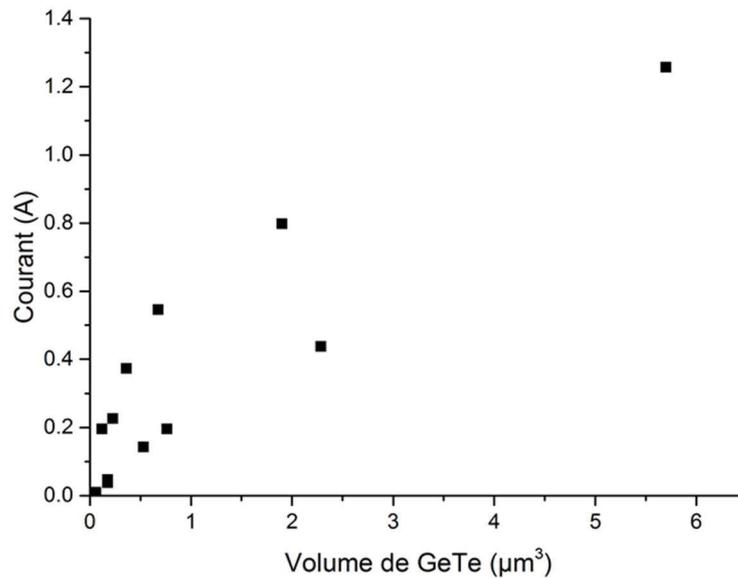


Figure 4-1. Evolution du courant d'amorphisation en fonction du volume de la zone à amorphiser

On remarque que l'évolution affichée n'est pas linéaire. De plus, il semble y avoir deux champs de courbe différents. Cherchons à identifier l'origine de ces deux champs en traçant le courant en fonction de paramètres géométriques différenciés et non plus du volume.

Si on trace cette même évolution de courant en fonction d'une surface (largeur.épaisseur - Figure 4-2 a. et largeur.longueur - Figure 4-2 b.) pour les deux épaisseurs de GeTe différentes de la zone à amorphiser, on remarque que cette évolution n'est toujours pas linéaire.

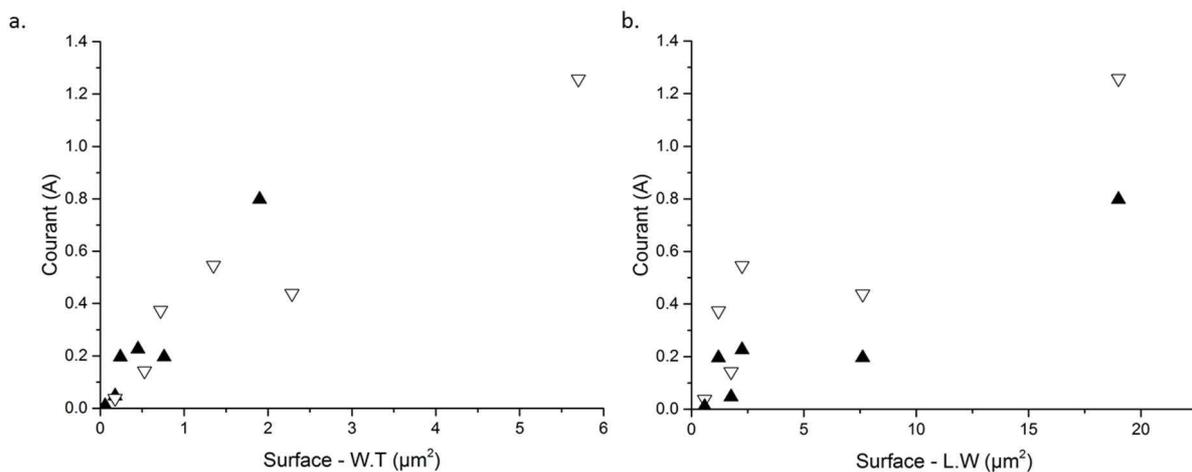


Figure 4-2. Evolution du courant d'amorphisation en fonction de la surface (a) largeur x épaisseur et b) largeur x longueur) de la zone à amorphiser avec en triangles blanc une épaisseur de 300 nm de GeTe et en noir une épaisseur de 100 nm..

Si on s'intéresse à tracer le profil du courant d'amorphisation en fonction de la largeur de la zone active de GeTe (Figure 4-3), on vérifie cette fois-ci que pour une même longueur et une même épaisseur de GeTe, on a bien une évolution linéaire du courant en fonction de la largeur pour $L = 1 \mu\text{m}$.

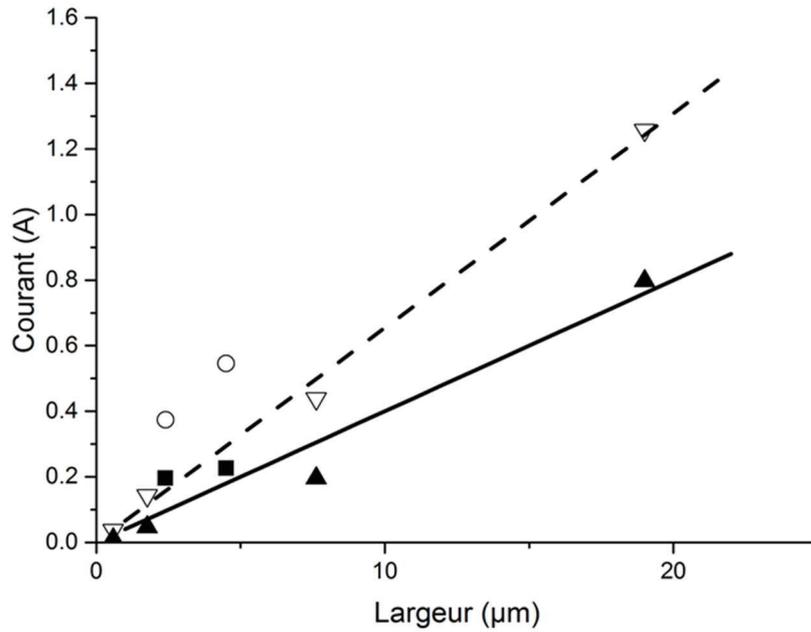


Figure 4-3. Evolution du courant d'amorphisation en fonction de la largeur de GeTe dans la zone active. Avec des symboles vides pour du GeTe de 300 nm d'épaisseur et des symboles pleins pour du GeTe de 100 nm. La longueur de zone active varie de 0.5 µm (carré et rond) à 1 µm (triangles). La courbe en pointillé (traits pleins) est une courbe linéaire associée à une épaisseur de 300 nm (100 nm) de GeTe. Dispositifs A1 à A6 dans les deux épaisseurs.

Les courbes associées à ces évolutions sont données :

$$I_a^{300nm} = 0,065. W \quad (4-2)$$

$$I_a^{100nm} = 0,04. W \quad (4-3)$$

Avec I_a^{300nm} et I_a^{100nm} resp. les courants à 300 nm et 100 nm de GeTe, exprimé en A, W la largeur de la zone active de GeTe exprimé en µm.

On peut remarquer que le ratio $0,065/0,04 \sim 1,7 \sim \sqrt{3}$, soit la racine du rapport d'épaisseur. Ainsi, on observe que, pour $L = 1 \mu m$, si l'on trace le courant en fonction du produit $W. T^{1/2}$, on obtient une évolution linéaire (Figure 4-4), dont l'équation s'écrit comme suit :

$$I_a(W, T) = 0,123. W. T^{1/2} \quad (4-4)$$

Avec $I_a(W, T)$ le courant d'amorphisation d'un dispositif en fonction de la largeur W exprimée en µm et de l'épaisseur T exprimée en µm.

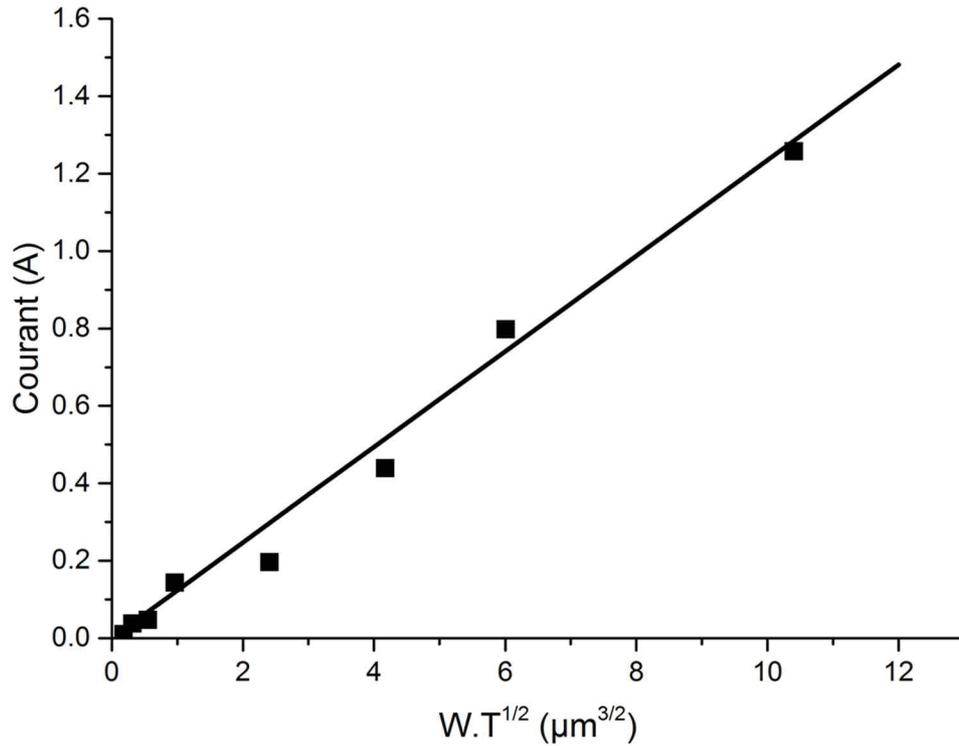


Figure 4-4. Evolution du courant d'amorphisation en fonction du produit $W.T^{1/2}$ pour la longueur $L=1 \mu\text{m}$. Dispositifs A1 à A4 dans les deux épaisseurs.

Il n'est pas aisé de travailler avec des longueurs de $0,5 \mu\text{m}$. Afin de vérifier s'il existe une dépendance du courant d'amorphisation avec la longueur, on décide d'exploiter l'évolution du courant d'amorphisation des dispositifs Q1, Q2, R1 et R2 en fonction de la longueur sur la Figure 4-5.

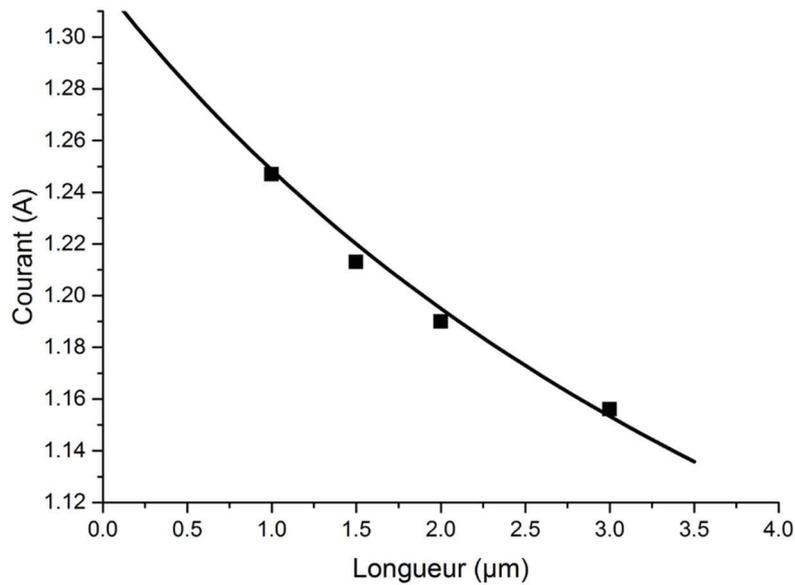


Figure 4-5. Evolution du courant d'amorphisation pour les dispositifs Q1, Q2, R1 et R2 en fonction de la longueur. $W = 32 \mu\text{m}$. $T = 100 \text{ nm}$.

Le profil du courant est atypique et l'extrapolation de la courbe a la forme suivante :

$$I_a^{longueur} = 3 \cdot \frac{1}{L+6} + 0,82 \quad (4-5)$$

avec $I_a^{longueur}$ le courant d'amorphisation en A, en fonction de la longueur L , exprimé en μm , pour $W = 32 \mu\text{m}$ et $T = 100 \text{ nm}$.

On observe donc que le courant d'amorphisation décroît quand la longueur de GeTe augmente.

4.1.1.2. Conclusion sur la dépendance géométrique du courant d'amorphisation

Si la variation linéaire du courant avec la largeur semble intuitive, la variation du courant avec la longueur l'est presque tout autant. En effet, une explication plausible vient des électrodes métalliques qui se comportent comme des masses thermiques. Plus elles sont éloignées l'une de l'autre (grand L), plus la zone au centre du GeTe est éloignée de ces masses thermiques et plus cette zone centrale de GeTe va monter facilement en température. Le courant nécessaire pour chauffer le cristal avant de le figer dans l'état amorphe sera donc plus faible pour des grandes longueurs. Idéalement les lois de diffusion de la chaleur sont en $\exp(-aL)$, ce qui au premier ordre peut être approximé par une indépendance inverse avec la longueur. Cette loi sera développée au sein de la partie simulation thermique. Enfin la variation avec la racine de l'épaisseur confirme que les effets d'interface se font sentir pour ces films minces. L'extrapolation en $\sqrt{T_{GeTe}}$ doit être confortée par des simulations thermiques car il n'est pas réaliste de conclure sur seulement deux épaisseurs. Il est probable également qu'une variation en $\sqrt{T_{GeTe}}$ soit une approximation, peu valable dans une grande gamme d'épaisseur mais réaliste dans le cadre des faibles épaisseurs, à savoir que 300 nm pour du GeTe est déjà considéré comme une forte épaisseur pour ce matériau.

4.1.1.3. Simulations thermiques

Si l'on cherche à comprendre le comportement électrique des dispositifs à base de GeTe, le changement d'état étant dépendant des conditions de températures, niveau atteint et durée de refroidissement notamment, il est indispensable de réaliser des simulations thermiques afin d'établir des modèles, validés expérimentalement.

Dans un second temps, si l'on cherche à optimiser les designs, il est alors utile de pouvoir estimer les tendances à partir des lois établies. Plus les modèles seront justes, plus le design sera rapide et moins le temps de prototypage sera long.

En ayant ces objectifs en tête, il est décidé de réaliser deux types de simulations avec le logiciel COMSOL – logiciel de simulation multiphysique :

- Des simulations avec un chauffage direct : utiliser les lignes RF (lots 1 ou 2) ou des lignes d'amenée DC (lot 2) afin de réaliser le changement d'état.
- Des simulations de chauffage indirect (lot 3) : utiliser un heater destiné à propager la chaleur dans le GeTe.

Une simulation 2D est réalisée dans un premier temps afin de comprendre le comportement des dispositifs à chauffage direct. Seule la configuration série a été étudiée mais ses résultats pourront directement être transférés aux configurations shunt. La coupe graphique est donnée Figure 4-6.

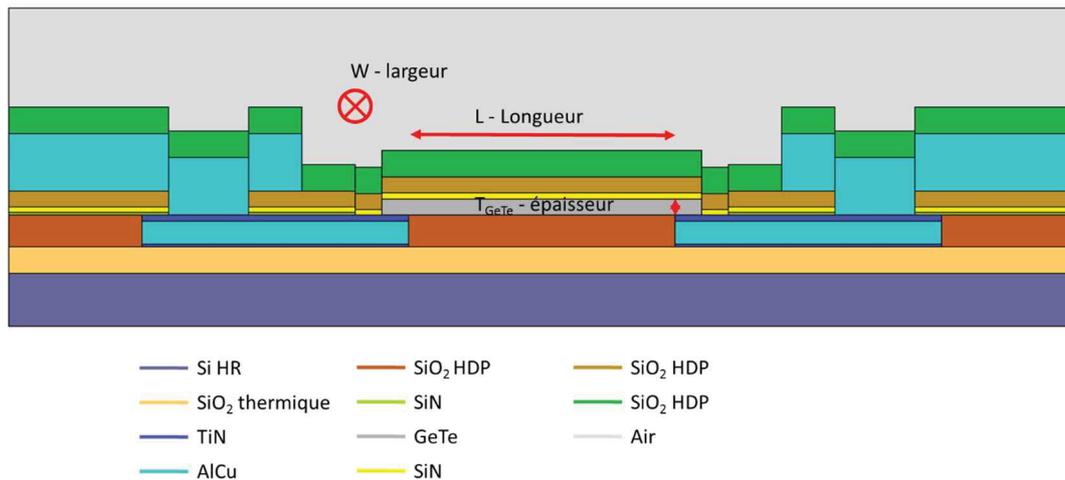


Figure 4-6. Simulation 2D du chauffage direct pour un lot 2 complet.

L'empilement technologique simulé est le même que pour un lot 2 complet. Il est à noter que la zone simulée n'est que de 20 μm de long (au lieu de 700 μm en moyenne pour les dispositifs réalisés) et que la taille de substrat représentée est de 1 μm seulement (au lieu de 725 μm). Il est possible de restreindre la simulation à ces dimensions car, d'un point de vue thermique et électrique (DC), il n'y a que très peu d'influence du substrat. De plus la majorité de la chute de tension a lieu au sein de cette zone d'influence de 20 μm : la conductivité électrique et thermique des métaux étant très bonne, il y a également peu d'influence électrique et thermique dans les 680 μm de part et d'autre de la zone ciblée.

Afin de visualiser l'influence de la géométrie, il est décidé de faire évoluer, lors des simulations les dimensions W (largeur), L (Longueur) et $\sqrt{T_{\text{GeTe}}}$ (épaisseur).

L'amorphisation étant un mécanisme complètement thermique, il est modélisable à l'aide des outils dont nous disposons. A l'inverse, dans le cadre d'un chauffage direct, la cristallisation est régie par un mécanisme statistique puis de croissance aux interfaces – nous ne sommes pas en mesure dans le cadre de ces travaux de thèse de modéliser la cristallisation obtenue par une simulation thermique directe.

Le module de changement d'état du logiciel COMSOL étant indisponible au CEA, il a fallu modéliser manuellement ce dernier. Le passage de l'état cristallin à l'état amorphe s'effectue en deux phases : de cristallin à fondu puis de fondu à amorphe. On va considérer que la fonte du matériau intervient à 1000 K dans la suite de l'étude. Des discussions menées au sein des équipes mémoires semblent justifier que lors de la fonte, la conductivité thermique du GeTe (liquide du coup) évolue fortement vers une valeur plus élevée lorsque le matériau est cristallin.

Dans un premier temps, afin de réaliser ce type de profil, il est décidé d'utiliser une courbe en tangente hyperbolique telle que sur la Figure 4-7 en bleu. Afin de distinguer la température T , de l'épaisseur T , on précisera par la suite pour cette dernière T_{GeTe} .

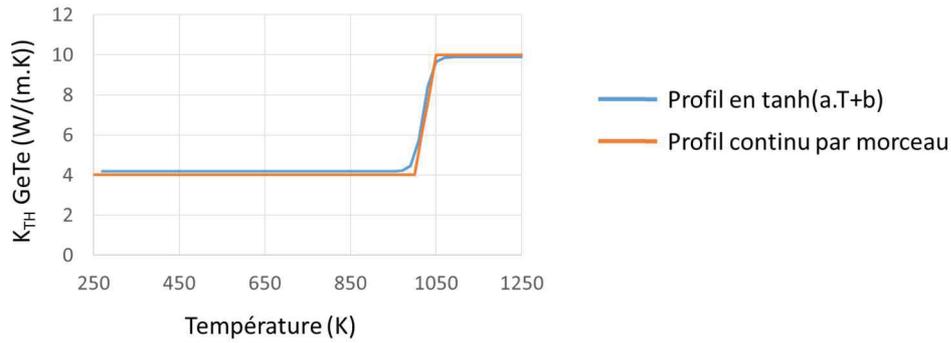


Figure 4-7. Evolution de la conductivité thermique du GeTe en fonction de la température avec le profil en tanh en bleu et le profil continu par morceau en orange.

L'équation de la courbe bleue est donnée en (4-6) avec A, B, C, D et E des coefficients arbitraires.

$$K_{TH} = A (\tanh(B.T + C) + D) - E \tag{4-6}$$

Il s'est avéré que réaliser des simulations avec ce type de profil évoluant en fonction de la température était beaucoup trop lourd pour réaliser des simulations avec des évolutions paramétriques. Il a donc été décidé de se rebattre sur un profil plus rapide à traiter par le simulateur (4-7).

$$K_{TH} = \begin{cases} 4 & \text{pour } T < 1000 \text{ K} \\ \frac{6}{50} \cdot T - 116 & \text{pour } 1000 \text{ K} < T < 1050 \text{ K} \\ 10 & \text{pour } T > 1050 \text{ K} \end{cases} \tag{4-7}$$

Dans la suite des études de simulation thermique, c'est le profil qu'on utilisera.

4.1.1.3.1. Etude en largeur

Dans un premier temps, il est choisi de faire évoluer la largeur W du dispositif, on fixe l'épaisseur de GeTe à $T_{GeTe} = 300 \text{ nm}$ et la longueur de zone active à $L = 1 \mu\text{m}$. On place des ports de part et d'autre du dispositif comme indiqué dans la Figure 4-8. On utilise le simulateur physique « courants électriques » pour simuler la présence de ports aux accès métalliques. Le simulateur physique « transferts de chaleur dans les solides » permet de simuler le comportement thermique dans le dispositif. Enfin un couplage multiphysique a lieu afin de simuler l'influence du courant électrique sur la température au sein du dispositif.

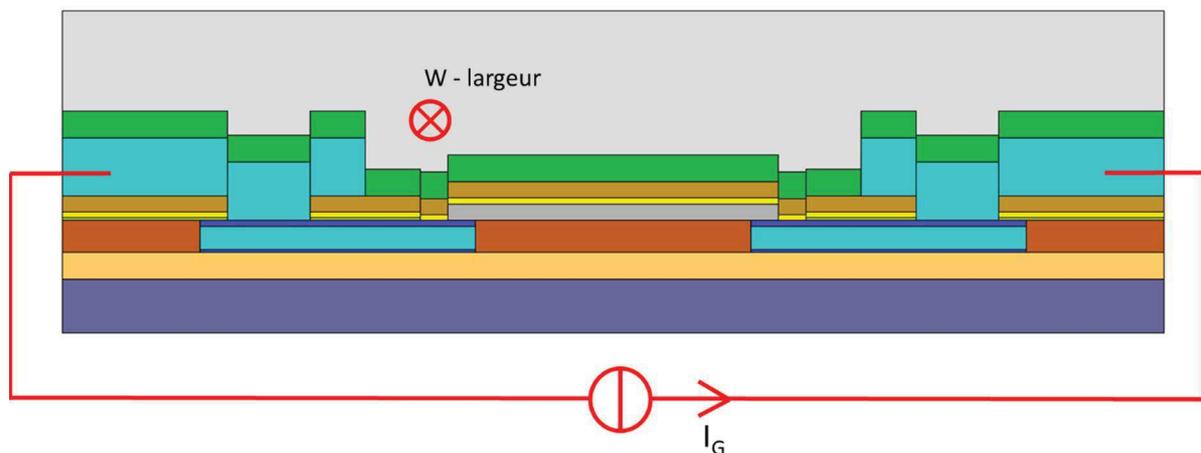


Figure 4-8. Configuration de simulation du chauffage direct.

Le courant est envoyé suivant un échelon simulant le générateur de pulse utilisé lors des mesures. Les mêmes temps de montée, de tenue et de descente (10, 100 et 10 ns) sont utilisés.

Un relevé de température est effectué à 110 ns, soit juste avant l'arrêt du générateur de pulse. Ce relevé, donné en Figure 4-9.a illustre les zones à plus de 800°C, au-dessus de la température de fusion.

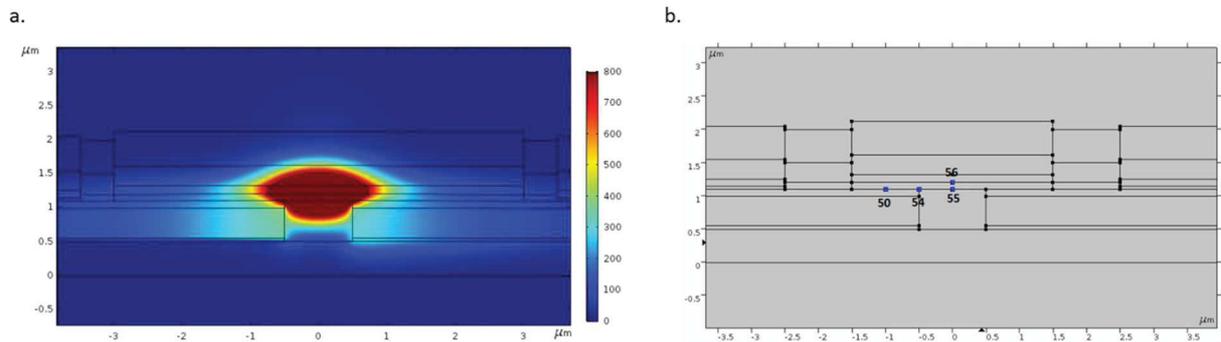


Figure 4-9. a. Relevé de température à 110 ns, pour une largeur de 21 μm et un courant de 0.5 A. b. Différents points de relevé de température au sein du dispositif.

Des relevés de température sont effectués à différents point du dispositif (Figure 4-9.b) et sont donnés Figure 4-10.

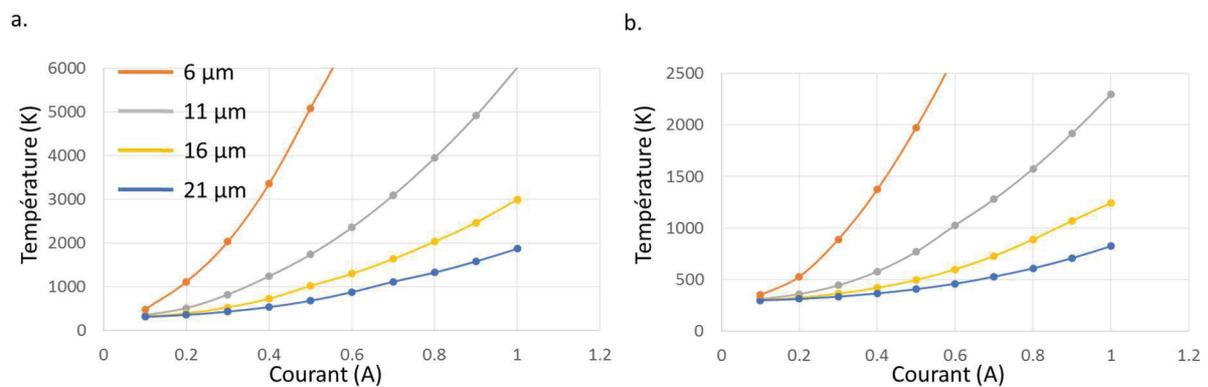


Figure 4-10. Evolution de la température en fonction du courant pour différentes largeurs de dispositif. a. Au niveau du point 54. b. Au niveau du point 50.

Une extrapolation de ces courbes permet de retrouver les équations de l'évolution du courant en fonction de la température. Le profil est quadratique de la forme $T = A \cdot I^2 + B$ avec A un coefficient propre à chaque largeur, T la température en Kelvin, I le courant nécessaire pour atteindre cette température en ce point, et B une constante égale à 293 K, soit la température initiale du dispositif. Afin de vérifier la dépendance linéaire du courant d'amorphisation (celui permettant d'atteindre la température de fonte finalement) avec la largeur, il est intéressant de mettre en rapport cette largeur avec le courant pour une même valeur de température atteinte tel que dans le Tableau 4-2.

Tableau 4-2. Comparaison entre les rapports de largeur et de courant pour différentes températures.

Largeur (µm)	Température (K)	Courant (A)	Rapport Largeur	Rapport Courant
6	989	0.32		
11	995	0.59	1.83	1.84
16	1002	0.86	1.45	1.46
21	992	1.13	1.31	1.32
6	809	0.28		
11	806	0.51	1.83	1.81
16	807	0.76	1.45	1.49
21	801	0.98	1.31	1.29
6	700	0.25		
11	706	0.46	1.83	1.84
16	699	0.67	1.45	1.46
21	698	0.88	1.31	1.31
6	494	0.18		
11	496	0.33	1.83	1.83
16	501	0.49	1.45	1.48
21	498	0.64	1.31	1.31

Il apparait, comme attendu, une évolution linéaire du courant avec la largeur des dispositifs, à différentes températures, ce qui avait déjà été observé dans la première partie de ce chapitre : un dispositif quatre fois plus large nécessitera quatre fois plus de courant pour atteindre la même température. Ainsi pour atteindre la température de fusion de 1000 K, il faut 0.32 A pour un dispositif de 6 µm de large contre 1.13 A pour un dispositif de 21 µm de large.

On cherche à comparer ces résultats de simulation aux résultats de mesure. On va considérer que la température de fusion du GeTe ($\approx 700^\circ\text{C}$) correspond à la température atteinte durant la programmation. Il arrive alors, au point 50 :

$$I_a^{300nm} = 0,054. W \quad (4-8)$$

Avec I_a^{300nm} le courant nécessaire à l'amorphisation du dispositif en A et W la largeur du dispositif en µm.

La Figure 4-11 présente une comparaison de l'évolution des courants d'amorphisation mesurés et simulés en fonction de la largeur de la zone active du dispositif. On observe que même si mesures et simulations ne s'accordent pas parfaitement, le comportement reste similaire. Trois hypothèses peuvent expliquer le désaccord de 20% observé :

- La température de programmation (fonte) est plus élevée que celle attendue.
- Le courant de programmation utilisé lors des mesures n'est pas le courant minimal à utiliser pour produire le changement d'état.
- Le point choisi dans la simulation pour le relevé en température n'est peut-être pas le plus optimal.

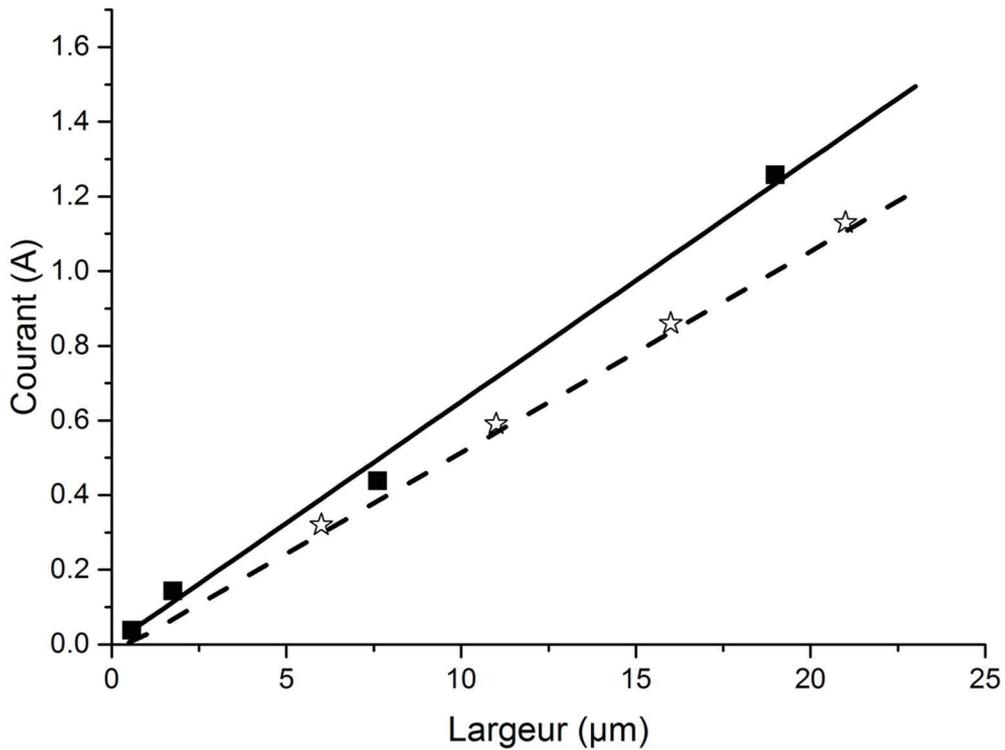


Figure 4-11. Courant de programmation en fonction de la largeur du dispositif pour la simulation et la mesure avec en carré les points de mesure, en trait plein la courbe linéaire associée, en étoiles la simulation thermique et en traits pointillés la courbe linéaire associée.

4.1.1.3.2. Etude en épaisseur

On s’intéresse maintenant à faire varier l’épaisseur des dispositifs (deux épaisseurs sont disponibles à la mesure : 100 et 300 nm) ; on fixe pour cela la longueur du dispositif à 1 µm et la largeur à 20 µm.

Trois valeurs d’épaisseur sont simulées : 100, 200 et 300 nm. Les résultats de simulation sont donnés Figure 4-12 au point 54 en a et au point 50 en b.

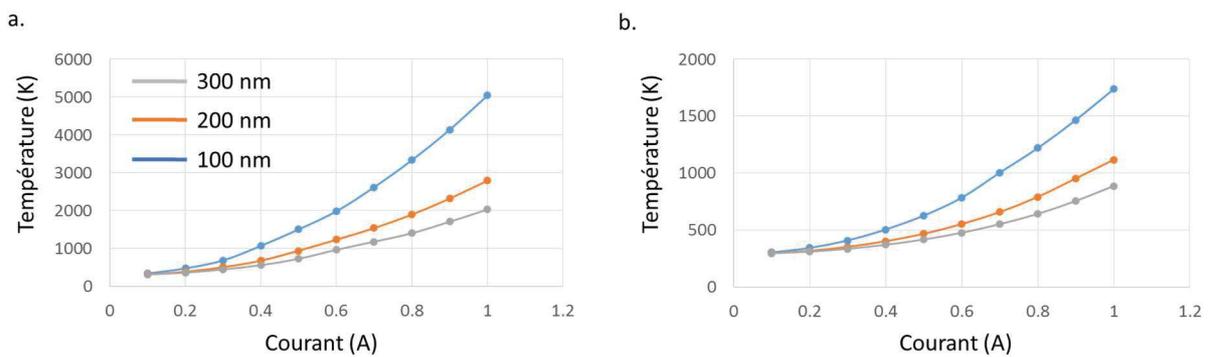


Figure 4-12. Evolution de la température en fonction du courant pour différentes épaisseurs de GeTe. a. Au niveau du point 54. b. Au niveau du point 50.

De manière générale, à courant égal, un dispositif moins épais sera plus chaud. Comme précédemment, on cherche à dresser un tableau d’évolution du courant en fonction de l’épaisseur et on compare les rapports adéquats.

Tableau 4-3. Comparaison entre les rapports d’épaisseur et de courant pour différentes températures.

Epaisseur (nm)	Température (K)	Point	Courant (A)	Rapport Epaisseur	Rapport Courant	Epaisseur ^{1/2} (μm ^{1/2})	Rapport Epaisseur ^{1/2}
100	888	50	0.65			0.32	
200	888	50	0.86	2	1.32	0.45	1.41
300	888	50	1.0	1.5	1.16	0.55	1.22
100	973	50	0.69			0.32	
200	973	50	0.91	2	1.31	0.45	1.41
300	973	50	1.06	1.5	1.16	0.55	1.22
100	1100	54	0.41			0.32	
200	1100	54	0.56	2	1.37	0.45	1.41
300	1100	54	0.67	1.5	1.20	0.55	1.22
100	973	54	0.38			0.32	
200	973	54	0.51	2	1.34	0.45	1.41
300	973	54	0.60	1.5	1.18	0.55	1.22
100	973	55	0.25			0.32	
200	973	55	0.34	2	1.36	0.45	1.41
300	973	55	0.40	1.5	1.18	0.55	1.22
100	973	56	0.26			0.32	
200	973	56	0.36	2	1.38	0.45	1.41
300	973	56	0.45	1.5	1.25	0.55	1.22

D'après les simulations et les résultats présents dans le Tableau 4-3 un dispositif deux fois plus épais ne nécessitera pas deux fois plus de courant pour atteindre la même température. L'évolution du courant semble suivre la racine de l'évolution de l'épaisseur. Ainsi un dispositif trois fois plus épais ne nécessitera qu'environ 1.7 fois plus de courant. Dans une optique d'optimisation, et comme observé précédemment : un dispositif trois fois plus épais est trois fois moins résistif, de même qu'un dispositif trois fois plus large est trois fois moins résistif, mais contrairement à un dispositif trois fois plus large (Tableau 4-2), un dispositif trois fois plus épais (Tableau 4-3) ne nécessite pas trois fois plus de courant pour atteindre la température de fonte.

On cherche de nouveau à comparer ces résultats de simulation aux résultats issus des mesures.

Comme précédemment, on se place au point 50 pour effectuer ces comparaisons, même s'il est difficile de choisir quel est le point le plus optimal.

Il vient :

$$I_a^{20\mu m} = 1,62 \cdot T_{GeTe}^{1/2} \quad (4-9)$$

Avec $I_a^{20\mu m}$ le courant de programmation exprimé en A et T_{GeTe} l'épaisseur de GeTe exprimée en μm.

Dans le cas des mesures, on a :

$$I_a^{19\mu m} = 1,92 \cdot T_{GeTe}^{1/2} \quad (4-10)$$

Si on cherche, comme précédemment, à intégrer la dépendance en W et en T_{GeTe} dans la même équation, il vient finalement :

$$I_a(W, T_{GeTe}) = 0,099 \cdot W \cdot T_{GeTe}^{1/2} \quad (4-11)$$

Avec $I_a(W, T_{GeTe})$ le courant de programmation en A, en fonction de W , la largeur du dispositif en μm et T_{GeTe} , l'épaisseur de GeTe en μm.

4.1.1.3.3. Etude en longueur

On s'intéresse finalement à l'évolution du courant de fonte en fonction du troisième et dernier paramètre géométrique : la longueur de la zone active de GeTe.

Les points de mesure de température sont différents de précédemment : en effet, la géométrie du dispositif va fortement évoluer, on définit alors les nouveaux points de mesure sur la Figure 4-13 a. Il est important de noter ici

que la position des points est fixe : le point 58 sera toujours au centre du dispositif, le point 52 sera toujours à 1 μm du centre.

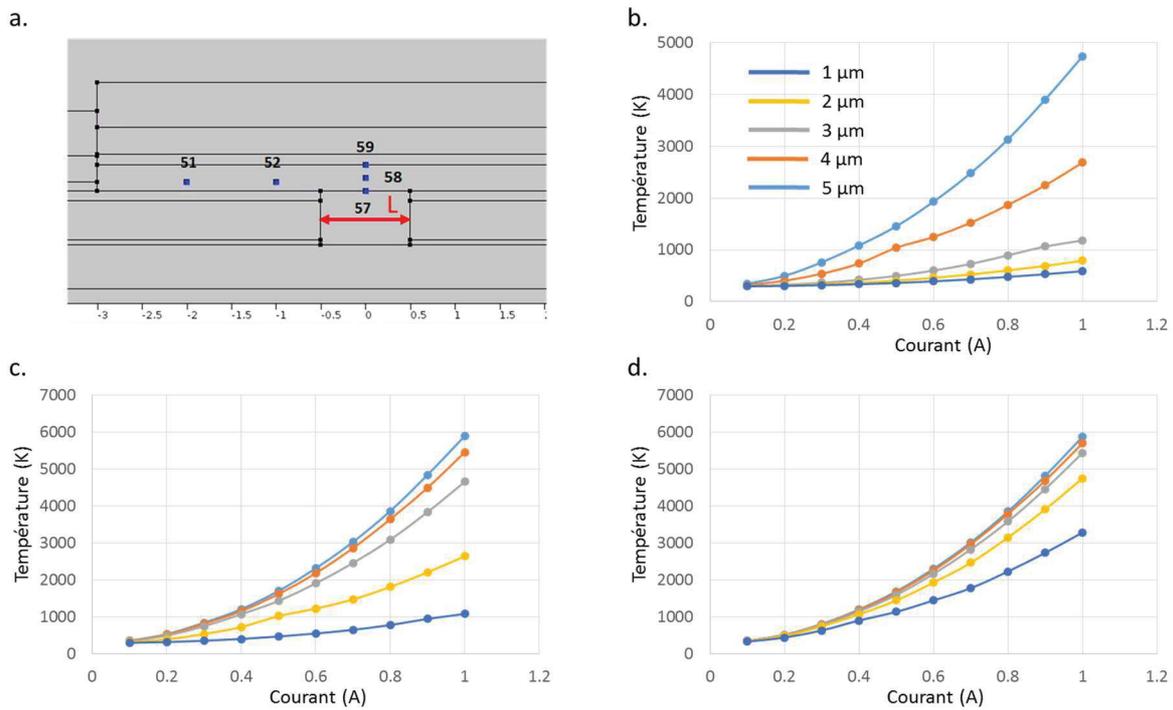


Figure 4-13. a. Différents points de mesure de la température dans le dispositif. b, c, d. Evolution de la température respectivement aux points 51, 52 et 58 en fonction du courant dans le dispositif.

On observe, que plus la zone active du dispositif est longue, plus il est facile de monter en température. La cause de ce phénomène est la présence de métal qui va évacuer la chaleur. Au niveau du point 58, qui est le point central, on visualise l'apparition d'une « saturation » de l'évacuation de la chaleur par le métal. En effet, pour les dispositifs qui font plus de 3 μm de long, la température au point 58 est quasiment la même qu'elle que soit la longueur. Ceci est valable pour tous les points de courant. A partir de 3 μm de long, on peut dire que la zone centrale est confinée et que le métal n'intervient plus pour évacuer la chaleur.

On cherche à vérifier les assertions attendues expérimentalement. Pour ce faire, afin de disposer de plusieurs éléments de comparaison, tout en simplifiant l'observation, nous allons nous focaliser sur les points d'observation 58, au centre de la zone active entre les deux électrodes, et 51, en bout de zone de GeTe. Nous avons confirmé avec l'équation $I_a^{19\mu m} = 1,92 \cdot T_{GeTe}^{1/2}$ (4-10) le lien existant entre le courant de fonte et l'épaisseur du GeTe, T_{GeTe} , que nous avons observé expérimentalement (équation $I_a(W, T) = 0,123 \cdot W \cdot T^{1/2}$ (4-4)). En traçant la température en fonction du courant pour 300 nm de GeTe et en fonction du courant pondéré par $\sqrt{3}$ pour 100 nm de GeTe, il vient la Figure 4-14. Au point 58, le modèle semble correspondre correctement. Au point 51, pour de fortes longueurs, le modèle correspond relativement bien, si la longueur de la zone active entre les deux électrodes est plus faible, le modèle n'est plus valable car l'influence du métal sur la température dans le GeTe est plus importante pour les faibles épaisseurs de GeTe.

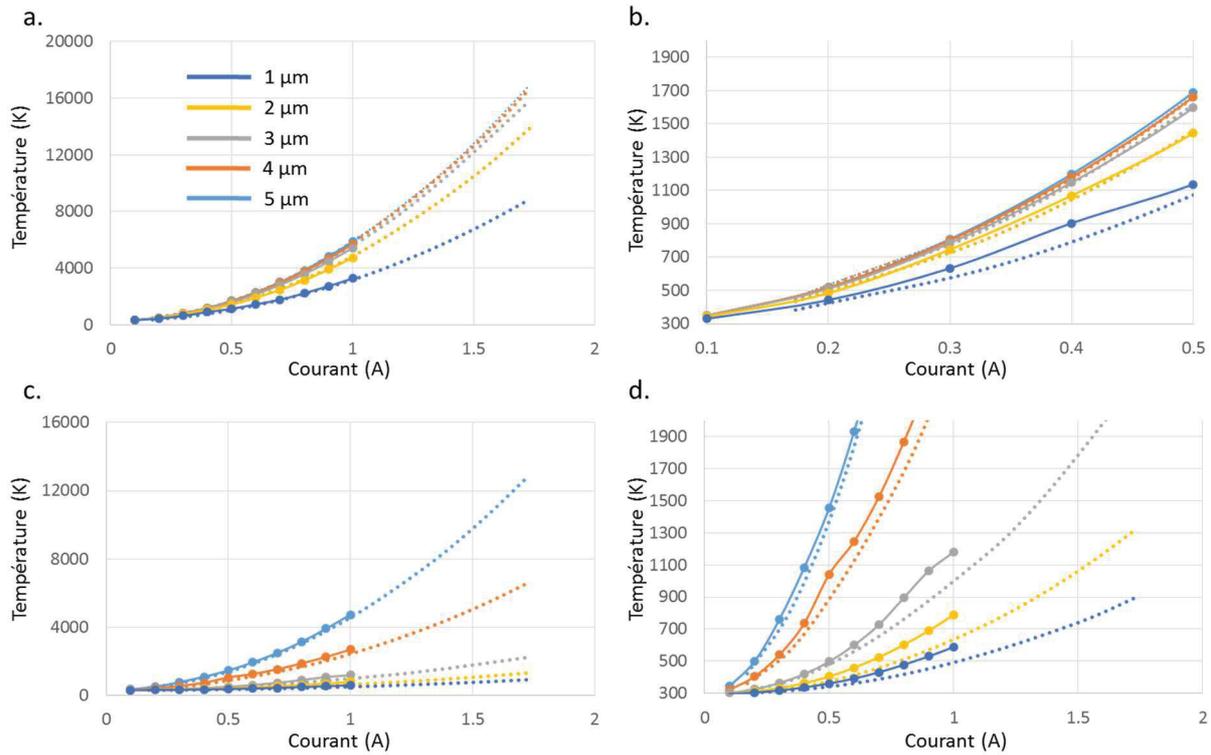


Figure 4-14. Température en fonction du courant pour 300 nm de GeTe en traits plein, pour 100 nm de GeTe pondéré par la racine du rapport des épaisseurs en pointillés. a, b. Au point 58. c, d. Au point 51.

La Figure 4-15 donne le profil de la température de fonte dans le dispositif aux points 58, 52 et 51, en fonction de la longueur, L de GeTe.

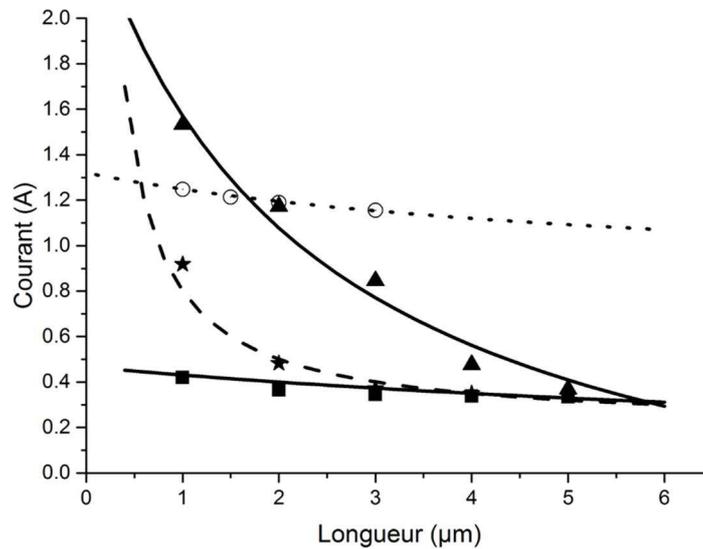


Figure 4-15. Profil du courant de fonte simulé en fonction de la longueur de GeTe.
 Point 58 avec des carrés et son extrapolation en trait plein,
 Point 52 avec des étoiles et son extrapolation avec des tirets,
 Point 51 avec des triangles et son extrapolation en trait pleins.
 Profil du courant d'amorphisation mesuré avec des cercles et son extrapolation en pointillé.

On observe que suivant le point auquel on se place, le profil de température est totalement différent, en effet on est dans des zones différentes du dispositif :

- au point 58, la zone est confinée sans métal autour pour dissiper la chaleur, et ce quel que soit L . Toute l'énergie thermique reste concentrée autour du point 58 et finalement il suffit d'une intensité relativement faible de courant pour accumuler la chaleur suffisante à la fonte.
- au point 52, lorsque L est faible, c'est-à-dire à environ $1 \mu\text{m}$, la présence de métal en grande quantité joue le rôle de masse thermique, ce qui nécessite logiquement plus de courant pour atteindre la température de fonte. Quand L est important, l'inertie thermique de la zone centrale de GeTe joue un rôle également et des niveaux de courant plus faible permettent d'atteindre un niveau la chaleur accumulée au point 52 suffisant pour la fonte malgré la présence de la masse thermique.
- au point 51, ce comportement physique est encore plus marqué.

La courbe tracée à partir des résultats de mesure suit la même loi, mais avec un rapport 3 sur la valeur de ce point 58. En effet, en ce qui concerne les mesures, on ne se place pas à un point fixe central. Toutefois, si on se place à $L = 1 \mu\text{m}$, on peut voir que le courant que l'on envoie dans le dispositif permet de chauffer jusqu'à la fonte un point situé entre les points 51 et 52.

Enfin, il est important de noter qu'il n'y a pas que la partie chauffée à prendre en compte dans l'amorphisation, mais aussi le refroidissement. Hélas, cet aspect de simulation n'a pas pu être effectué dans le cadre de ma thèse, c'est une piste de recherche à creuser dans l'objectif de modéliser complètement le comportement thermique de ces commutateurs.

4.1.1.4. Caractérisation optique

Il a été décidé de caractériser les zones amorphisées par diverses méthodes. Le but de ces mesures est de visualiser si l'amorphisation d'un dispositif est complète dans toute la zone active ou si elle possède des défauts et de mesurer la zone effective amorphe pour en tirer deux informations :

- La longueur de zone amorphe nous donne une information sur la conductivité du matériau à l'état amorphe après mesure de la résistance électrique du dispositif.
- La longueur de zone amorphe, ou la présence de défauts (cristaux au sein de la zone amorphe) nous renseigne sur la tension seuil V_{TH} que va tenir le dispositif avant de se recristalliser.

La Figure 4-16 a. présente la zone de GeTe dans un dispositif de type A4 ($19 \mu\text{m}$ par $3 \mu\text{m}$) à la livraison, c'est à dire un dispositif 100% cristallin. En b. une zone en gris plus foncé indique la zone qui va être amorphisée, on estime qu'elle est de $19 \mu\text{m}$, soit la largeur du GeTe par $1 \mu\text{m}$, soit la longueur L du GeTe. On va chercher à mesurer cette longueur de manière exacte. Enfin, en c, il est possible que des défauts subsistent lors de l'amorphisation : des cristaux de GeTe impossible à faire fondre ou qui se refroidisse suffisamment lentement pour permettre une recristallisation parasite.

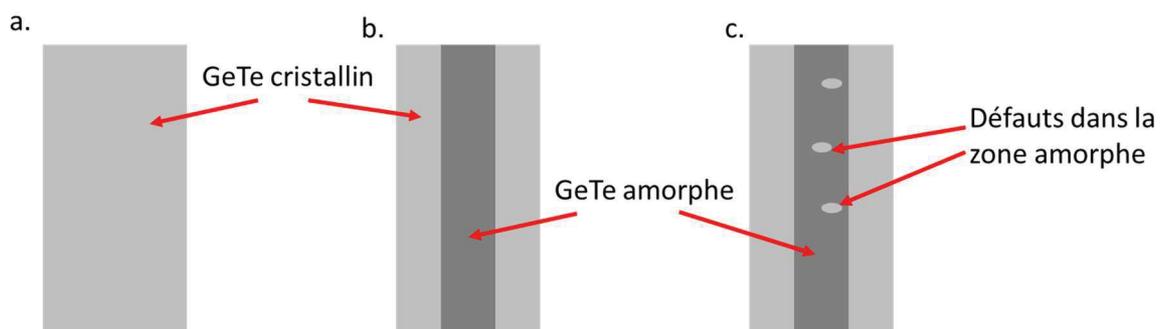


Figure 4-16. a. Zone de GeTe complètement cristalline. b. Zone de GeTe partiellement amorphisée. c. Zone de GeTe partiellement amorphisée possédant des défauts.

Afin de faire ces caractérisations, deux types de mesure vont être effectuées : une mesure par spectroscopie Raman et une mesure par diffraction de rayon X à l'ESRF (European Synchrotron Radiation Facility) de Grenoble.

4.1.1.4.1. Mesure microscope optique

Avant de faire ces observations Raman ou par diffraction X, la première mesure à mettre en oeuvre est évidemment une caractérisation au microscope optique. En effet, le GeTe change d'aspect optique entre ses deux états stables. Le grossissement de cet appareil étant de 2000, il limite la précision de mesure. Toutefois, on visualise

bien sur la Figure 4-17 b. la zone amorphe au centre de la zone active, plus terne que la zone cristalline sur l'extérieur.

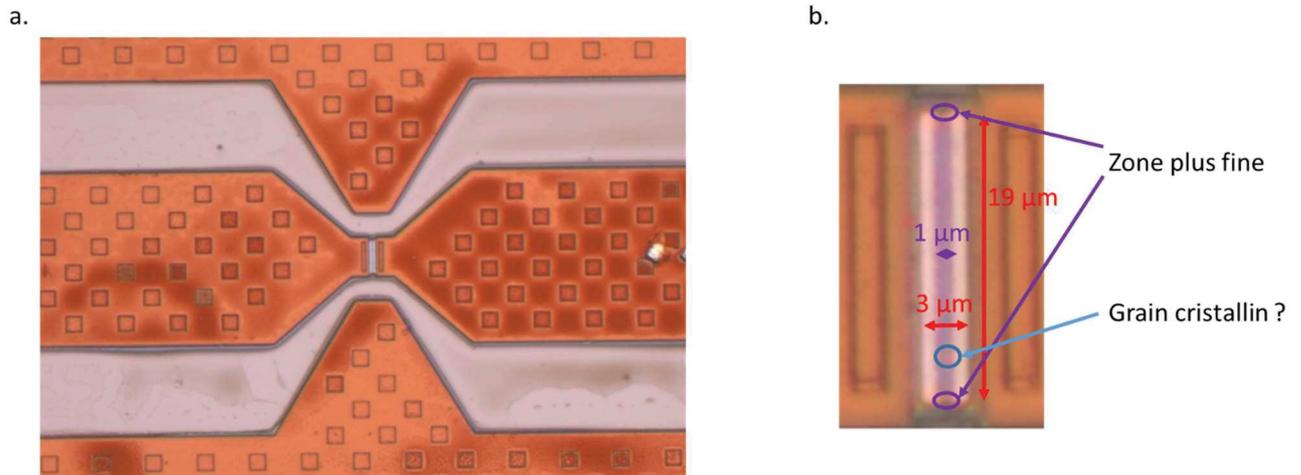


Figure 4-17. a. Dispositif A4 sous grossissement de 50 après nettoyage chimique non destructif. b. Dispositif A4 en grossissement 2000.

Bien qu'il soit difficile d'avoir une précision importante dans la mesure on peut estimer, que comme attendu la longueur de zone amorphe est d'environ 1 μm ce qui est en accord avec la géométrie du dispositif. On remarque également que la démarcation entre les différentes zones est franche. Enfin on peut s'interroger sur une zone qui semble un peu moins terne dans le GeTe amorphe et qui est signalée sur la Figure 4-17 b. avec un cercle bleu et qui pourrait être un grain de GeTe cristallin dans la zone amorphe.

Il semble également sur l'observation optique que les bords du GeTe en haut et en bas, aient des zones amorphes moins longues.

Plusieurs observations de ce type ont été effectuées sur différents dispositifs et il apparait à chaque fois que la zone amorphe est conforme à ce qui était attendu.

Finalement, si les observations optiques ne donnent pas de précision importante sur la longueur de zone amorphe, elles ont le mérite de donner une idée de cette longueur et d'une éventuelle présence de grains cristallins dans la zone amorphe du GeTe.

4.1.1.4.2. Mesure Raman

La spectroscopie Raman est un type de mesure non destructif qui permet d'observer la composition moléculaire d'un matériau ainsi que de la caractériser. Le phénomène physique qui régit principalement cette mesure est celui selon lequel un milieu va très légèrement modifier la fréquence de la lumière qui y circule. Ainsi, réaliser une mesure Raman revient à envoyer une lumière monochromatique dans un matériau et d'analyser la lumière diffusée.

Dans [5] sont données les différents pic du GeTe, ce qui permet d'avoir une référence dans l'objectif de réaliser une mesure sur nos dispositifs. En effet ce type de mesure peut être relativement long si on cherche à avoir de la précision dans les mesures et que l'on doit travailler à basse puissance, comme c'est le cas pour nos dispositifs. En effet, on se limite à une puissance de l'ordre du mW dans un pixel de mesure (0.5 μm de côté) afin d'éviter que la puissance envoyée provoque une cristallisation parasite au sein du dispositif.

L'étude mise en place dans le cadre de nos dispositifs se base sur un dispositif A4 que l'on a préalablement mesuré en RF à l'état cristallin, programmé en DC pour l'amorphiser, mesuré la valeur de la résistance statique du dispositif en DC, puis remesuré en RF pour vérifier que l'amorphisation est correcte.

La mesure étant relativement longue (une vingtaine d'heure pour un seul dispositif), le choix a été fait de ne réaliser qu'une seule mesure pour le moment.

Une étude préliminaire a été menée sur des zones de GeTe amorphe et cristalline très large, avec des pixels de mesure bien plus large (100 μm de côté), pour isoler le comportement des deux phases du GeTe et permettre de les différencier dans le cadre de la mesure du dispositif amorphisé en chauffage direct.

Les profils des deux phases sont donnés dans la Figure 4-18. On remarque que le GeTe cristallin est bien plus émissif à 95 cm^{-1} que le GeTe amorphe. De plus le GeTe cristallin semble avoir un pic à 300 cm^{-1} que le GeTe amorphe n'a pas. Ce sont ces deux pics qui vont nous intéresser dans le cadre de la mesure sur le dispositif A4.

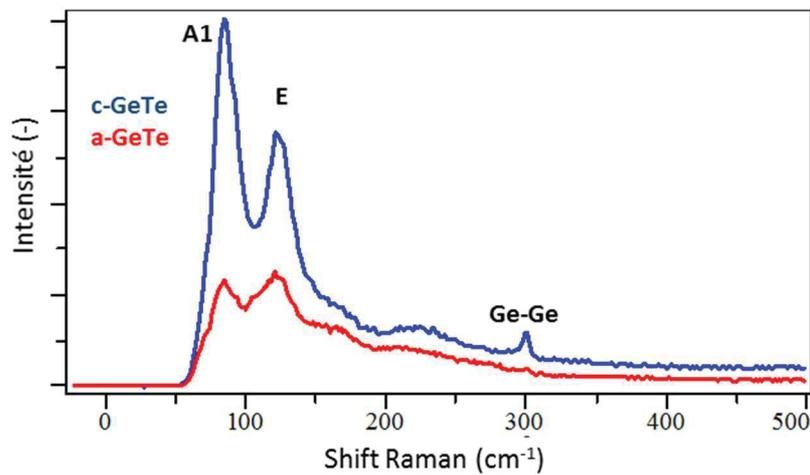


Figure 4-18. Comparaison des mesures Raman menées sur des zones larges de GeTe amorphe (rouge) et cristallin (bleu).

La Figure 4-19 donne le résultat de la mesure en Raman effectué sur un dispositif A4 au préalable amorphisé par chauffage direct.

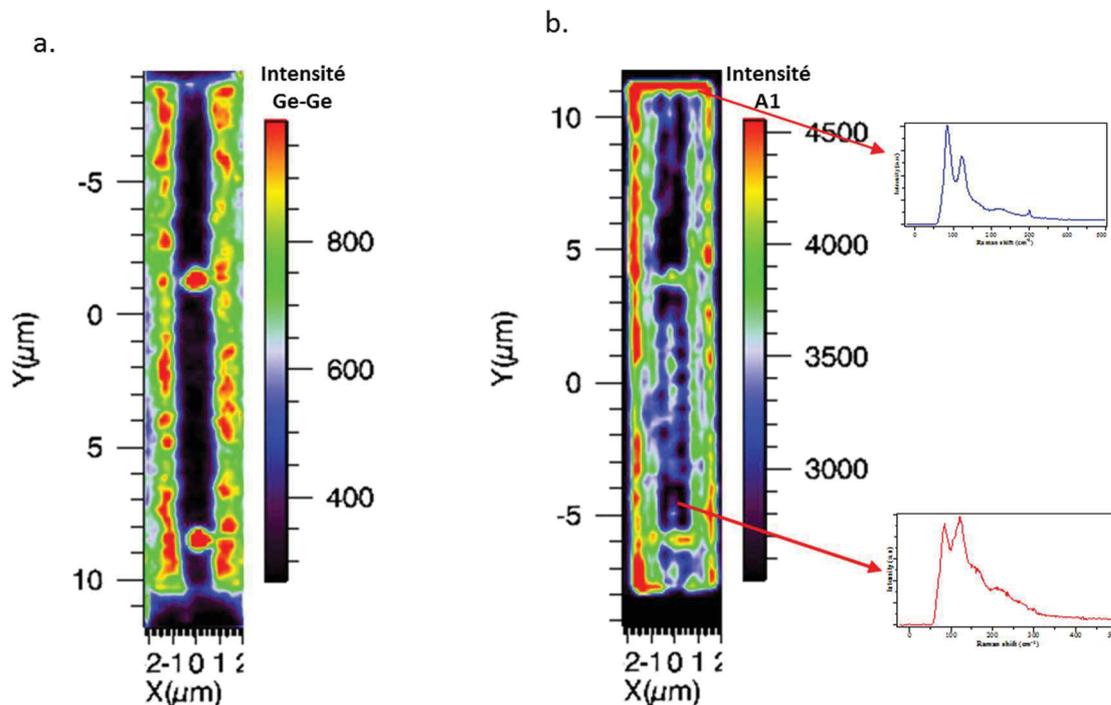


Figure 4-19. Mesure Raman menée sur un dispositif A4 préalablement amorphisé par chauffage direct avec a. mesure de l'intensité du pic Ge-Ge et b. l'intensité du pic A1.

Le profil que l'on observe est relativement similaire si l'on compare les deux pics d'observation de mesure. Toutefois, on peut observer une différence notable entre les deux mesures : La présence d'un conduit cristallin sur les bords du GeTe en haut et bas, qui n'apparaît dans ce cas que dans le cas du pic à 95 cm^{-1} .

Un défaut apparaît sur les deux mesures : la présence de grains cristallins dans la zone amorphe centrale. Ce défaut était au préalable apparu dans les observations au microscope optique.

On retrouve toutefois un profil bien marqué avec la présence de cristaux de GeTe sur les côtés et la présence de GeTe amorphe au centre, dans la zone active comme attendu. On observe également que l'écartement des deux zones cristallines est une nouvelle fois d'environ $1\ \mu\text{m}$, ce qui vient confirmer l'observation initiale optique.

4.1.1.4.3. Mesure de diffraction Rayon X à l'ESRF

J'ai eu la chance durant ma thèse d'avoir l'occasion de mener des mesures à l'ESRF, à Grenoble.

L'ESRF pour European Synchrotron Radiation Facility est un des plus importants synchrotrons du monde, c'est un accélérateur à particule qui a une circonférence de 844 mètres. La ligne que j'ai eue à ma disposition est nommée ID01, elle fait 110 mètres.

La mesure que l'on cherche à effectuer à l'ESRF s'apparente à une mesure d'XRD (X-Ray Diffraction) classique dans un appareil de mesure plus commun, mais à une précision de mesure bien plus importante grâce à la densité d'énergie du rayon extrait du synchrotron. L'énergie de mesure choisie est de 8 KeV sur un pixel de $0.5\ \mu\text{m}$ de côté.

Le schéma de principe de la mesure est donné en Figure 4-20.a La source arrive sur le dispositif avec un angle d'incidence η que l'on peut régler grâce à l'hexapode de positionnement. L'écran de détection récupère alors les rayons diffractés suivant un angle δ .

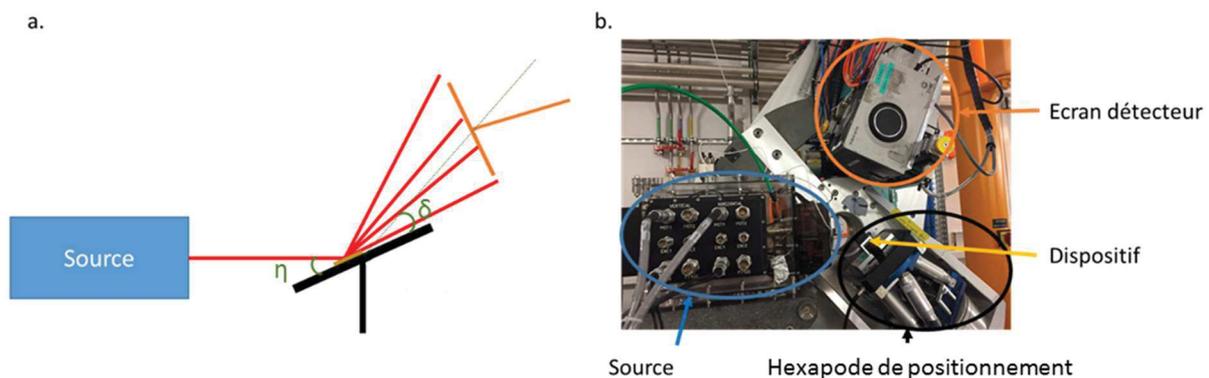


Figure 4-20 a. Schéma de principe du fonctionnement de la mesure. b. Photographie de la chaîne de mesure.

La résolution de mesure obtenue est de $0.5\ \mu\text{m}$ comme indiqué dans la Figure 4-21 a. Afin de gagner en résolution, il est décidé de créer des zones de recouvrement entre les zones de mesure, par exemple en ne faisant bouger le dispositif que de $0.25\ \mu\text{m}$ entre chaque mesure comme dans le cas de la Figure 4-21 b. La résolution maximale ainsi obtenue pendant ces mesures à l'ESRF est de $0.13\ \mu\text{m}$. Plus la résolution est importante et plus la mesure est longue.

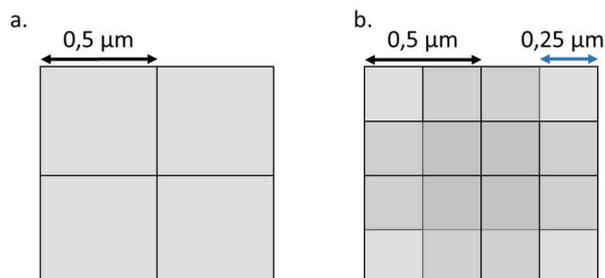


Figure 4-21. a. Taille de pixel de $0.5\ \mu\text{m}$ de côté sans recouvrement des zones de mesure. b. Pixel de $0.25\ \mu\text{m}$ quand recouvrement dans les zones de mesures

Comme nous disposons d'un temps d'accès au faisceau synchrotron limité à 24h, il a été fait le choix de ne mesurer que deux sortes de dispositifs : des dispositifs A4 (GeTe de 19 µm par 3 µm avec une zone active de 19 µm par 1 µm), comme dans le cas de la mesure Raman et des dispositifs A6 (zone GeTe de 4.5 µm par 3 µm pour une zone active de 4.5 µm par 0.5 µm).

Dans un premier temps, l'important est de repérer les pics de diffraction du GeTe et de les comparer à ceux des autres espèces présentes dans le dispositif. Le but étant d'isoler le GeTe, il faut choisir les pics pour lequel le GeTe diffracte et non les autres espèces. La Figure 4-22 permet de trouver ces pics de diffraction intéressants.

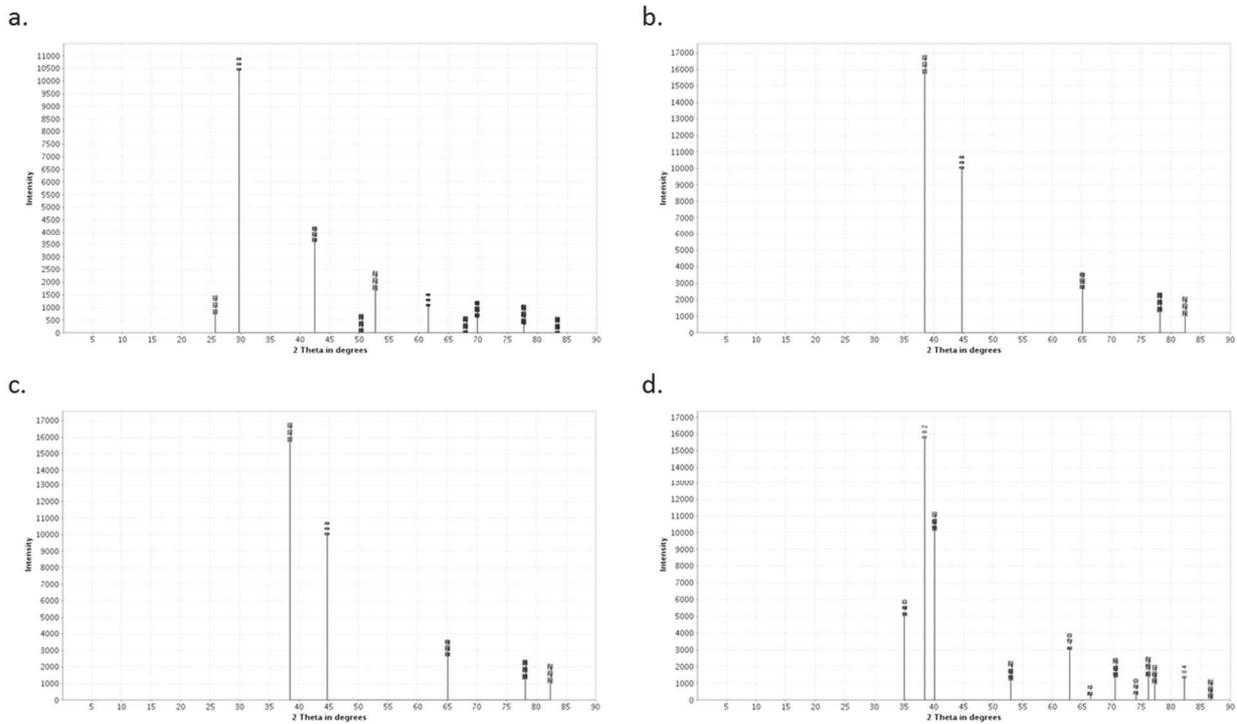


Figure 4-22. Graphiques de diffraction des différentes espèces en présence (a. GeTe, b. Al, c. TiN et d. SiO₂).

Il est important de préciser que ces pics de diffraction correspondent surtout à un matériau dans un état cristallin. En effet, on estime qu'un matériau amorphe ne possède pas de pic de diffraction aussi important ; le pic sera beaucoup plus écrasé et large.

On peut isoler ainsi différents pics d'observation pour notre mesure correspondant à du GeTe cristallin :

- $\delta = 30^\circ$
- $\delta = 53^\circ$
- $\delta = 67^\circ$

Nous allons positionner le détecteur de trois façons différentes de façon à pouvoir récupérer ces 3 angles de diffraction. Toutefois les cristaux peuvent avoir différentes orientations. Afin de ne négliger aucun cristal de GeTe qui pourrait subsister au sein de nos zones amorphes, nous avons fait le choix de mener les observations des angles de diffraction pour trois angles de source :

- $\eta = 20^\circ$
- $\eta = 30^\circ$
- $\eta = 40^\circ$

La Figure 4-23.a représente les images reçues par le détecteur (en X et en Y) pour $\eta = 20^\circ$, dans le but de recevoir l'angle $\delta = 30^\circ$. On observe un anneau, dit anneau de Debye, de forte intensité, en haut de l'image. Il s'agit de celui correspondant à la diffraction par le dispositif A4 dans la direction $\delta = 30^\circ$. Toutefois, on observe aussi un anneau relativement moins intense en dessous. En effet, le détecteur bien que d'une dimension modeste, permet de visualiser plusieurs valeurs d'angle δ par mesure. L'interprétation de l'image requiert donc une certaine

expérience car l'anneau de faible intensité peut révéler pour un néophyte la présence de GeTe à $\delta = 42^\circ$ tout comme il pourrait révéler la présence de SiO₂ à $\delta = 35^\circ$. C'est donc avec l'aide de l'expérimentateur de l'ESRF que nous avons considéré que l'anneau de plus faible intensité était aussi digne d'intérêt. Sur la Figure 4-23.b, on peut voir que l'anneau du haut n'est pas très résolu. Effectivement, à $\delta = 67^\circ$, la Figure 4-22.a indique un pic de faible intensité : le détecteur est éventuellement en limite de sensibilité.

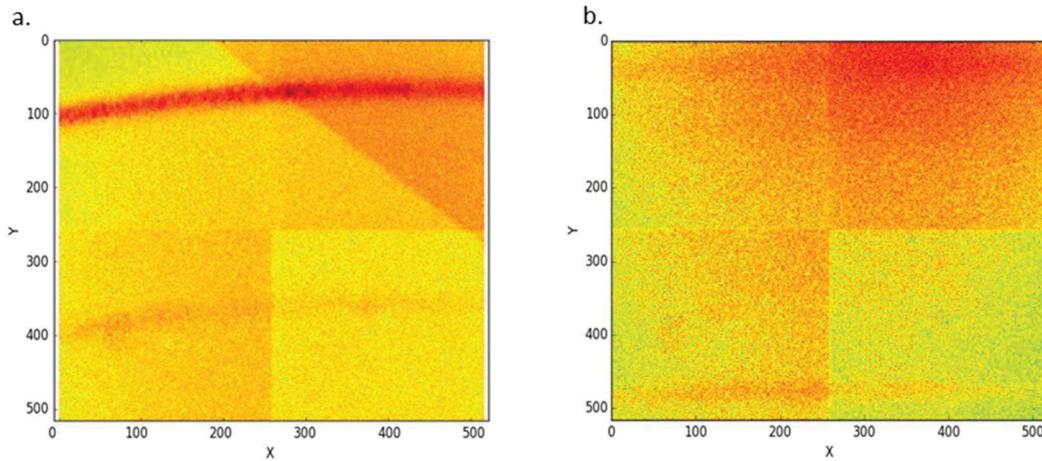


Figure 4-23. Anneaux de Debye du GeTe pour "delta" du détecteur à 30°. b. Anneaux de Debye du GeTe pour "delta" à 67°.

Une fois les différents anneaux de Debye identifiés et choisis, on peut s'intéresser plus particulièrement à une zone d'un anneau, ou à l'ensemble de l'anneau ou à une somme d'anneaux de Debye. C'est ce qu'on appelle des ROI (Region of Interest). Dans notre cas on identifie plusieurs ROI comme dans la Figure 4-24. A chaque pixel de mesure (variation sur X et Y de 0.25 μm , par exemple, sur la Figure 4-21.b), correspond une image sur le détecteur qui indique la présence ou non de ces ROI. En faisant balayer par la source de rayons X, avec l'angle η désiré, le rectangle complet de GeTe des dispositifs A4 ou A6, on va pouvoir dresser une cartographie, pixel par pixel, de ce rectangle. L'apparition de la ROI sur le détecteur nous renseignera sur la présence de GeTe cristallin dans le pixel considéré ; son absence sur le fait qu'il n'y a pas de GeTe cristallin, donc que nous sommes en présence de GeTe amorphe.

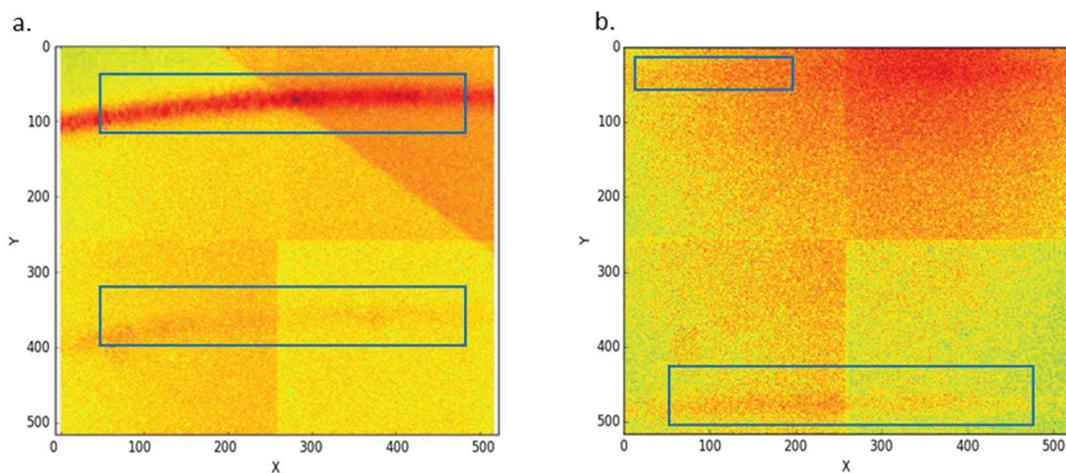


Figure 4-24. Anneaux de Debye du GeTe avec identification des différents ROI.

La Figure 4-25 est la représentation 2D du dispositif A4 correspondant à $\eta = 20^\circ$ et à $\delta = 30^\circ$. Il est indiqué $\Delta = 27^\circ$ sur la figure car la valeur indiquée correspond à l'angle exact du détecteur par rapport à l'hexapode et il est parfois plus commode, au vu de la taille du détecteur d'avoir un angle de 27° pour observer la diffraction à 30° . Un pixel avec une forte intensité symbolise donc la présence d'un cristal – ou plutôt de plusieurs cristaux,

de par la taille d'un cristal de GeTe (80 nm au maximum [6]) alors qu'une faible intensité symbolise un GeTe dans un état amorphe.

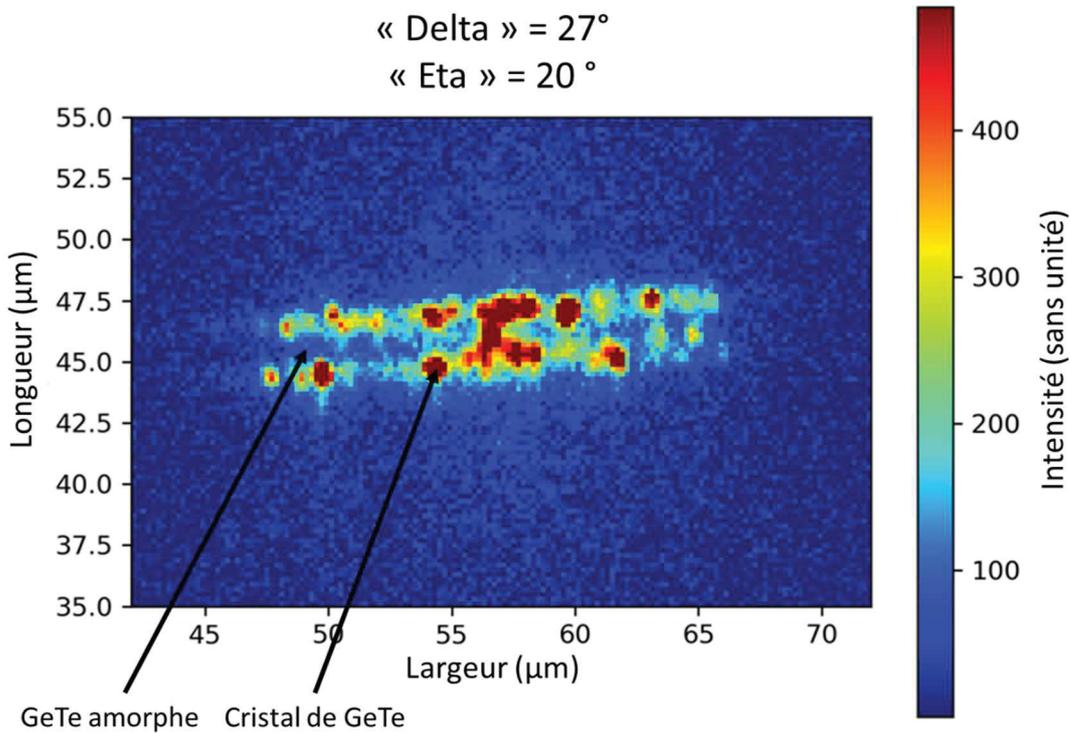


Figure 4-25. Cartographie 2D d'un dispositif A4 après mesure à un angle "delta" de 27° et un angle "eta" de 20°.

On visualise sur la Figure 4-25 les deux zones de GeTe cristallin de part et d'autre de la zone centrale amorphe que l'on avait identifiées dans l'observation optique ainsi que dans celle du Raman. On visualise également dans la zone centrale de GeTe un fort pic d'intensité, synonyme d'un cristal de GeTe à cette position. Dans les trois différentes observations effectuées sur le même dispositif, il semblerait qu'une zone cristalline apparaisse bien à chaque fois, mais pas exactement aux mêmes positions. Ceci s'explique par le fait que le GeTe cristallise sans texture. Les cristaux de GeTe n'ont pas tous la même orientation cristalline, ainsi un cristal que l'on observe suivant un certain angle, n'apparaîtra pas suivant un autre angle. Afin de tirer le meilleur parti de ces mesures par diffraction de rayons X, on superpose, Figure 4-26, les différentes vues.

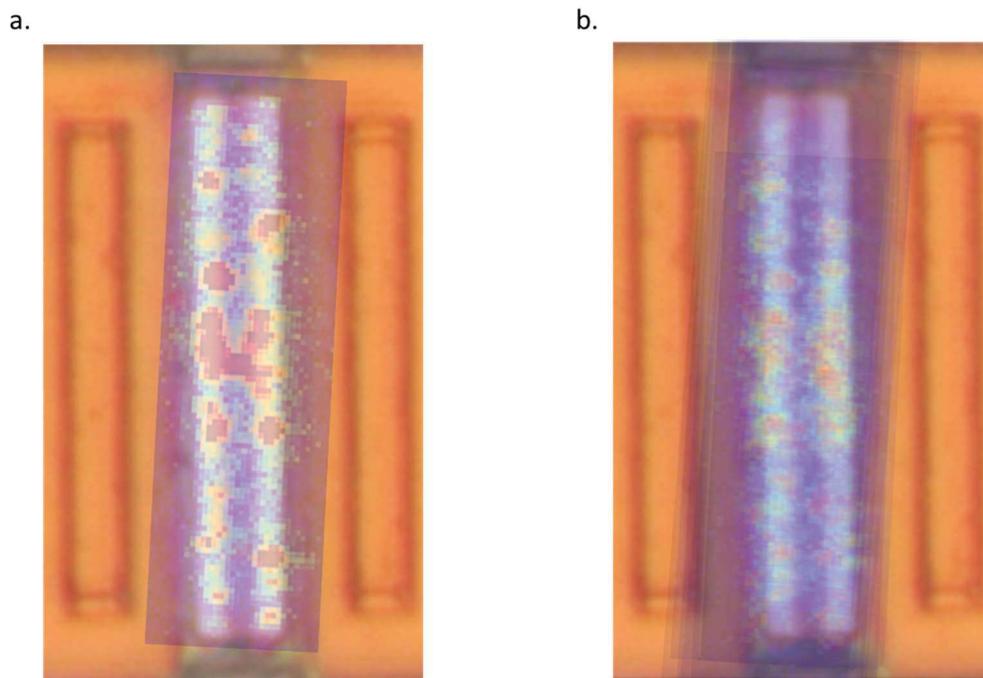


Figure 4-26. a. Superposition de la vue au microscope optique, grossissement de 2000 et de la mesure pour " δ " = 27° et " η " = 20° . b. Superposition de la vue au microscope optique, grossissement de 2000 et de la mesure pour différentes valeurs de " δ " et de " η ".

On remarque sur la Figure 4-26 qu'il n'est pas aisé de reconstruire l'ensemble de la zone cristalline. En effet, bien que plusieurs angles de mesures aient été choisis, il est impossible de récupérer l'ensemble de la diffraction de tous les cristaux de GeTe sur le détecteur, le GeTe n'étant pas texturé.

Afin de mesurer l'écartement entre les deux zones cristallines et donc de vérifier les longueurs de zone amorphe, il est décidé de mesurer ce gap. Pour ce faire, on somme l'intensité suivant Y que l'on trace suivant X comme indiqué dans la Figure 4-27.

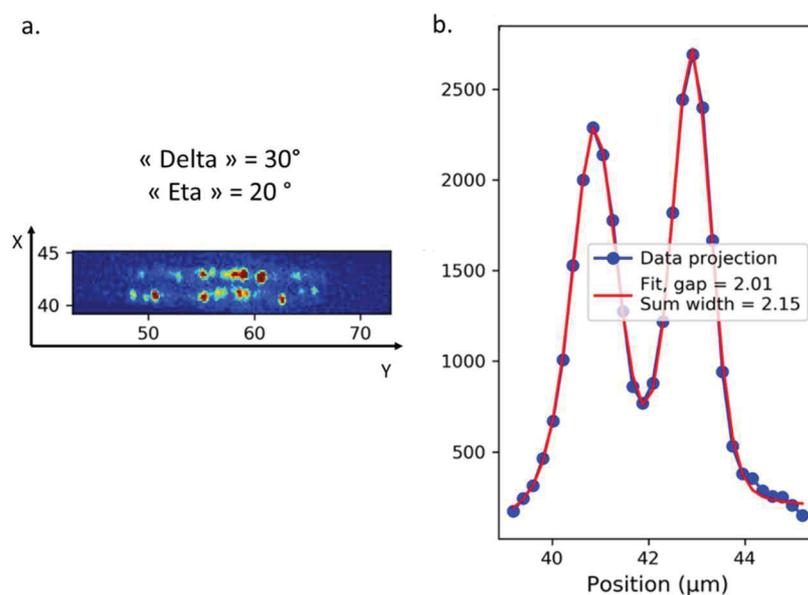


Figure 4-27. a. Cartographie pour " δ " = 30° et " η " = 20° . b. Intensité résultant de la somme de tous les pixels suivant Y en fonction de X.

Le gap, donné dans ce cas est de $2.01 \mu\text{m}$, mais il correspond à la distance entre les maximums d'intensité dans les deux zones cristallines et non à la longueur de zone amorphe. Si on considère que le maximum d'intensité d'une zone cristalline correspond au milieu de cette zone cristalline, on retrouve bien une longueur de zone amorphe de $1 \mu\text{m}$. La Figure 4-27 b. donne aussi une information importante : l'intensité dans la zone amorphe n'est pas nulle. Deux raisons peuvent expliquer ce phénomène :

- La présence de grains cristallins dans la zone amorphe, comme mis en avant précédemment dans la Figure 4-18 et la Figure 4-25.
- Le fait qu'un GeTe amorphe, bien que moins émissif en diffraction, reste quand même détectable par le détecteur avec une intensité supérieure à celle des autres espèces qui elles ne diffractent pas pour à la valeur de δ considérée.

La Figure 4-28.a montre d'ailleurs que pour un ROI autre et très spécifique (Figure 4-28.b), en dehors des maxima des pics de diffractions (c'est-à-dire hors des anneaux de Debye) mais suffisamment proches de ceux-ci, on observe bien la zone de GeTe amorphe. Comme expliqué précédemment, un GeTe amorphe diffracte, mais avec une intensité bien moindre qu'un GeTe cristallin, tout en ayant un pic plus large.

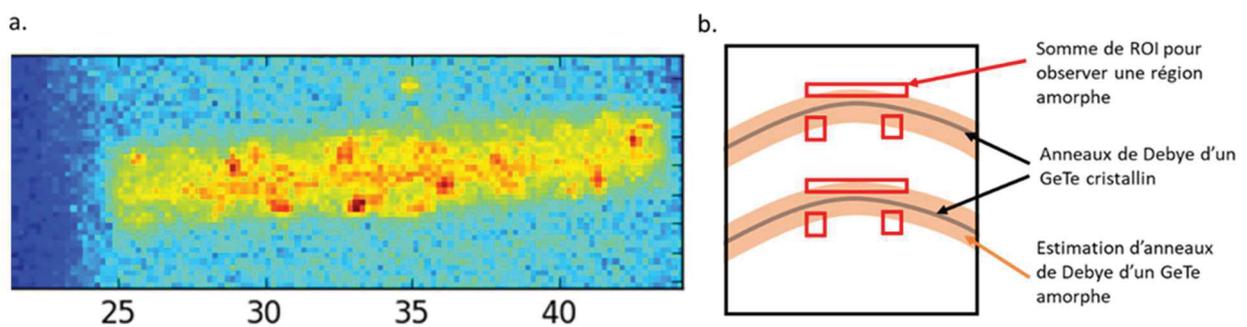


Figure 4-28. a. Cartographie d'un dispositif A4, avec la mise en évidence d'un GeTe amorphe dans la zone active. b. Explication de la sélection d'un ROI spécifique pour visualiser un GeTe amorphe malgré sa faible émissivité.

4.1.1.4.4. Conclusion sur les caractérisations optiques

Finalement les caractérisations optiques mettent en avant que globalement le GeTe est amorphisé de manière homogène avec une longueur de zone amorphe d'environ $1 \mu\text{m}$, même s'il est difficile d'être plus précis à cause des précisions de mesure. Toutefois ces observations mettent aussi en avant le fait que l'amorphisation peut être imparfaite avec la présence de cristaux de GeTe au sein de la zone amorphe de GeTe. Ces cristaux peuvent hélas conduire à des défaillances inattendues dues à une faible tenue en tension.

4.1.2. Cristallisation

Le mécanisme de cristallisation en chauffage direct est totalement différent du mécanisme d'amorphisation. Il s'effectue toutefois comme pour l'amorphisation en deux temps :

- Dans un premier temps, il faut dépasser une « tension de seuil » de part et d'autre du GeTe, c'est-à-dire imposer une différence de potentiel aux bornes de la zone amorphe de GeTe comme indiqué dans la Figure 4-29.a. Statistiquement quand la tension de seuil est atteinte, un filament conducteur apparaît dans le GeTe amorphe (Figure 4-29. b).
- A partir de ce moment-là, du courant peut circuler dans le circuit et deux mécanismes interviennent pour faire disparaître la zone amorphe de GeTe :
 - De la nucléation au sein du GeTe amorphe, avec une apparition de cristaux de GeTe dans la zone amorphe.
 - Une croissance de la zone cristalline de GeTe aux interfaces amorphe/cristallin présents dans la zone centrale.

Il semblerait que dans le cas d'un $\text{Ge}_{50}\text{Te}_{50}$ tel que celui que nous utilisons, c'est surtout la croissance aux interfaces qui intervient.

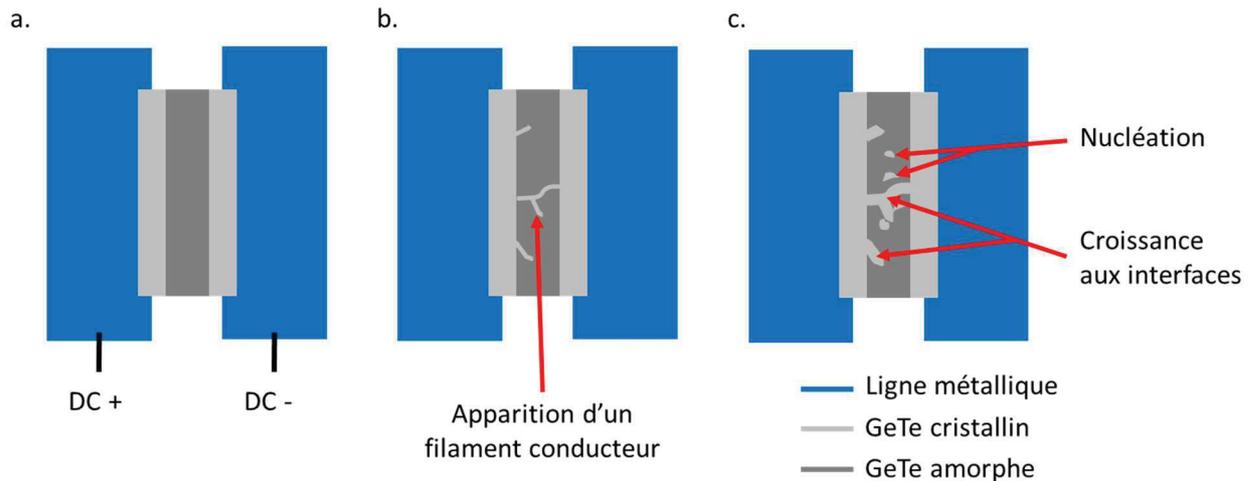


Figure 4-29. Mécanisme de cristallisation d'un commutateur à base de GeTe. a. Application d'une différence de potentiel de part et d'autre du GeTe amorphe sur les lignes métalliques. b. Quand la tension de seuil est atteinte, apparition statistique d'un filament conducteur dans le GeTe amorphe. c. Grâce à ce filament, du courant passe dans le GeTe permettant deux mécanisme de changement d'état : nucléation du GeTe amorphe en GeTe cristallin et croissance de la zone cristalline aux interfaces cristallin/amorphe.

Il s'est avéré qu'il était relativement difficile de cristalliser complètement des motifs à base de GeTe en chauffage direct. Quel que soit le motif testé, nous n'avons pas pu obtenir de résultats fiables et répétables.

Il a été mis en avant dans [7] que la tension de seuil à dépasser pour créer le filament conducteur était d'environ 12.6 V/ μm .

L'ensemble des dispositifs que l'on a amorphisé possède une longueur de zone amorphe entre 300 nm et 1 μm . La tension ainsi nécessaire à la création du filament conducteur est donc comprise entre 3.78 V et 12.6 V.

Or pour les motifs Ax à base de GeTe, cette gamme de tension conduit à un courant suffisant pour amorphiser ou détruire le motif dans la majorité des essais effectués.

Toutefois quelques motifs sont cristallisables, même s'il est difficile de tendre vers la valeur de résistance DC initiale (résistance en sortie de fabrication). En effet, dans le cas des motifs « multi-doigts » de type A3 ou A5 il semble que nous n'ayons pas pu recristalliser plus d'un doigt. D'autre part, il n'est pas aisé de recristalliser complètement un motif large. Le Tableau 4-4 présente les résultats les plus probants obtenus sur la recristallisation de motifs A4 et A6 pour les deux épaisseurs de GeTe à notre disposition.

Tableau 4-4. Comparaison des tensions de cristallisation des différents dispositifs permettant une cristallisation convenable.

Motif	T _{GeTe} (nm)	R _{initial} (Ω)	R _{amorphe} (k Ω)	Tension (V)	R _{recristallisation} (Ω)
A4	100	11	360	8.8	27
A6	100	15	750	6.2	35
A4	300	2.5	100	8.9	20
A6	300	5.0	270	6.3	28

On remarque que la tension de recristallisation correspond à une longueur de zone amorphe de 500 nm pour les dispositifs A6 et de 750 nm pour les dispositifs A4. Ces valeurs vont dans le sens des hypothèses que l'on a pu tirer de l'observation optique des zones amorphes de GeTe : sur les dispositifs A4, malgré une valeur moyenne de 1 μm de longueur amorphe, il semblait que des zones plus courtes amorphes apparaissaient sur les extrémités de zone active.

Une vingtaine de cycle d'amorphisation/recristallisation a été mené sur un même dispositif A6 avec des valeurs de résistances amorphe de l'ordre de 150 k Ω et de résistances à l'état cristallin de l'ordre de 40 Ω .

La cristallisation par chauffage direct ne semble pas être optimale dans la limite des essais que nous avons réalisés, et il semble intéressant d’opter pour un autre type d’activation dans ce cadre de fonctionnement.

4.2. Activation directe par chauffage dédié – lot 2

Les difficultés de mise en œuvre ne nous ont pas permis à ce jour de présenter de résultat intéressants dans le cadre de cette thèse et ce malgré les différentes pistes proposées au sein du chapitre 3 pour améliorer la topologie du chauffage dédié.

4.3. Activation indirecte avec heater – lot 3

La première partie de ce chapitre ainsi que les réflexions concernant le chauffage direct dédié ont mis en avant plusieurs aspects concernant le changement d’état du GeTe en chauffage direct :

- Si on cherche à changer d’état par la ligne RF, le courant de commutation peut être relativement important pour l’amorphisation suivant la largeur du dispositif et la cristallisation complète d’un dispositif demande une optimisation poussée du signal d’actionnement.
- Si on cherche à utiliser un chauffage dédié pour réaliser cette commutation, la topologie doit être optimisée et le signal d’actionnement est compliqué à définir.

4.3.1. Amorphisation

4.3.1.1. Programmation DC

Dans un premier temps, comme il s’agit de vérifier la maîtrise du chauffage indirect pour la technologie proposée, nous allons essayer d’amorphiser les dispositifs obtenus dans un état cristallin en sortie de fabrication. On s’intéresse au dispositif B6, déjà présenté au sein du chapitre 3, dont le détail est donné en Figure 4-30. Les deux chemins différents sont repérés : en bleu le chemin RF et en noir le chemin du signal DC pour le chauffage indirect. On remarquera que le dispositif B6 est le même d’un point de vue des dimensions que le dispositif A6 : le GeTe fait $4.5\ \mu\text{m}$ de large pour $3\ \mu\text{m}$ de long pour une zone active de $0.5\ \mu\text{m}$.

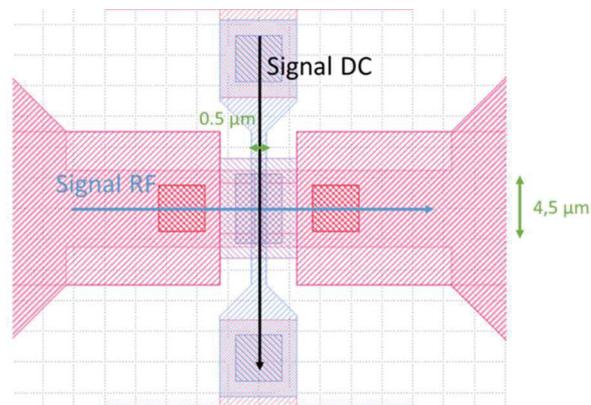


Figure 4-30. Dispositif B6 avec les deux chemins électriques repérés.

Le Tableau 4-5 donne les différentes valeurs atteintes par les résistances DC des lignes heater et RF avant et après programmation du GeTe d’épaisseur 300 nm. On remarque que les dispositifs B1 et B2, qui sont des dispositifs d’un ou trois doigts de GeTe relativement peu larges, et donc d’une valeur de résistance élevée, même avant programmation, commutent. Par contre les autres dispositifs ne commutent pas et le heater est détruit lors de nos tentatives d’amorphisation. L’explication la plus probable, qui a déjà été discutée dans le chapitre 2, est le fait que le film mince de heater ne présente pas une conformité de 100% (il est plus mince sur les flancs du GeTe) ; ainsi la densité de courant maximale dans le heater, qui entraînera un échauffement maximal, se situera sur les flancs du GeTe et non au-dessus du GeTe comme initialement prévu. Cette surchauffe locale induit la destruction du heater.

Finalement, l’utilisation d’un heater pour réaliser une amorphisation n’est pas concluante dans notre cas du fait de sa non planéité. Dans l’optique de réaliser un prochain lot et de le lancer en fabrication, il faudra impérativement prévoir un heater déposé de manière plane pour éviter ces problèmes de conformité.

Tableau 4-5. Comparaison des différentes tentatives d'amorphisation des dispositifs B1 à B6.

Résistance électrique avant programmation		Résistance électrique après programmation		Résistance électrique avant programmation		Résistance électrique après programmation	
B1				B1			
Ligne RF (Ω)	51	Ligne RF (Ω)	1.2 M	Ligne RF (Ω)	55	Ligne RF (Ω)	1.8 M
Heater (Ω)	720	Heater (Ω)	930	Heater (Ω)	483	Heater (Ω)	625
B2				B2			
Ligne RF (Ω)	18	Ligne RF (Ω)	2.9 k	Ligne RF (Ω)	21	Ligne RF (Ω)	284 k
Heater (Ω)	1.12 k	Heater (Ω)	Ouvert	Heater (Ω)	893	Heater (Ω)	1.2 k
B3				B3			
Ligne RF (Ω)	5.5	Ligne RF (Ω)	8.3	Ligne RF (Ω)	6	Ligne RF (Ω)	14
Heater (Ω)	3.36 k	Heater (Ω)	Ouvert	Heater (Ω)	3.0 k	Heater (Ω)	Ouvert
B4				B4			
Ligne RF (Ω)	2.5	Ligne RF (Ω)	4.2	Ligne RF (Ω)	2.8	Ligne RF (Ω)	3.2
Heater (Ω)	700	Heater (Ω)	Ouvert	Heater (Ω)	705	Heater (Ω)	Ouvert
B5				B5			
Ligne RF (Ω)	7.6	Ligne RF (Ω)	7.8	Ligne RF (Ω)	8.1	Ligne RF (Ω)	9
Heater (Ω)	1.5 k	Heater (Ω)	Ouvert	Heater (Ω)	1.6 k	Heater (Ω)	Ouvert
B6				B6			
Ligne RF (Ω)	5.1	Ligne RF (Ω)	5.6	Ligne RF (Ω)	5.5	Ligne RF (Ω)	5.5
Heater (Ω)	577	Heater (Ω)	Ouvert	Heater (Ω)	590	Heater (Ω)	Ouvert

4.3.1.2. Simulations thermiques

Afin de vérifier les assertions quant à la présence de points chauds sur le heater, localisés aux extrémités du GeTe, il est décidé de simuler le comportement thermique d'un dispositif avec heater en utilisant une conformité similaire à celle présente dans la technologie.

On choisit d'appliquer une intensité de 0.3 A dans le heater. Les pulses sont les mêmes que pour les simulations thermiques précédentes (à savoir 10 ns de temps de montée, 50 ns de durée, puis 10 ns de temps de descente). Les températures affichées sont en Kelvin et le relevé de température a lieu à 60 ns. Les résultats de simulation sont montrés en Figure 4-31.

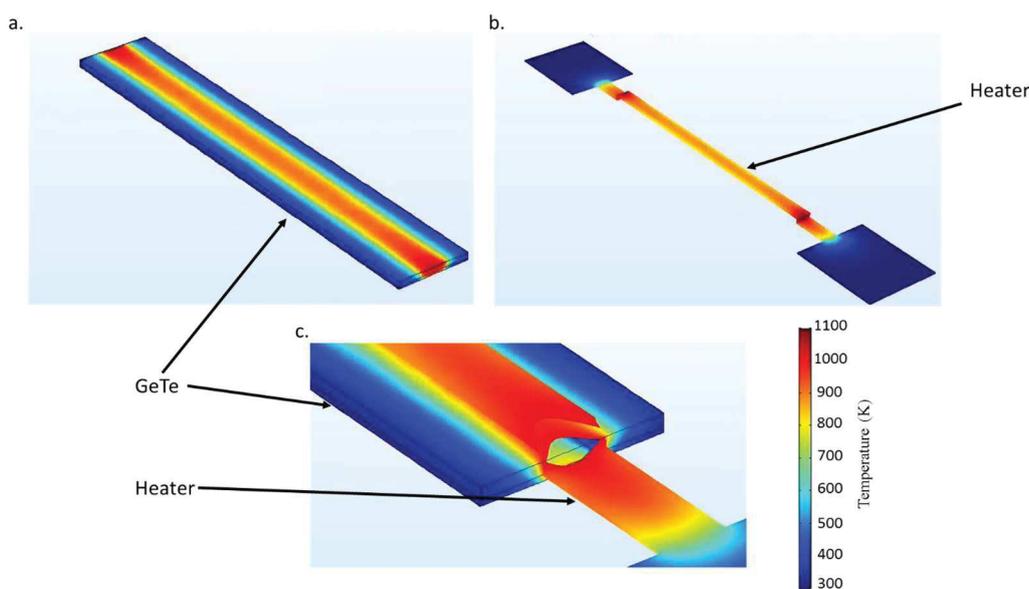


Figure 4-31. Simulation thermique à 0.3 A. Relevé avant la fin du pulse, à 60 ns. a. Température dans le GeTe. b. Température dans le heater. c. Température dans l'ensemble heater/GeTe - la partie au-dessus de 1000K est enlevée.

L’hypothèse d’un heater qui chauffe aux extrémités du GeTe est vérifiée. On a donc bien identifié le problème de notre technologie : il est très difficile de chauffer l’ensemble du GeTe sans endommager le heater. Pour atteindre une température suffisante au centre du dispositif pour permettre la fonte du GeTe, on risque de dépasser la température critique que peut supporter la partie amincie du heater sur les flancs du GeTe et donc de casser cette partie.

A l’avenir il faudra prévoir un heater plan pour éviter ces problèmes de conformité aux extrémités afin d’avoir un chauffage homogène du GeTe.

4.3.2. Cristallisation

4.3.2.1. Programmation DC

On va maintenant tenter d’utiliser le heater pour la cristallisation malgré le problème constaté à l’amorphisation d’une dégradation instantanée du heater pour de forts courants.

Il a été fait le choix de s’intéresser au composant B6 pour deux raisons :

- Il présente des dimensions laissant présager de performances honorables au niveau RF (3.3 Ω à l’état ON pour une capacité à l’état OFF de l’ordre de 5.4 fF).
- Il n’est pas trop large, ce qui permet potentiellement de chauffer plus facilement le centre du GeTe malgré la non-conformité du heater.

Dans le cas suivant on amorphise donc le dispositif par la ligne RF en chauffage direct, technique bien maîtrisée désormais. On cherche ensuite à cristalliser le dispositif par la ligne heater.

Le Tableau 4-6 donne les premiers résultats de cyclage d’un dispositif avec comme protocole de programmation un chauffage direct à l’amorphisation et un chauffage indirect à la cristallisation.

Les résultats montrent que 6 cycles sont effectués avant d’atteindre une dégradation du heater, ne permettant pas de recristalliser une septième fois. Ce résultat, même si très limité est encourageant car la topologie du circuit n’est vraiment pas optimale (heater non plan).

Tableau 4-6. Premiers cyclages d’un dispositif B6. Les temps de montée ou descente pour chaque pulse sont systématiquement de 10 ns.

Etape	Résistance RF (Ω)	Résistance Heater (Ω)	Protocole
Initialement	5	520	
Amorphisation	180 k	-	20 V, pendant 50 ns
Cristallisation	14.5	515	2.5 V pendant 5 μs puis 3 V pendant 1 μs
Amorphisation	150 k	-	20 V, pendant 50 ns
Cristallisation	10	515	2.5 V pendant 5 μs puis 3 V pendant 1 μs
Amorphisation	133 k	-	20 V, pendant 50 ns
Cristallisation	16	516	2.5 V pendant 5 μs puis 3 V pendant 1 μs
Amorphisation	337 k	-	20 V, pendant 50 ns
Cristallisation	11	516	2.5 V pendant 5 μs puis 3 V pendant 1 μs
Amorphisation	125 k	-	20 V, pendant 50 ns
Cristallisation	12	520	2.5 V pendant 5 μs puis 3 V pendant 1 μs
Amorphisation	110 k	-	20 V, pendant 50 ns
Cristallisation	13	525	2.5 V pendant 5 μs puis 3 V pendant 1 μs
Amorphisation	125 k	-	20 V, pendant 50 ns
Cristallisation	22	540	2.5 V pendant 5 μs puis 3 V pendant 1 μs
Amorphisation	110 k	-	20 V, pendant 50 ns
Cristallisation	125 k	Ouvert	2.5 V pendant 5 μs puis 3 V pendant 1 μs

4.3.2.2. Simulations thermiques

Comme dans le cas des simulations thermiques pour l'amorphisation, on va vérifier que l'on peut cristalliser un dispositif à base de GeTe. Les résultats de simulation sont données Figure 4-32. Ils ont été obtenus sous l'effet d'un pulse de 10 ns de temps de montée, de durée 4 μ s et de 10 ns de temps de descente.

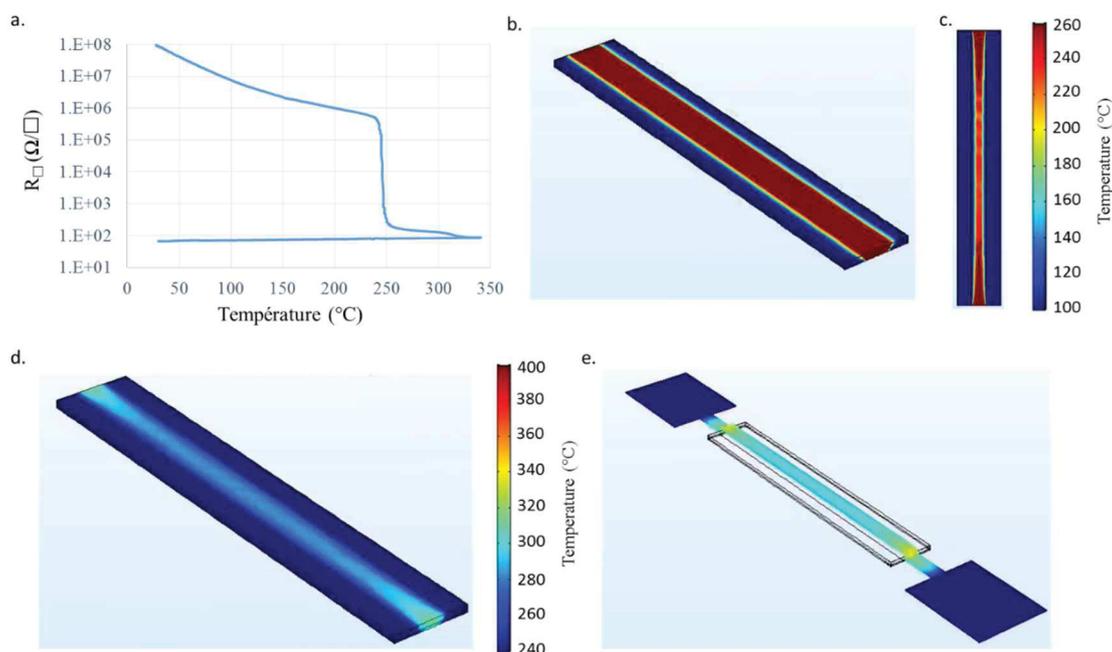


Figure 4-32. Simulation thermique du comportement d'un commutateur en cristallisation indirecte. a. R_{\square} en fonction de la température avec cristallisation à 250 $^{\circ}\text{C}$. b. Vue du GeTe sous 0.2 mA. c. Vue de dessous du GeTe. d. Même vue que b. avec une échelle de température différente. e. Vue du heater avec la même échelle de température que d. Pour b, c, d et e, la température a été relevée au bout de 4 μ s.

Pour réaliser la cristallisation du GeTe, il faut dépasser la température de cristallisation donnée dans la Figure 4-32.a, mais il faut aussi limiter la température pour ne pas réaliser une amorphisation non volontaire.

Les Figure 4-32.b et c donnent l'information de la température dans le GeTe à 4 μ s du pulse.

On visualise bien que la température dépasse la température de cristallisation dans une bonne partie du GeTe, tout en restant bien inférieure à la température de fonte de l'ordre de 700 $^{\circ}\text{C}$ (Figure 4-32.d). On vérifie enfin qu'on ne risque pas de dégrader le heater ; en effet, sa température n'excède pas non plus celle de 350 $^{\circ}\text{C}$ (Figure 4-32.e), ce qui est raisonnable pour un tel conducteur.

Finalement la simulation justifie bien qu'une cristallisation par chauffage indirect est réalisable malgré le problème de topologie inhérent à notre lot.

On a pu voir dans cette partie sur le chauffage indirect que notre fabrication était loin d'être optimale et qu'il est quasiment impossible de réaliser un changement d'état sur des dispositifs de taille correcte du fait du heater ayant une conformité réduite comme en attestent les simulations thermiques. Par taille correcte, on entend des dispositifs suffisamment volumineux, de largeur supérieure à 10 μm par exemple, pour que leur résistance à l'état ON laisse présager de faibles pertes RF. Malgré cela, la cristallisation reste possible avec ce type de chauffage et notre lot de fabrication. A l'avenir, la solution aux problèmes rencontrés est un heater déposé de manière plane.

4.4. Conclusion sur le chauffage direct ou indirect des dispositifs

Ce chapitre est une partie très importante du projet mené pendant mes 3 ans de thèse. La programmation du GeTe est un des axes fondamentaux de recherche dans le cadre des commutateurs à changement de phase.

Dans une première partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés au chauffage direct. Ce choix s'est justifié pour deux raisons :

- Lots 1 et 2 nécessitant moins d'étapes technologique que le lot 3, et donc plus rapides à avoir en test électrique.
- L'intérêt pour ce type d'activation qui n'avait jamais été étudiée dans des dimensions typiques de celles des commutateurs à base de GeTe, c'est-à-dire hors mémoire.

Nous avons donc pu montrer notre maîtrise de l'amorphisation par un chauffage direct. En effet des abaques de courant de programmation peuvent être dressés suivant la taille de la zone active de GeTe (et donc indirectement des propriétés RF) que l'on souhaite obtenir. Le bémol mis en avant dans le cadre de cette activation reste la consommation importante de courant et donc de puissance instantanée. Aujourd'hui, dans l'état, on estime que cette consommation (allant jusqu'à l'ordre de l'ampère) est trop élevée et on cherche à la réduire de manière drastique. Enfin la cristallisation par un tel procédé n'est pas maîtrisée : il s'avère difficile de générer suffisamment de tension pour dépasser la tension de seuil, V_{th} , et donc de permettre la création d'un filament conducteur tout en restant dans une gamme de courant permettant de cristalliser l'ensemble du dispositif mais restant suffisamment faible pour ne pas risquer de dégrader le GeTe. Des recherches sur le type de pulses nécessaires à cela sont encore à l'étude pour le moment.

Dans un second temps, afin de réduire le courant d'amorphisation, un chauffage direct dédié peut être utilisé. Il nécessite l'utilisation de deux niveaux de métaux. Il présente des avantages inhérents à la topologie du circuit : dans l'état amorphe du GeTe, les lignes d'accès DC pour la programmation du GeTe sont découplées des lignes métalliques de signal RF. Dans l'état cristallin du GeTe, le découplage n'est plus aussi évident. C'est un aspect que nous n'avons pas abordé mais il faudra penser, dans le futur à un découplage par exemple inductif. Dans le cadre de ma thèse, j'ai également déposé un brevet (pas encore publié à ce jour) proposant un procédé de découplage résistif.

Les mesures menées dans le cadre de ce type de chauffage pour l'amorphisation ou la cristallisation ne sont pas concluantes et n'ont pas été présentées. Des travaux supplémentaires seraient nécessaires afin de mettre en œuvre une telle commutation.

Finalement la dernière partie de ce chapitre s'intéresse à l'utilisation d'un chauffage indirect et d'un heater pour réaliser le changement d'état.

L'objectif de l'utilisation de ce type de chauffage est double :

- Apporter des nouveautés par rapport à la littérature en utilisant d'autres matériaux pour le heater et pour la barrière électrique/conducteur thermique entre le GeTe et le heater. Cela a été présenté au sein du chapitre 2 et les inconvénients technologiques ont déjà été discutés. Pour rappel, nous nous sommes aussi démarqué de la littérature en plaçant le heater au-dessus du GeTe afin de parfaire l'isolation thermique du heater, au lieu d'avoir des fuites thermiques vers le substrat.
- Coupler ce chauffage indirect avec un chauffage direct pour tirer profit des avantages de chacun tout en s'affranchissant d'une partie des défauts. Ainsi, le chauffage indirect peut être réservé à la cristallisation qui ne nécessite pas de courant aussi fort que pour l'amorphisation ce qui permettra de répondre à un défaut majeur qui ressort de la littérature qui reste la fiabilité du heater. Cette réflexion a fait l'objet d'un brevet publié durant ma thèse [8].

Hélas, il s'avère que la conformité du heater est un frein important dans le cadre de la topologie de notre commutateur. Cette conformité étant de 1 pour 5, et le heater devant suivre la topographie du GeTe, le heater va chauffer majoritairement le GeTe sur ses extrémités et non sur le dessus, comme attendu.

Ainsi l'amorphisation par ce chauffage n'est pas concluante dans le cadre de notre lot, mais la cristallisation semble toutefois être possible avec l'observation de premiers cycles de fonctionnement.

On peut alors tirer des enseignements de ce chapitre et de nos lots pour la suite et dans l'optique de concevoir un nouveau process :

- Optimiser la forme du GeTe pour permettre l'utilisation d'un chauffage direct dédié fonctionnel pour l'amorphisation.
- Déposer le heater sur une surface plane pour s'affranchir des problèmes de conformité pour la cristallisation.

Si ces deux critères sont tenus, l'obtention d'un commutateur fiable, compétitif, compatible CMOS est possible.

Bibliographie

- [1] P. Borodulin *et al.*, « Recent advances in fabrication and characterization of GeTe-based phase-change RF switches and MMICs », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, p. 285-288.
- [2] R. Singh, G. Slovin, M. Xu, T. E. Schlesinger, J. A. Bain, et J. Paramesh, « A Reconfigurable Dual-Frequency Narrowband CMOS LNA Using Phase-Change RF Switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, n° 11, p. 4689-4702, nov. 2017.
- [3] R. M. Young *et al.*, « Thermal analysis of an indirectly heat pulsed non-volatile phase change material microwave switch », *J. Appl. Phys.*, vol. 116, n° 5, p. 054504, août 2014.
- [4] A. Ghalem *et al.*, « Arrays of GeTe electrically activated RF switches », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2017, p. 1-3.
- [5] L. D. L. Cruz, A. G. Birdwell, M. Zaghoul, et T. G. Ivanov, « GeTe Phase Change Research at the US Army Research Laboratory », in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, 2018, p. 843-845.
- [6] A. Kusiak, J.-L. Battaglia, P. Noé, V. Sousa, et F. Fillot, « Thermal conductivity of carbon doped GeTe thin films in amorphous and crystalline state measured by modulated photo thermal radiometry », *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 745, n° 3, p. 032104, 2016.
- [7] N. El-Hinnawy *et al.*, « Origin and Optimization of RF Power Handling Limitations in Inline Phase-Change Switches », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 64, n° 9, p. 3934-3942, sept. 2017.
- [8] Bruno Reig, Alexandre Léon, Gabriele Navarro, Vincent Puyal, et Damien Saint-Patrice, « Commutator Structure Comprising Several Channels Of Phase Change Material And Interdigitated Control Electrodes », US 9,934,922 B2, 03-avr-2018.

5. Résultats RF

Les chapitres précédents ont permis, dans un premier temps de décrire les étapes technologiques qui ont été développées et testées durant ma thèse pour permettre de réaliser des commutateurs. Dans un second temps, le dernier chapitre a permis de décrire les procédures de commutations que ce soit pour l'amorphisation que pour la cristallisation dans le cas de chauffage direct ou indirect.

Dans ce chapitre, il va maintenant convenir d'évaluer les performances des commutateurs d'un point de vue RF.

C'est pourquoi, nous allons mettre en œuvre trois types de mesures pour évaluer ces performances.

Dans un premier temps, des mesures de paramètres S seront menées afin d'évaluer les pertes d'insertion et l'isolation de nos commutateurs dans les cas série et shunt.

Dans un second temps, nous allons nous intéresser à la mesure de tenue en puissance. Cette mesure permet d'évaluer la puissance maximale RF que peut endurer un commutateur avant de présenter une dégradation.

Enfin des mesures de linéarité seront menées sur les commutateurs pour évaluer si l'impact des harmoniques créées au sein du commutateur est important ou reste limité.

5.1. Caractérisations petits signaux

Le chapitre 3 a présenté la conception des différents commutateurs. Le chapitre 4 s’est focalisé sur l’activation DC de ces dispositifs. Il est temps maintenant de se centrer sur les performances RF et notamment les mesures petits signaux qui permettent de caractériser finement le commutateur, voire même de mettre en exergue des défauts de réalisation au sein du procédé technologique. L’ensemble des composants fabriqués l’ont été sur la base d’accès par ligne coplanaire 50 Ω (CPW) courants dans le monde des micro-ondes.

5.1.1. Mise en évidence préalable du phénomène de piégeage de charge

Les premiers essais de mesures ont été menés très tôt dans le cadre de ma thèse sur deux motifs simples du lot 1 : le motif A4, dont le descriptif est donné au sein du chapitre 3, Figure 3-4.a, et pour comparaison, le dispositif C6 (chapitre 3, Table 3-1), simple court-circuit à la place du PCM. L’objectif de ces mesures préliminaires était de qualifier le procédé technologique via la réponse RF des commutateurs. La Figure 5-1 illustre les résultats en réflexion et en transmission.

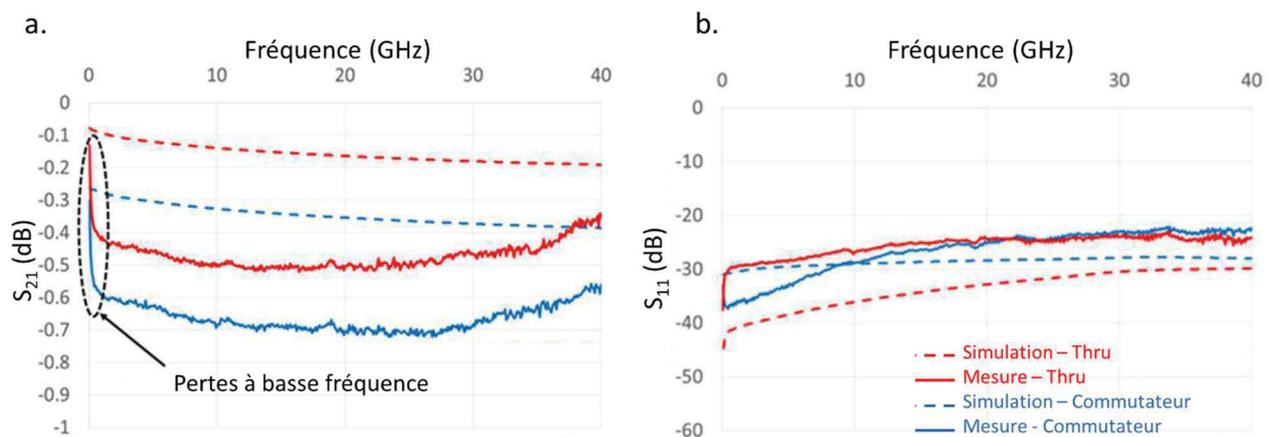


Figure 5-1. a Mesures en transmission du motif A4 à l’état ON en trait plein bleu, son équivalent simulé en tirets bleus ; d’un thru en trait plein rouge et son équivalent simulé en tirets rouges. b. Mesures en réflexion du motif A4 à l’état ON en trait plein bleu, son équivalent simulé en tirets bleus, d’un thru en trait plein rouge et son équivalent simulé en tirets rouges.

Ces mesures mettent en avant des pertes à basse fréquence, assez surprenantes au premier abord, observables sur les deux motifs mesurés (A4 et C6) ; ces pertes ne sont donc pas à mettre au crédit du GeTe. On remarque aussi que l’excédent de pertes entre les motifs A4 (GeTe) et C6 (court-circuit métallique) est le même entre les mesures et les simulations. Afin de comprendre l’origine de ces pertes, il a été décidé de réaliser différentes plaques d’essai de simples dépôts d’oxyde et de métal, avec des particularismes technologiques :

- L’empilement technologique complet, en Figure 5-2.a
- L’empilement technologique complet couplé à une gravure des couches d’oxyde PECVD et de SiN, en Figure 5-2 Erreur ! Source du renvoi introuvable..b.
- Une gravure sur tout le wafer de 60 nm de la couche d’oxyde thermique, agissant comme un éventuel nettoyage de l’oxyde, avant poursuite des étapes, en Figure 5-2.c.

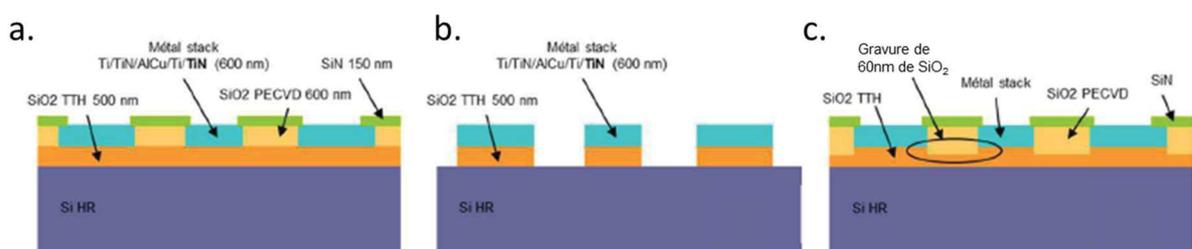


Figure 5-2. a. Empilement technologique complet du lot 1. b. Gravure complète de l’oxyde PECVD et du SiN, arrêt silicium. c. Gravure de 60 nm de SiO₂ thermique permettant un nettoyage d’oxyde avant poursuite des étapes.

Les résultats de ces investigations sont donnés Figure 5-3 et comparés aux résultats attendus d'après des simulations électromagnétiques. On remarque que des deux techniques utilisées pour réduire les pertes basses fréquence, c'est la technique de la gravure complète qui fonctionne le mieux.

Ce comportement est en fait typique de pertes parasites dues aux charges électriques piégées aux interfaces entre le SiO₂ thermique et le substrat silicium à haute résistivité [1]. Puisque le SiO₂ thermique est un excellent diélectrique, il était supposé que ce défaut fut lié à une étape du procédé, ultérieure et mal réalisée, entraînant la génération de charges à l'interface en question. Finalement, il a été démontré que le piégeage des charges était dû à une contamination superficielle résiduelle par du titane de la couche de SiO₂ thermique. Ainsi, en optimisant la gravure métallique, en prenant particulièrement soin de la gravure complète du titane là où cela s'avère nécessaire, il devrait être possible de s'affranchir des charges résiduelles. Optimiser la gravure métallique est moins coûteux en temps de process que l'étape de gravure de l'ensemble de l'empilement SiN/SiO₂, tel que sur la Figure 5-2.b mais les performances obtenus sont comparables dans les 2 cas. Cette étape sera menée avec succès sur toutes les autres plaques, notamment sur les dispositifs dont les résultats sont présentés ci-dessous, tant pour les lots 1 et 2 que pour le lot 3.

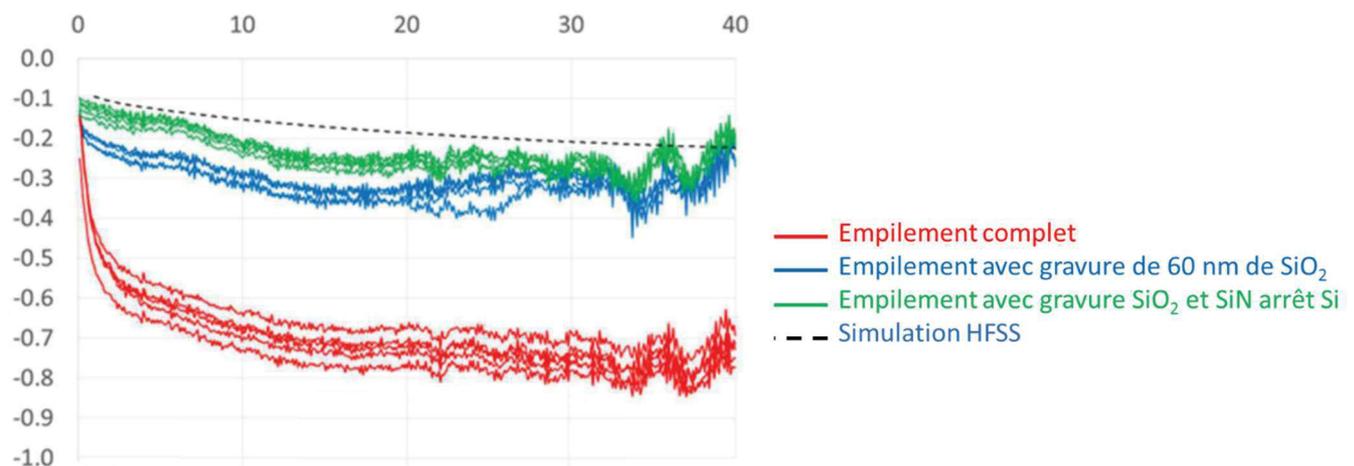


Figure 5-3. Résultats d'investigation sur les pertes basses fréquence.

5.1.2. Pertes d'insertion et isolation des commutateurs - lots 1 et 2

Les premières mesures de paramètres S ont été menées sur le lot 1 qui ne possède qu'un niveau de métal. Les motifs mesurables sur le lot 1 ont été décrits au sein du chapitre 3. Pour rappel, on trouvera au sein de ce chapitre assez court toutes les dimensions géométriques. On analysera ainsi :

- Les motifs de type A1->A6, Q1, Q2, R1 et R2, en configuration série,
- Les motifs B1->B6 identiques à A1->A6 pour le lot 1.
- Les motifs de type D1->D6, en configuration parallèle, encore appelée shunt,
- Les motifs C5 et C6, respectivement un circuit ouvert série et un court-circuit série,

Les motifs de type série sont les plus usuels dans le monde de la RF. Toutefois, les motifs shunt sont réputés pour leur isolation.

La seconde campagne de mesure a concerné le lot 2 : il possède un niveau de métal supplémentaire permettant de minimiser les pertes RF inhérentes à la résistance des lignes et de garantir plus de latitude dans la fabrication des dispositifs. Les motifs mesurables sur le lot 2 concernant mes travaux de thèse sont les suivants :

- Tous les motifs référencés précédemment pour le lot 1
- Les motifs SPDT

Les mesures de paramètres S ont été menées de 40 MHz à 40 GHz en utilisant des sondes RF (Z-probes) avec un pas de 150 μm . L'ensemble des mesures a été réalisé sur une station semi-automatique reliée à un analyseur de réseau vectoriel (VNA – Anritsu 37369). L'étalonnage SOLT (Short, Open, Load, Thru) a été effectué sous sondes avec un kit d'étalonnage.

5.1.2.1. Commutateurs en configuration série

Dans un premier temps, les dispositifs sont dans leur état ON – GeTe cristallin. Ils sont ainsi caractérisés puis commutés vers l'état OFF – GeTe amorphe pour une deuxième caractérisation. Nous allons nous concentrer sur l'analyse en transmission uniquement, l'analyse en réflexion apportant peu de pertinence pour un switch. Les Figure 5-4 et Figure 5-5 illustrent ainsi les pertes d'insertion (en a) et l'isolation (en b) pour tous les dispositifs A1 à A6 et pour deux épaisseurs de GeTe : 100 et 300 nm respectivement.

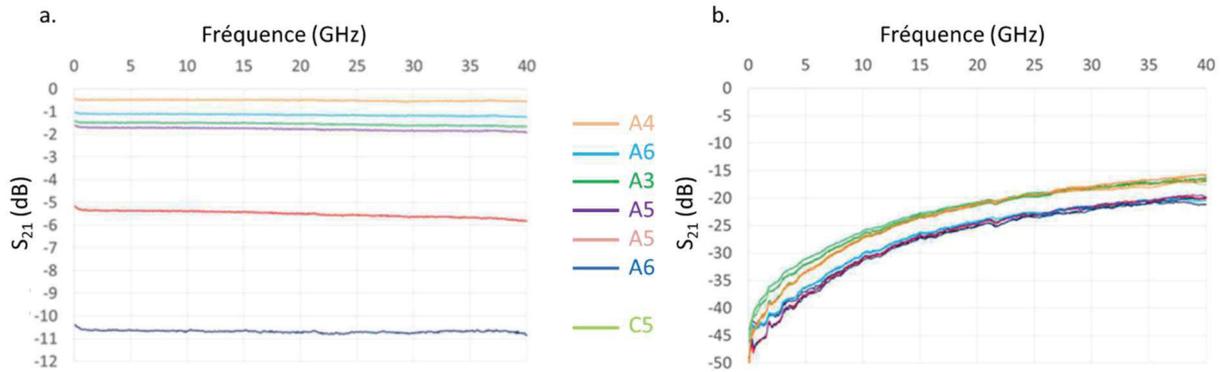


Figure 5-4. Mesures de commutateurs A1 à A6 pour 100 nm de GeTe. a. Dans l'état ON. b. Dans l'état OFF.

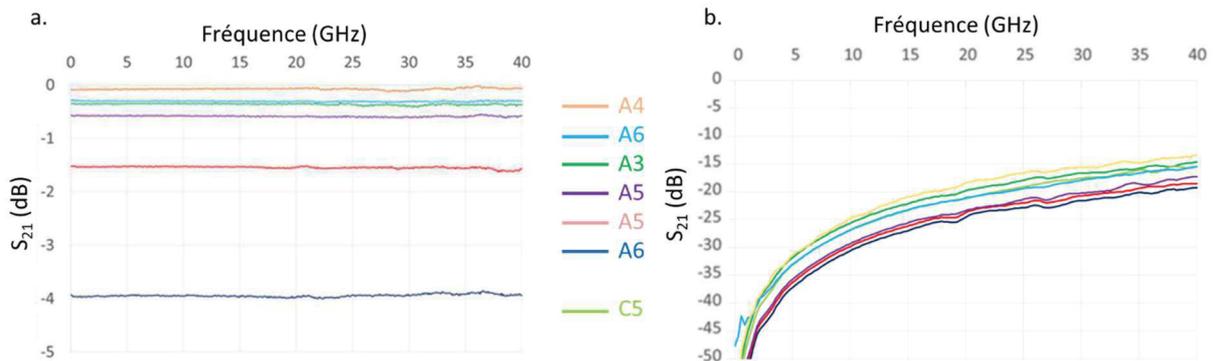


Figure 5-5. Mesures de commutateurs A1 à A6 pour 300 nm de GeTe. a. Dans l'état ON. b. Dans l'état OFF.

Une première analyse rapide à l'état ON montre que les pertes d'insertion dépendent de l'épaisseur de GeTe (t_{GeTe}), de sa largeur (W_{GeTe}) et de sa longueur (L_{GeTe}) d'un point de vue électrique, c'est-à-dire la longueur de GeTe entre les électrodes métalliques, telles qu'elle a été définie au sein du chapitre 3. On remarquera que les pertes d'insertion évoluent qualitativement comme indiqué dans le Tableau 5-1. Le meilleur commutateur, d'un point de vue des performances à l'état ON est le commutateur A4, avec 0.1 dB de perte d'insertion à 40 GHz.

Tableau 5-1. Evolution des pertes d'insertion en fonction de l'évolution des paramètres géométriques du GeTe

Pertes d'insertion	t_{GeTe}	W_{GeTe}	L_{GeTe}
↗	↘	↘	↗
↘	↗	↗	↘

Après un changement de l'état cristallin à l'état amorphe, le paramètre S_{21} représente désormais l'isolation. La ligne de référence, C5, a aussi été mesurée, elle reprend la topologie du dispositif A4 sans GeTe. On observe qu'il n'y a que deux champs de courbe par épaisseur : un champ regroupant les courbes A1, A2, A5, A6 et un autre regroupant A3, A4, C5 pour le cas de 100 nm d'épaisseur, et A1, A2, A5 ainsi que A3, A4, A6 et C5 pour 300 nm d'épaisseur. On remarque déjà que les niveaux d'isolation ne semblent pas dépendre de l'épaisseur de GeTe. De plus, en faisant abstraction de A6, on remarque aussi que l'ensemble A1, A2, A5 correspond à une certaine largeur de la ligne RF au niveau du PCM, (5 μ m), plus fine que celle de l'ensemble A3, A4, C5 (20 μ m). C'est la largeur de la ligne RF qui va fixer la valeur de l'isolation : plus la ligne RF est fine, meilleure est l'isolation.

Nous allons analyser plus finement les états ON et OFF afin d'en extraire notamment un modèle électrique équivalent

5.1.2.1.1. Etat ON, extraction de R_{ON}

Les Figure 5-4.a et Figure 5-5.a montrent que les pertes d'insertion sont quasiment constantes sur toute la bande de mesure de 40 MHz à 40 GHz. Cette réponse fréquentielle est celle d'une résistance série, ce qui est en accord avec l'équivalent composants passifs d'un commutateur donné chapitre 1. Les performances RF peuvent ainsi être simplement modélisées par une résistance série R_{ON} dont le paramètre S_{21} est donné par la formule :

$$S_{21_{dB}} = 20 \log \left(\frac{2}{\frac{R_{ON}}{50} + 2} \right) \tag{5-1}$$

La résistance R_{ON} calculée à partir de l'équation (1.1) propre à chaque dispositif est donnée dans le Tableau 5-2 pour deux épaisseurs de GeTe. Il est notable que le wafer avec 100 nm de GeTe n'a pas subi de recuit à 315°C, la valeur de conductivité du GeTe est alors limitée devant celle du wafer avec 300 nm de GeTe, ce qui pourrait expliquer le ratio supérieur à 3 entre les R_{ON} des deux épaisseurs. Une autre explication plausible avancée dans le cadre du chapitre 4 est celle des films minces. Une comparaison entre les pertes d'insertion mesurées et celles correspondant au R_{ON} équivalent est donnée en Figure 5-6.a pour 100 nm d'épaisseur et en Figure 5-6.b pour 300 nm d'épaisseur. Le dispositif A4 avec 300 nm d'épaisseur est le dispositif avec les pertes d'insertion les plus faibles ; il présente une résistance équivalente à 1 Ω sur toute la bande de mesure.

Tableau 5-2. Résistance R_{ON} des divers commutateurs série de l'ensemble A pour deux épaisseurs de GeTe.

Dispositif	W_{GeTe}/L_{GeTe}	R_{ON} (Ω)	
		$T_{GeTe} = 100$ nm	$T_{GeTe} = 300$ nm
A1	0.586 μm / 1 μm	239	58
A2	1.76 μm × 3 / 1 μm	85	20
A3	7.62 μm / 1 μm	18	4.1
A4	19 μm / 1 μm	5.7	0.93
A5	2.4 μm / 0.5 μm	22	6.9
A6	4.5 μm / 0.5 μm	13	3.6

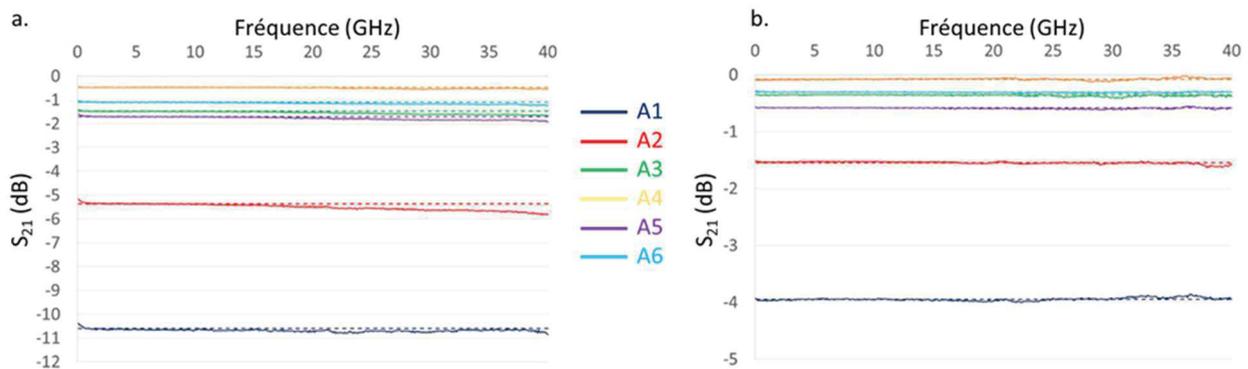


Figure 5-6. Mesures épluchées des pertes d'insertion et calcul avec le R_{ON} équivalent. a. Pour 100 nm d'épaisseur de GeTe. b. Pour 300 nm d'épaisseur de GeTe.

Afin d'extraire la conductivité du GeTe pour les deux plaques considérées, sur la Figure 5-7 sont positionnés les divers R_{ON} extrapolés en fonction du rapport longueur/largeur. Ils suivent une loi linéaire que l'on compare à la formule standard d'expression d'une résistance :

$$R_{eq} = \frac{1}{\sigma_{GeTe} t_{GeTe}} \frac{L_{GeTe}}{W_{GeTe}} \quad (5-2)$$

Il semblerait que $\sigma_{GeTe-100\text{ nm}} = 1 \cdot 10^5 S/m$ et que $\sigma_{GeTe-300\text{ nm}} = 1,5 \cdot 10^5 S/m$

Le zoom sur la Figure 5-7 montre également que pour les dispositifs avec les L_{GeTe} les plus faibles, il y a une plus importante déviation entre le R_{ON} et le R_{eq} , ce qui est en accord avec le fait que plus les dispositifs sont petits, plus le risque est grand qu'ils ne soient pas conformes aux dimensions attendues.

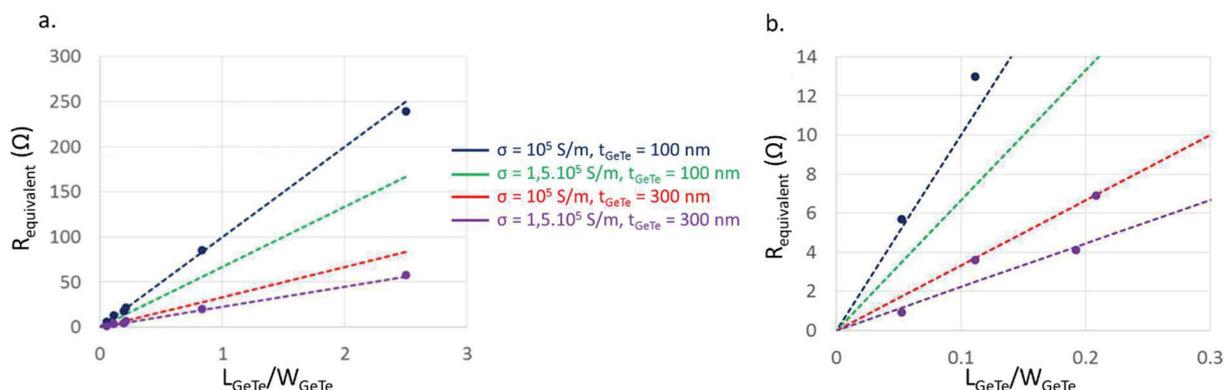


Figure 5-7. Résistance équivalente en fonction du rapport longueur de GeTe sur largeur de GeTe. A droite, zoom.

Des simulations électromagnétiques, Figure 5-8, ont été également menées sur les motifs cités précédemment afin de comparer les mesures et les simulations. Les paramètres des matériaux (en particulier les conductivités électriques des matériaux) sont définis en tant que variables dans HFSS. Une fois ces valeurs correctement ajustées dans HFSS, avec $\sigma_{GeTe-100\text{ nm}} = \sigma_{GeTe-300\text{ nm}} = 1 \cdot 10^5 S/m$, on obtient un accord correct, Figure 5-9, entre les mesures et le modèle électromagnétique 3D qui pourrait être utilisé pour effectuer des simulations de circuits plus complexes en incluant tous les parasites.

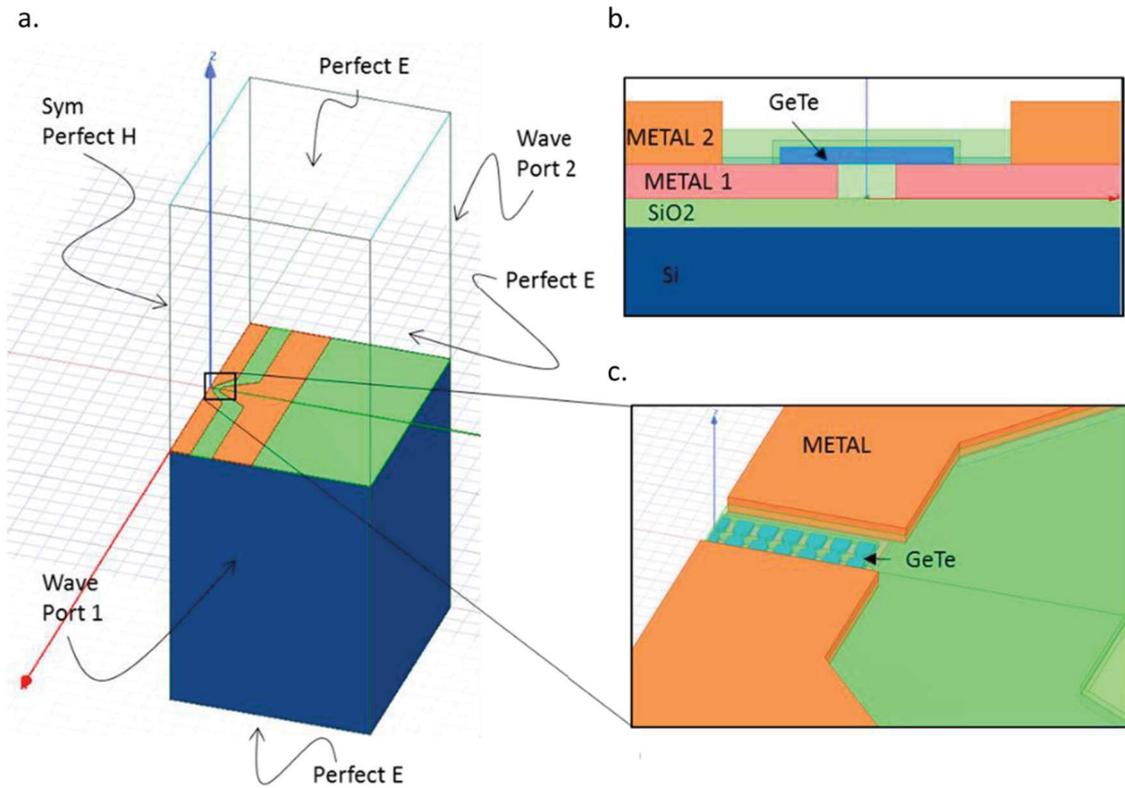


Figure 5-8. Modèle Ansys HFSS 3D d'un switch. a. Vue complète avec les conditions aux limites. b. Empilement technologique dans la zone centrale. c. Vue de la zone centrale.

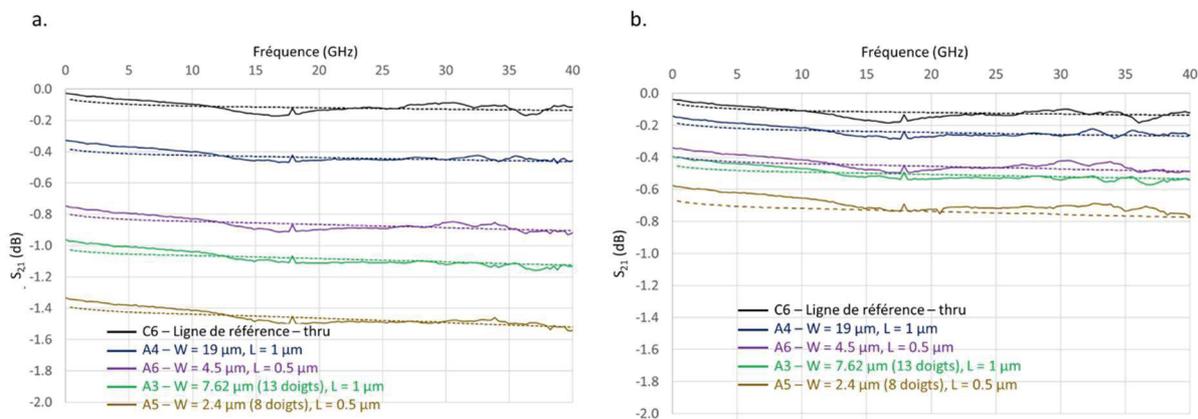


Figure 5-9. a. Paramètres S_{21} mesurés non épluchés pour 100 nm de GeTe (traits pleins) et en simulation (pointillés). b. Paramètres S_{21} mesurés non épluchés pour 300 nm de GeTe (traits pleins) et en simulation (pointillés).

5.1.2.1.2. Etat OFF : extraction de C_{OFF} - R_{OFF}

Nous avons observé que les Figure 5-4.b et Figure 5-5.b mettaient en avant la présence de seulement deux champs de courbe. L'isolation du dispositif semble en effet n'être que fonction de la largeur de la ligne RF (W_{RF}), comme indiqué dans le Tableau 5-3, à l'exception du dispositif A6, et encore, uniquement pour une épaisseur de GeTe de 300 nm. Dans une première approche, l'équivalent électrique des tels dispositifs est une capacité C_{OFF} en parallèle avec une résistance R_{OFF} qui correspond à la valeur de la résistance à l'état OFF du GeTe amorphisé. Il est d'ailleurs important de noter que mis-à-part à basse fréquence (< 1 GHz), la contribution résistive du GeTe dans l'équivalent électrique n'est plus qu'anecdotique et le comportement du dispositif est purement capacitif.

Tableau 5-3. Capacité C_{OFF} et résistance R_{OFF} des divers commutateurs série de l'ensemble A pour deux épaisseurs de GeTe.

Disp.	W_{RF}/L_{GeTe} $t_{met} = 600 \text{ nm}$	Isolation @ 6 GHz		Isolation @ 40 GHz		C_{OFF} (fF)		R_{OFF} (k Ω)	
		$t_{GeTe} = 100 \text{ nm}$	$t_{GeTe} = 300 \text{ nm}$	$t_{GeTe} = 100 \text{ nm}$	$t_{GeTe} = 300 \text{ nm}$	$t_{GeTe} = 100 \text{ nm}$	$t_{GeTe} = 300 \text{ nm}$	$t_{GeTe} = 100 \text{ nm}$	$t_{GeTe} = 300 \text{ nm}$
		A1	5 $\mu\text{m}/1 \mu\text{m}$	-37 dB	-36 dB	-20 dB	-19 dB	4 fF	4 fF
A2	5 $\mu\text{m}/1 \mu\text{m}$	-36 dB	-35 dB	-21 dB	-19 dB	4 fF	5.4 fF	5.5 M Ω	2 M Ω
A3	20 $\mu\text{m}/1 \mu\text{m}$	-32 dB	-30 dB	-17 dB	-15 dB	7 fF	7 fF	1.2 M Ω	340 k Ω
A4	20 $\mu\text{m}/1 \mu\text{m}$	-32 dB	-30 dB	-17 dB	-14 dB	7 fF	7 fF	360 k Ω	100 k Ω
A5	5 $\mu\text{m}/0.5 \mu\text{m}$	-36 dB	-34 dB	-22 dB	-18 dB	4 fF	5.4 fF	1.4 M Ω	420 k Ω
A6	5 $\mu\text{m}/0.5 \mu\text{m}$	-35 dB	-32 dB	-21 dB	-15 dB	4 fF	7 fF	770 k Ω	300 k Ω
C5	20 $\mu\text{m}/1 \mu\text{m}$	-31 dB	-31 dB	-17 dB	-16 dB	7 fF	7 fF	-	-

La Figure 5-10 compare les isolations mesurées avec les transmissions de trois capacités, 4, 5.4 et 7 fF, simulées sur la base des éléments du circuit équivalent à l'état OFF, extraits des mesures et répertoriés au sein du Tableau 5-3.

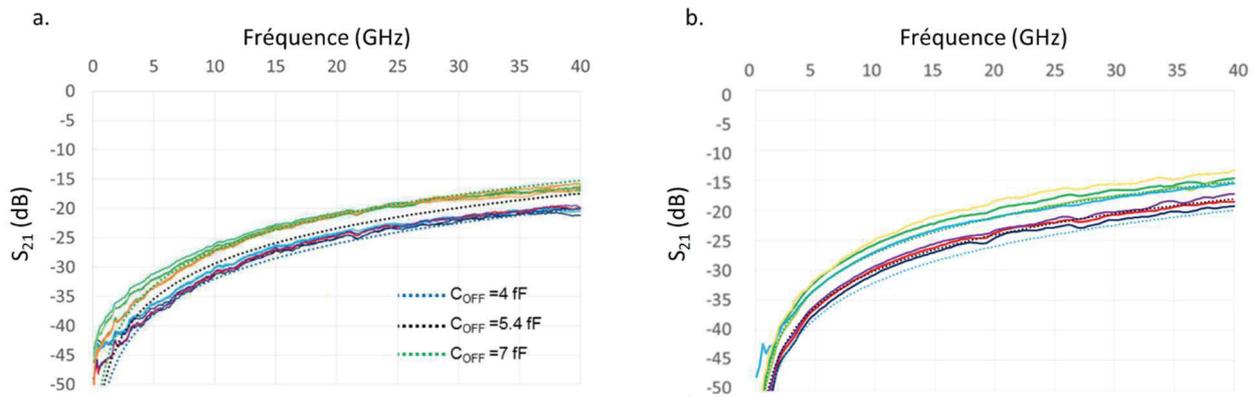


Figure 5-10. Comparaison entre les mesures non épluchées d'isolation pour les commutateurs et trois valeurs de capacité. a. Pour 100 nm de GeTe. b. Pour 300 nm de GeTe.

Comme précédemment, des simulations électromagnétiques sont menées afin de corréliser les mesures et les simulations (Figure 5-11) et ainsi à terme de pouvoir définir un modèle 3D correct permettant de simuler des circuits complexes.

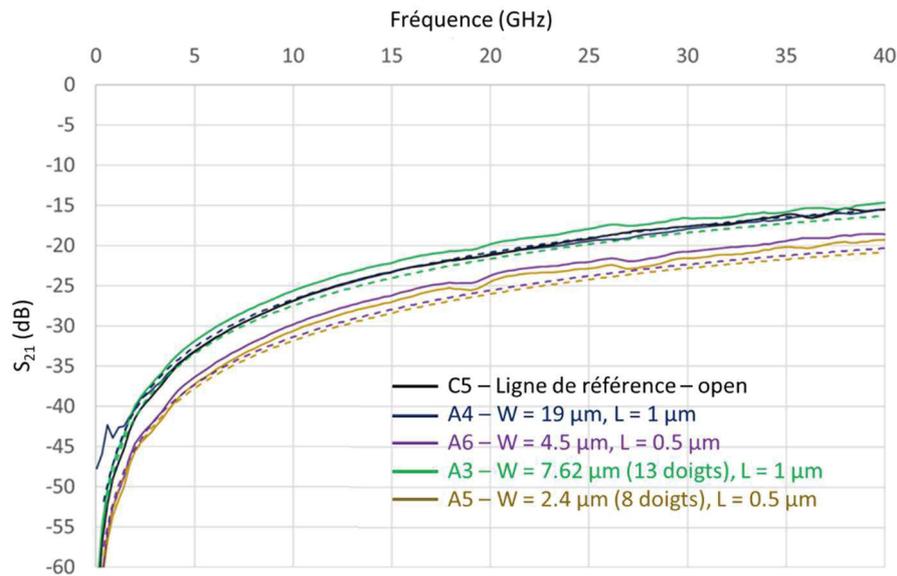


Figure 5-11. Mesures non épluchées (en traits pleins) et simulations (en pointillés) de différents dispositifs pour 300 nm de GeTe.

5.1.2.1.3. Facteur de mérite

En prenant comme référence le dispositif A4 avec une épaisseur de GeTe de 300 nm, la mesure de la résistance équivalente à l'état ON donne une valeur proche de 1Ω alors qu'à l'état OFF, la valeur de capacité équivalente est de 7 fF. Grâce à ces valeurs il est possible d'en déduire le facteur de mérite de ce commutateur comme défini dans le chapitre 1 avec :

$$FOM_{série} = R_{ON} \times C_{OFF} = 7fs \quad (5-3)$$

soit une fréquence de coupure F_{co} équivalente de :

$$F_{co-série} = \frac{1}{2\pi FOM_{série}} = 22.7 \text{ THz} \quad (5-4)$$

Il est intéressant de noter que l'on pourrait augmenter la fréquence de coupure du dispositif en augmentant légèrement l'épaisseur de GeTe, ce qui baisserait la résistance R_{ON} tout en conservant la même valeur de C_{OFF} .

En allant plus loin, la fréquence de coupure pourrait être augmentée en diminuant la largeur de GeTe (W_{GeTe}), et de manière proportionnelle la largeur de la ligne RF (W_{RF}), tout en augmentant l'épaisseur de GeTe (t_{GeTe}) pour conserver une même valeur de R_{ON} (1Ω). Ceci diminuerait la valeur de C_{OFF} . On peut ainsi imaginer, de cette façon atteindre une fréquence de coupure (F_{co}) de 40 THz grâce à un R_{ON} de 1Ω et un C_{OFF} de 4 fF.

5.1.2.2. Commutateurs en configuration shunt

Des mesures similaires à celles menées sur les commutateurs série ont été conduites sur des commutateurs en configuration shunt (commutateurs D1 à D4, D5 et D6 étant les références avec un court-circuit pour D5 - le commutateur est donc à l'état OFF - et un circuit ouvert pour D6 - le commutateur est donc à l'état ON). On pourra vérifier les géométries associées sur la Figure 3-5 du chapitre 3. Afin de conserver la nomenclature utilisée pour les états ON et OFF du commutateur, nous allons nommer ici :

- R_{ON} , la résistance lorsque le GeTe est amorphe, de l'ordre du $M\Omega$; il n'y a pas de court-circuit vers la masse, le commutateur est à l'état ON.
- C_{ON} , la capacité lorsque le GeTe est amorphe, de l'ordre de quelques fF. Elle pourrait éventuellement s'avérer gênante en court-circuitant le signal à la masse alors que le commutateur est à l'état ON.
- R_{OFF} , la résistance lorsque le GeTe est cristallin, de l'ordre de 1Ω pour les dispositifs larges ; il y a un court-circuit vers la masse, le commutateur est à l'état OFF.

Si l'on observe attentivement la géométrie de lignes choisie pour accéder au switch, sur la Figure 3.1.a du chapitre 1, on se rend compte également qu'il est important de considérer l'excroissance depuis la masse ainsi que le rétrécissement de la ligne centrale. On nommera donc :

- $L_{//}$, l'inductance de la branche parallèle représentant l'excroissance métallique de la masse.
- R_S , la résistance série de la ligne centrale qui augmente lorsque cette dernière rétrécit en largeur.

Finalement, le modèle équivalent est donné Figure 5-12 :

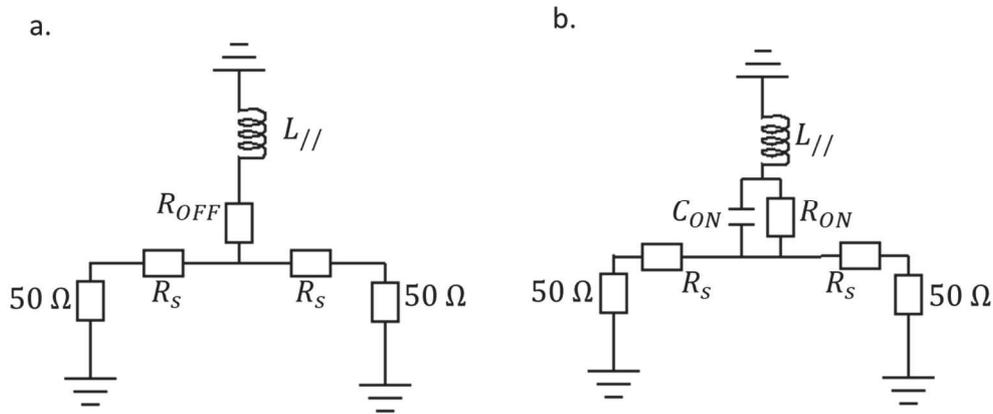


Figure 5-12. Modèle équivalent de la configuration shunt. a. cas OFF. b. cas ON

Les mesures des pertes d'insertion et d'isolation sont données Figure 5-13. L'évolution des valeurs du modèle équivalent est présentée dans le Tableau 5-4. Seule l'épaisseur de 300 nm a été considérée.

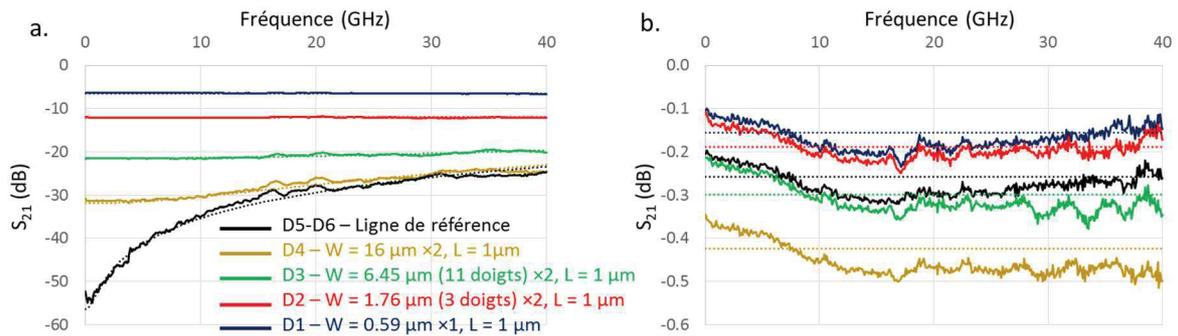


Figure 5-13. Mesures non épluchées (traits pleins) et équivalents électriques (pointillés) des dispositifs D1 à D6. a. GeTe à l'état cristallin et ligne de référence D5 en short. b. GeTe à l'état amorphe et ligne de référence D6 en open. Epaisseur de GeTe de 300 nm.

Tableau 5-4. Capacité C_{ON} et résistances R_{OFF} et R_{ON} des divers commutateurs shunt de l'ensemble D pour une épaisseur de GeTe de 300 nm.

Dispositif	$L_{//}$ (fH)	R_{OFF} (Ω)	R_{ON} (M Ω)	C_{ON} (fF)	R_s (Ω)
D1	7	24	?	≈ 20	0.8
D2	7	8.7	?	≈ 20	0.8
D3	7	2.4	?	≈ 20	1.3
D4	7	0.7	?	≈ 20	2.2
D5	7	0	NA	≈ 20	1
D6	7	NA	∞	≈ 20	1.3

5.1.2.2.1. Etat OFF : extraction de R_{OFF} et $L_{//}$

Contrairement à l'état OFF des commutateurs série, c'est avant tout la composante R_{OFF} qui va fixer la valeur de l'isolation et non la capacité parallèle parasite. Cette dernière n'intervient que dans le cas ON. Pour le dispositif D5, qui est le dispositif de référence pour la configuration shunt en court-circuit, la valeur de $L_{//}$ est équivalente à 7 fH. Cette valeur restera identique pour tous les commutateurs dans les deux cas ON et OFF car elle est uniquement liée aux excroissances parallèles métalliques toujours présentes. Il n'est pas aisé de déterminer les résistances R_s dans le cas OFF, l'incertitude est trop importante du fait du court-circuit à la masse.

5.1.2.2.2. Etat ON : extraction de R_{ON} - C_{ON} et R_s

Afin de déterminer la capacité C_{ON} , il faut se focaliser sur le dispositif D6. Toutefois, l'allure de la courbe sur la Figure 5-13.b ne permet pas de déterminer la valeur de C_{ON} avec certitude. Pour estimer C_{ON} , il faut donc se concentrer sur les pertes d'insertion en DC et à leur valeur plus basse à 40 GHz sur la Figure 5-13.b, soit une vingtaine de fF correspondant à la simulation circuit équivalente en pointillé. Toutefois l'allure décroissante jusqu'à 15 GHz et légèrement croissante entre 15 et 40 GHz n'est pas cohérente avec le schéma équivalent proposé. Une amélioration du modèle pourrait par exemple consister à inclure les effets parasites liés au substrat.

Il est notable que la sensibilité sur R_{ON} est nulle, on ne parvient pas à déterminer la valeur de la résistance R_{ON} dans la branche parallèle. Afin de retrouver les courbes de la Figure 5-13.b, des valeurs trop faibles sont nécessaires, de l'ordre du k Ω , en totale contradiction avec la qualité de l'état amorphe espéré et démontrée au sein du chapitre 4.

Au contraire, il est aisé de déterminer la valeur R_s dans l'état OFF car c'est elle qui impose le niveau de pertes d'insertion. On devrait donc idéalement retrouver 5 courbes superposées. Ceci n'est pas le cas. A la limite, on pourrait observer une évolution croissante des pertes d'insertion, avec un minimum de pertes d'insertion pour D6, puis D1 (le plus petit commutateur qui présente le plus grand R_{ON} théoriquement), D2, D3, et enfin D4 (le plus gros commutateur qui présente le plus faible R_{ON} théoriquement). Les résultats non épiluchés sont finalement aléatoires et laissent supposer une résistance de contact non répétable lors des mesures. On peut donc aisément supposer que les pertes d'insertion dues au commutateur seul seront extrêmement faibles telles que pour D1 et D2, voire en-deça car D1 et D2 considèrent les lignes d'accès coplanaires de 200 μm de long en tout ce qui peut aisément ramener 0.1 dB de pertes.

5.1.2.2.3. Facteur de mérite

Si l'on cherche à exprimer la FoM d'une configuration shunt, il faut se focaliser sur les éléments importants pour l'isolation et les pertes d'insertion dans cette configuration. En s'affranchissant des pertes résistives en ligne dont on a vu qu'elles étaient dues à un mauvais contact ou aux lignes d'accès, le seul effet néfaste sur les pertes d'insertion provient de C_{ON} . Pour l'isolation, c'est au contraire R_{OFF} qui en fixe le niveau (on peut imaginer des géométries pour lesquelles l'effet inductif $L_{//}$ est négligeable). On se propose donc de définir le facteur de mérite suivant que l'on calculera pour le dispositif le plus intéressant d'un point de vue isolation, à savoir D4 :

$$FoM_{shunt} = R_{OFF} \times C_{ON} \sim 0.7 \times 20 \cdot 10^{-15} = 14 fS \quad (5-5)$$

soit une fréquence de coupure F_{Co} équivalente de :

$$F_{Co-shunt} = \frac{1}{2\pi FoM_{shunt}} = 11.4 \text{ THz} \quad (5-6)$$

Cette valeur est à prendre avec précaution car la sensibilité sur le C_{ON} est mauvaise, toutefois, il ne semble pas incohérent d'obtenir le double de capacité par rapport à la configuration série car C_{ON} représente deux capacités parallèles. Nous obtenons plus du double mais la configuration des lignes métalliques en regard n'est pas non plus la même. Enfin la résistance R_{OFF} n'est pas non plus deux fois plus faible que dans le cas série mais il ne s'agit pas non plus de la même largeur de GeTe ($19 \mu\text{m}$ dans le cas série et $16 \mu\text{m}$ dans le cas shunt).

5.1.2.3. Commutateurs Single Port Double Thru, SPDT

Des mesures petits signaux ont été menées en trois ports sur des circuits SPDT ayant la topologie indiquée en Figure 5-14.

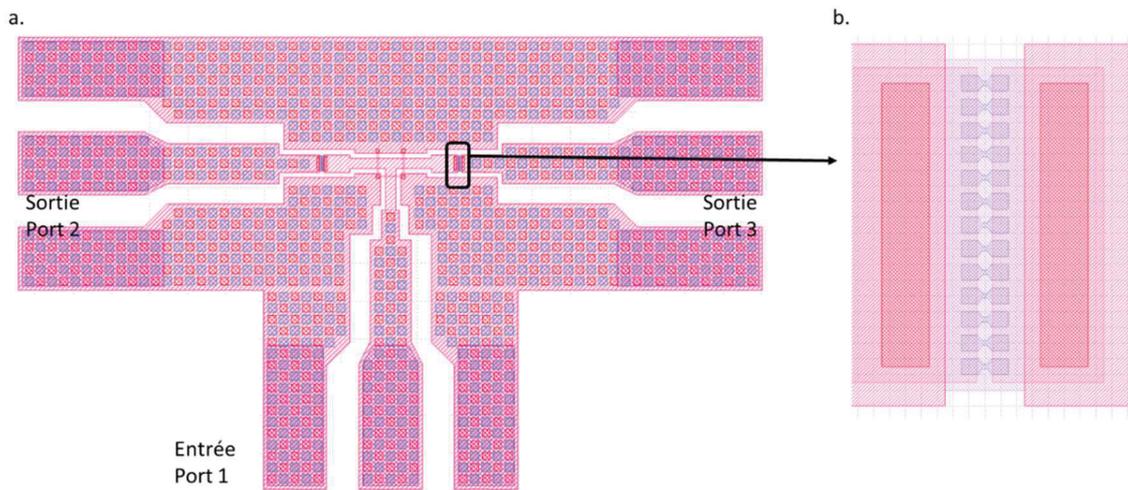


Figure 5-14. a. Topologie d'un motif SPDT comprenant deux commutateurs PCM série de type A3. b. Zoom.

Les résultats de mesures en trois ports sont donnés Figure 5-15.a. A 60 GHz, le SPDT possède des pertes d'insertion de 1.2 dB pour la voie fermée alors que la voie ouverte présente une isolation de 25 dB.

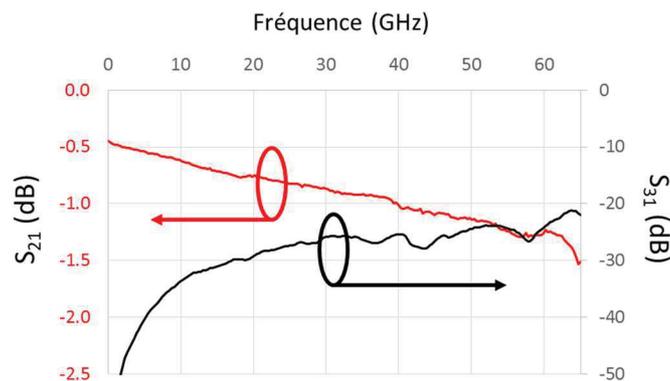


Figure 5-15. Mesures d'un SPDT avec l'interrupteur du port 2 fermé et l'interrupteur du port 3 ouvert.

5.1.3. Pertes d'insertion et isolation des commutateurs – lot 3

Comme indiqué dans le chapitre 2, les motifs du lot 3 possèdent trois niveaux de couche métallique : les deux couches de métal de conducteur servant à amener le signal RF ainsi que le couple courant/tension nécessaire

au changement d'état par chauffage direct mais aussi la couche de métal résistif (TiN ou W) jouant le rôle de heater.

Il est intéressant de visualiser l'influence de cette couche métallique sur les performances en pertes d'insertion et en isolation sur les motifs.

Dans cet optique la Figure 5-16 présente les mesures des motifs B1 à B6, identiques aux motifs A1 à A6 avec la couche de heater en plus, cette même figure présente aussi les résultats de paramètres S de la sans heater.

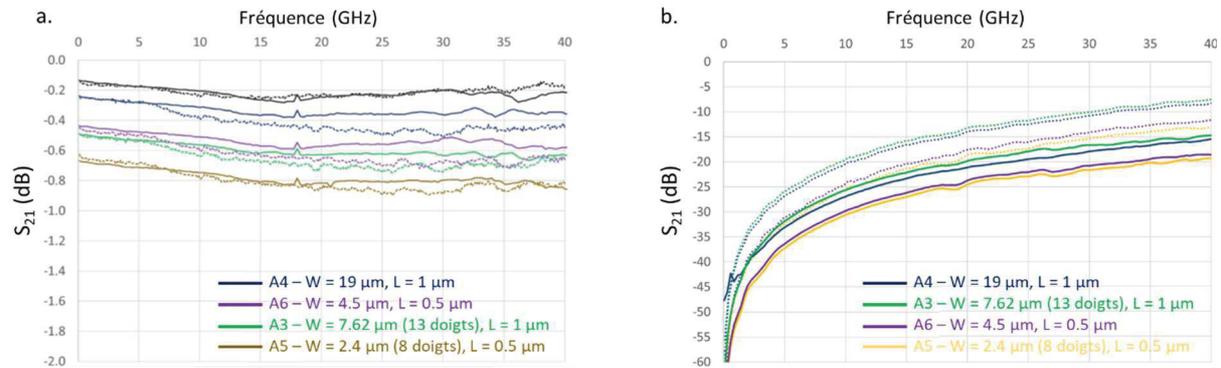


Figure 5-16. Mesures non épluchées comparatives entre les motifs Ax (sans heater en traits pleins) et Bx (avec heater en pointillés). a. Dans l'état ON. b. Dans l'état OFF.

Les pertes d'insertion augmentent légèrement lorsque la fréquence augmente sur les dispositifs à quatre accès (avec heater) en raison de capacités parasites impliquées par la présence du heater. L'augmentation de ces pertes d'insertion reste néanmoins limitée : en effet on découvre une augmentation maximale de 0.1 dB pour le dispositif A4. De même dans l'état OFF : l'isolation diminue dans les dispositifs avec heater par rapport aux dispositifs sans heater toujours en raison du couplage ligne signal/heater. L'effet du heater peut être intégré dans le modèle en ajoutant une capacité en parallèle sur le commutateur. Cette capacité a une valeur de l'ordre 12 fF pour les commutateurs les plus larges et de 6 fF pour les commutateurs les moins large. On notera cependant que les mesures ont été réalisées avec le ligne du heater placé à un potentiel flottant. Connecter le heater à un circuit de polarisation peut résulter dans une augmentation de l'isolation mais aussi une augmentation des pertes d'insertion.

5.1.4. Conclusion sur les mesures petits signaux

La première partie de ce chapitre présente des résultats de perte d'insertion de différents commutateurs à base de GeTe. La brique la plus simple, le SPST en configuration série présente des performances supérieure à l'état de l'art des technologies à base de transistor. Les performances annoncées dans ce chapitre sont comparable à l'état de l'art sur le sujet comme indiqué dans le Tableau 5-5.

Tableau 5-5. Etat de l'art des commutateurs RF.

Technologie	MOSFET	SOI	CB-Switch	VO ₂	GeTe	GeTe	GeTe	GeTe
Information	-	-	Ag/Air/Au		Série	Shunt*	Série	Série
R _{ON} (Ω)	4	5.3	3.5	2	0.9	0.7	5	1.22
C _{OFF} (fF)	20	21.3	1.2	3.5	14.1	4	8.5	12.3
F _C (THz)	0.92	1.4	38	45	12.5	80	3.7	10.6
Référence	[2]	[3]	[4]	[5]	[6]	[7]	[8]	[9]

*La définition utilisée dans [7] pour la FoM est la même que la nôtre, le choix des terminologies est juste différent.

5.2. Caractérisations grands signaux

La tenue en puissance et la linéarité d'un dispositif constituent des critères de performance primordiaux d'un point de vue système. Suivant l'application, le critère de tenue en puissance peut même être rédhibitoire. Dans le cadre d'un module de communication RF d'envoi d'information la puissance au niveau du switch d'antennes peut être importante : proche de la trentaine de dBm typiquement pour les bornes WiFi indoor.

Plusieurs tests en puissance ont été menés dans le cadre de nos commutateurs :

- une première campagne de mesure à 2.7 GHz avec une puissance RF d'entrée variant de -10 dBm à 40 dBm par pas de 1 dBm sur les deux épaisseurs différentes. C'est cette fréquence qui est utilisée pour tous les tests de mesure en puissance.
- une seconde campagne de mesure sur un autre équipement pour les tests de linéarité. La fréquence de mesure choisie est de 824 MHz, la puissance d'entrée varie de 1 à 31 dBm par pas de 2 dBm. Comme nous observons la linéarité en fonction du niveau de puissance injecté dans le dispositif, cette campagne est comme une confirmation de la campagne précédente. Pour cette raison les analyses comparatives sur la tenue en puissance entre les configurations série et shunt seront justifiées aux deux fréquences.

Les commutateurs sont testés à l'état ON et à l'état OFF. Toutefois c'est la qualité de la phase du GeTe qui va être le critère matériau prédominant pour analyser les résultats. Pour cette raison, plutôt que de présenter une analyse en fonction de la configuration série ou shunt dans les deux états OFF et ON, il est préférable de se focaliser sur l'état de phase du matériau plutôt que l'état électrique du commutateur. Dans un premier temps, la tenue en puissance des commutateurs avec GeTe à l'état cristallin est présentée.

5.2.1. Tenue en puissance du GeTe cristallin

5.2.1.1. Commutateur en configuration série

Sont présentés sur la Figure 5-17, les puissances P_{OUT} des différents dispositifs en fonction de la puissance d'entrée P_{IN} , pour une épaisseur de GeTe de 100nm. La défaillance est définie par un changement brutal du gain du dispositif et la tenue en puissance comme le maximum de puissance en entrée avant défaillance. Comme attendu, la tenue en puissance augmente en fonction de la largeur du dispositif. Quand le maximum de puissance est atteint, le GeTe est détruit et le commutateur devient totalement ouvert. Le point de compression à 1 dB n'est pas atteint avant la destruction du dispositif.

On remarque de suite qu'il est possible de tenir de l'ordre de 30 dBm avec des dispositifs suffisamment larges tels que A4 (19 μ m) ou Q2 (31 μ m).

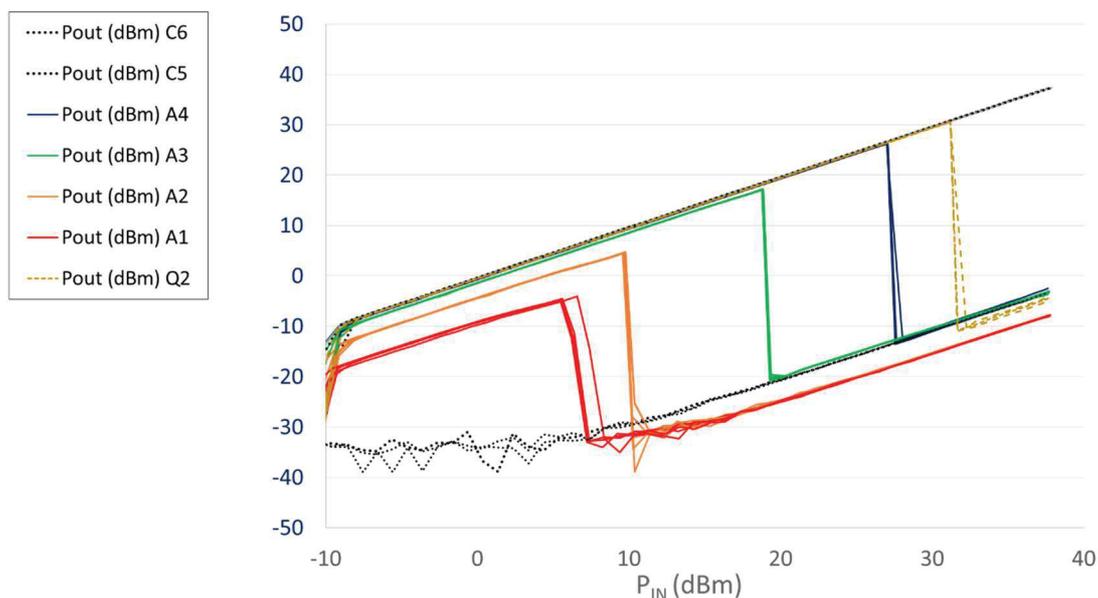


Figure 5-17 P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A4, Q2, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe cristallin. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée. Epaisseur de GeTe = 100 nm.

Toutefois, le but de cette étude, en plus de définir les limites en puissance admissible par un dispositif est d'essayer de corrélérer ces puissances avec un effet de la géométrie du commutateur, de la même manière que nous avons conduit une analyse géométrique du courant d'amorphisation au sein du chapitre 4.

Dans un premier temps, l'étude va se porter sur une variation de la largeur et de l'épaisseur de GeTe. Puis nous étudierons l'impact de la longueur.

5.2.1.1.1. Analyse géométrique en fonction de la largeur W et de l'épaisseur T du GeTe

Le circuit équivalent du circuit en configuration série est présenté en Figure 5-18. L'équipement de mesure présente une impédance 50 Ω en entrée du circuit et une impédance 50 Ω en sortie du circuit. Sur la base de ce circuit équivalent et des résultats empiriques de la Figure 5-17, il est possible de calculer le courant de rupture, $I_{s_{max}}$, du commutateur.

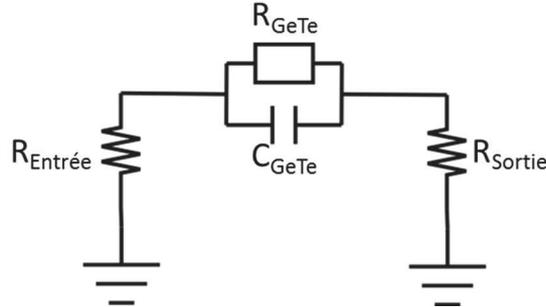


Figure 5-18 Schéma électrique équivalent.

Dans le cas d'un commutateur série, on a : $R_{GeTe} = R_{ON}$ et $C_{GeTe} = C_{OFF}$.

Soit $Z_{série}$ l'impédance équivalente à R_{ON} et C_{OFF} avec :

$$Z_{série} = \frac{R_{ON}}{1 + jR_{ON}C_{OFF}\omega} \tag{5-7}$$

Or

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{z}{z+2} & \frac{2}{z+2} \\ \frac{2}{z+2} & \frac{z}{z+2} \end{pmatrix} \text{ avec } z = \frac{Z}{Z_0} = \frac{Z}{50} \tag{5-8}$$

D'où

$$S_{21-série} = \frac{2}{\frac{1}{\frac{R_{ON}}{Z_0} + jR_{ON}C_{OFF}\omega} + 2}} \text{ et } |S_{21-série}| = \sqrt{\frac{(2Z_0)^2 + (2R_{ON}C_{OFF}\omega Z_0)^2}{(R_{ON} + 2Z_0)^2 + (2R_{ON}C_{OFF}\omega Z_0)^2}} \tag{5-9}$$

Soit :

$$S_{21\text{ dB}} = 20 \cdot \log(|S_{21}|) \tag{5-10}$$

$$P_{OUT\text{ dBm}} = P_{IN\text{ dBm}} + S_{21\text{ dB}} \tag{5-11}$$

$$P_{OUT\text{ mW}} = 10^{\frac{P_{OUT\text{ dBm}}}{10}} \tag{5-12}$$

$$I_{pic} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{OUT\text{ mW}}}{1000 \cdot Z_0}} \tag{5-13}$$

Il vient donc :

$$I_{pic-série} = \sqrt{\frac{2.10^{\frac{P_{IN\text{ dBm}} + 20 \cdot \log\left(\sqrt{\frac{(2Z_0)^2 + (2R_{ON}C_{OFF}\omega Z_0)^2}{(R_{ON} + 2Z_0)^2 + (2R_{ON}C_{OFF}\omega Z_0)^2}}\right)}}{10}}{1000 \cdot Z_0}} \tag{5-14}$$

$I_{pic-série}$ donne le courant en fonction de $P_{IN\text{ dBm}}$ et du couple $R_{ON}-C_{OFF}$.

Le Tableau 5-6 répertorie pour tous les dispositifs la puissance maximale mesurée qu'ils peuvent atteindre, lorsque le GeTe est cristallin, avant une défaillance ($P_{s_{max}}$) ainsi que les courants ($I_{s_{max}}$) et tensions correspondant.

Tableau 5-6. Comparatif des performances de tenue en puissance pour des dispositifs à base de GeTe pour diverses largeur et deux épaisseurs (100 nm et 300 nm) avec une même longueur $L=1 \mu\text{m}$.

Dispo	W (μm)	T (nm)	L (μm)	R_{ON} (Ω)	P_{max}^s (dBm)	P_{max}^s (mW)	I_{max}^s * (mA)	Tension (V)
A1	0.586	100	1	155	5.58	3.61	4.79	0.72
A2	1.76	100	1	51.7	9.65	9.23	12.39	0.68
A3	7.62	100	1	11.9	18.8	75.9	47.90	0.72
A4	19	100	1	4.80	27.0	501.2	129.9	1.17
Q2	31	100	1	2.93	31.0	1320	223.1	0.65
A1	0.586	300	1	51.5	6.4	4.36	8.75	0.45
A2	1.76	300	1	17	12.44	17.54	22.40	0.40
A3	7.62	300	1	3.9	23.7	234.4	92.00	0.48
A4	19	300	1	1.5	32	1580	245.6	0.61

*calculé à partir de $I_{max}^s = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{max}^s(mW)}{1000 \cdot Z_0}}$

La Figure 5-19 représente la puissance maximale en fonction de la largeur W , paramétrée par l'épaisseur (T), pour la longueur $L=1 \mu\text{m}$. Soit :

$$P_{max}^s(W, T, L) = f_W(W) \cdot f_T(T) \cdot f_L(L) \tag{5-15}$$

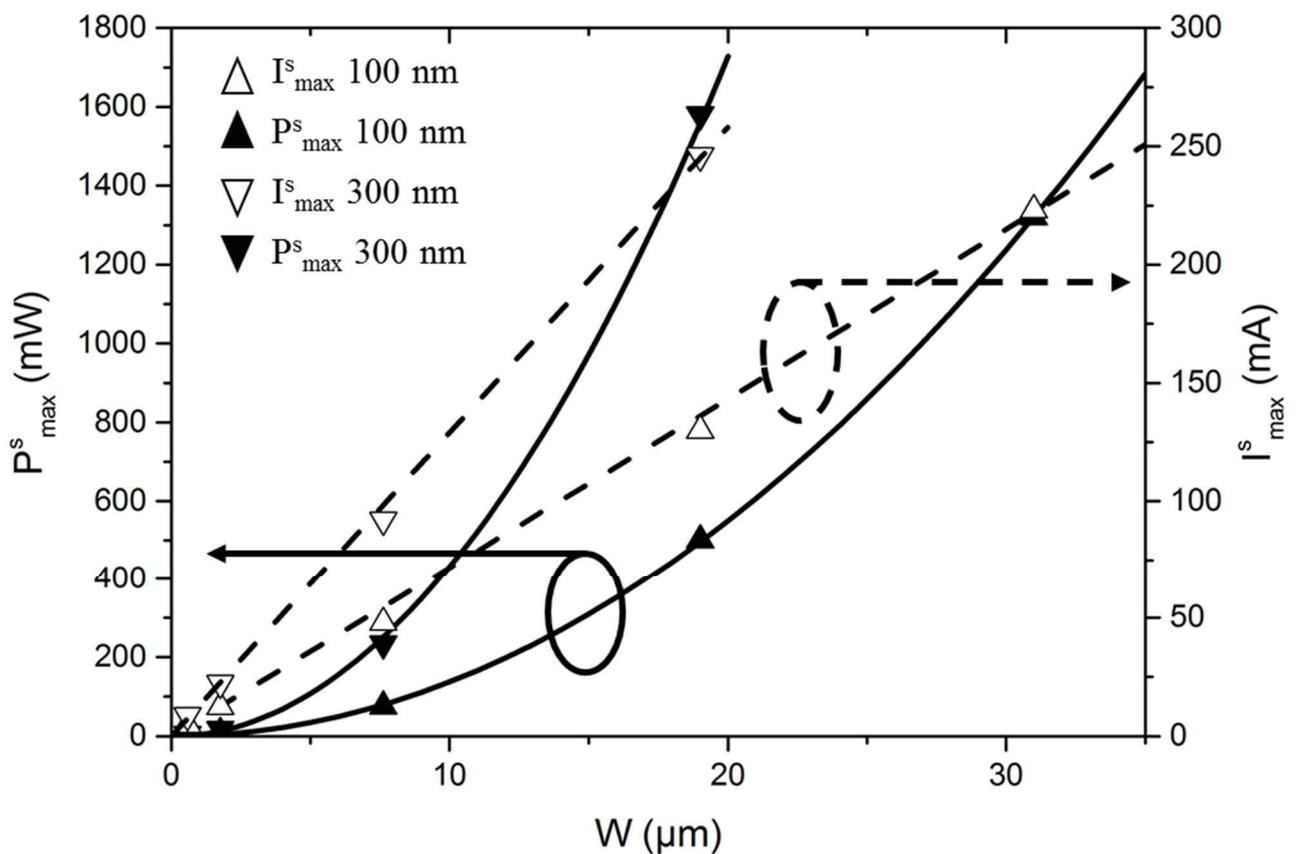


Figure 5-19. Puissance de défaillance en configuration série en fonction de la largeur (W) en triangles pleins vers le haut pour 100 nm et vers le bas pour 300 nm. Courant en fonction de la largeur (W) en triangle vide vers le haut pour 100 nm et vers le bas pour 300 nm.

Il est visible que la puissance augmente par rapport au carré de la largeur. Par exemple pour 100 nm :

$$P_{max}^s(W, 100, 1) = k_{1-100nm-1\mu m} \cdot W^2 \text{ avec } k_{1-100nm-1\mu m} = 1.375 \tag{5-16}$$

Sur la même Figure 5-19 est représentée l'évolution du courant maximal avant destruction admissible dans un dispositif en fonction de la largeur (W). Cette évolution est linéaire avec pour 100 nm :

$$I_{max}^s(W, 100, 1) = k_{2-100nm-1\mu m} \cdot W \text{ avec } k_{2-100nm-1\mu m} = 7.14 \quad (5-17)$$

La tension maximale aux bornes du dispositif est consécutive à la valeur du courant qui le traverse. Elle se déduit très simplement d'une loi d'Ohm avec la résistance du commutateur.

De la même manière pour 300 nm :

$$P_{max}^s(W, 300, 1) = k_{1-300nm-1\mu m} \cdot W^2 \text{ avec } k_{1-300nm-1\mu m} = 4.23 \quad (5-18)$$

$$I_{max}^s(W, 300, 1) = k_{2-300nm-1\mu m} \cdot W \text{ avec } k_{2-300nm-1\mu m} = 12.9 \quad (5-19)$$

Finalement, à largeur égale, augmenter l'épaisseur d'un rapport 3 ne permet pas d'augmenter la tenue en courant de ce même coefficient 3. Cette dépendance non linéaire avec l'épaisseur avait aussi été observée lors du chapitre 4 pour déterminer le courant d'amorphisation en fonction de l'épaisseur. L'influence de la diffusion thermique avait été amenée avec une variation en \sqrt{T} . Effectivement le ratio $\frac{k_{2-300nm-1\mu m}}{k_{2-100nm-1\mu m}} = \frac{12.9}{7.14} \sim \sqrt{3}$ à 4% près.

Toujours à largeur de dispositif égale, augmenter l'épaisseur d'un rapport 3 devrait donc permettre d'augmenter d'un rapport 3 la tenue en puissance. Et effectivement le ratio $\frac{k_{1-300nm-1\mu m}}{k_{1-100nm-1\mu m}} = \frac{4.23}{1.375} \sim 3$ à 2% près :

Si on cherche à définir une formule plus générale, on a, avec W et T en μm :

$$P_{max}^s(W, 100, 1) = k_{1-100nm-1\mu m} \cdot W^2 = 1.375 \cdot W^2 = 13.75 \times W^2 \times 0.1 = 13.75 \times W^2 \times T$$

$$P_{max}^s(W, 300, 1) = k_{1-300nm-1\mu m} \cdot W^2 = 4.23 \times W^2 = 42.3 \times 0.1 \times W^2 = 14.1 \times 0.3 \times W^2$$

D'où l'on peut déduire une loi générale en W et T pour la tenue en puissance, à savoir

$$\boxed{P_{max}^s(W(\mu m), T(\mu m), L = 1\mu m) \cong 14 \times W^2 \times T \quad \text{avec } P_{max}^s \text{ en mW} \quad (5-20)}$$

De même pour le courant :

$$\boxed{I_{max}^s(W(\mu m), T(\mu m), L = 1\mu m) \cong 23 \times W \times \sqrt{T} \quad \text{avec } I_{max}^s \text{ en mA} \quad (5-21)}$$

Les Figure 5-20.a et b permettent de comparer les résultats de mesure et les résultats issus de la relation $P_{max}^s(W, T, L = 1\mu m) \cong 14 \times W^2 \times T$. On peut voir que l'erreur relative est inférieure à 6% pour une largeur de GeTe variant de 7.62 μm à 31 μm pour des épaisseurs de GeTe allant de 100 à 300 nm.

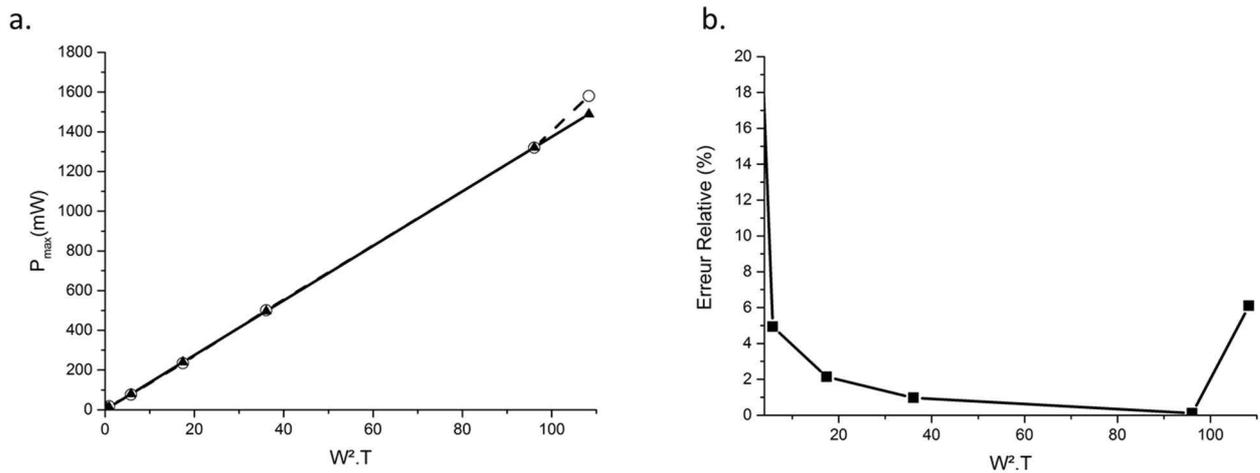


Figure 5-20. a. Maximum de puissance admissible dans un dispositif à base de GeTe dans les switch's série cristallin en fonction du produit W^2T , mesuré (cercles) et issu de la formulation proposée (triangles). b. Erreur relative entre les deux expressions.

5.2.1.1.2. Analyse géométrique en fonction de la longueur L du GeTe

Le même travail a une nouvelle fois été réalisé pour des commutateurs ayant une largeur identique et une longueur différente. Le wafer sur lequel a été faite cette étude a une épaisseur de GeTe de 100 nm.

Tableau 5-7. Comparatif des performances de tenue en puissance pour des dispositifs à base de GeTe en fonction de la longueur L pour une même largeur $W = 31 \mu\text{m}$ et une même épaisseur $T = 100 \text{ nm}$.

Dispo	W (μm)	T (nm)	L (μm)	R_{ON} (Ω)	P_{max}^s (dBm)	P_{max}^s (mW)	I_{max}^s * (mA)	Tension (V)
Q1	31	100	1.5	4.40	30	1000	191.6	0.84
Q2	31	100	1	2.93	31	1320	223.1	0.65
R1	31	100	3	8.80	28	630	146.0	1.28
R2	31	100	2	5.87	29	794	168.4	0.99

*calculé à partir de $I_{max}^s = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{max}^s(mW)}{1000 \cdot Z_0}}$

On a exprimé précédemment P_{max}^s et I_{max}^s en fonction de la largeur (W) et de l'épaisseur (T), cherchons à exprimer ces grandeurs en fonction de la longueur de zone active de GeTe (L) également.

La figure XX présente l'évolution de la puissance et du courant de dégradation d'un dispositif à base de GeTe en configuration série pour une variation de L.

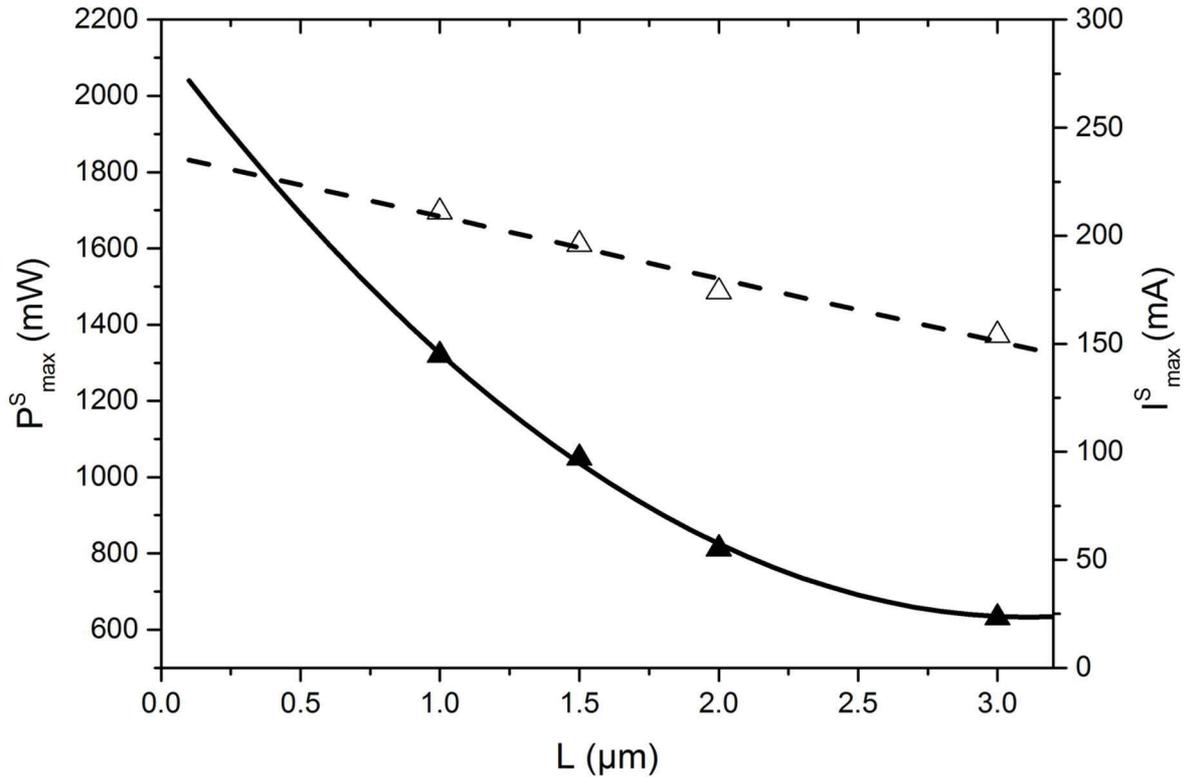


Figure 21. Puissance de défaillance en fonction de la longueur (L) en triangles pleins pour 100 nm de GeTe. Courant en fonction de la longueur (L) en triangle vide pour 100 nm.

Comme précédemment, on cherche à établir une relation de P_{max}^s et de I_{max}^s en fonction d'un paramètre géométrique. On a vu précédemment que :

$$P_{max}^s(W, T, 0.5) = 14W^2T \tag{5.22}$$

$$I_{max}^s(W, T, 0.5) = 23W\sqrt{T} \tag{5.23}$$

A l'inverse des évolutions précédentes, le courant et la puissance de dégradations évoluent inversement avec l'augmentation du paramètre géométrique (ici L) et finalement on a :

$$P_{max}^s(W, T, L) = \frac{233.4W^2T}{(L+3.12)^2} \tag{5.24}$$

$$I_{max}^s(W, T, L) = \frac{93.1W\sqrt{T}}{(L+3.12)} \tag{5.25}$$

On vérifie bien que (5.24) est vérifiée dans (5.22) et (5.25) dans (5.23) pour $L = 0.5$.

Finalement on a trouvé une relation entre les courants et puissance de dégradation en fonction des trois paramètres géométriques du GeTe.

5.2.1.2. Commutateur en configuration shunt

Sont présentées sur la Figure 5-22 les puissances P_{OUT} des différents dispositifs en fonction de la puissance d'entrée P_{IN} , pour une épaisseur de GeTe de 100nm. On observe que le dispositif le plus conséquent, D4 avec $W=16 \mu m$, présente une défaillance à partir de 25 dBm. Au moment de la défaillance, le GeTe cristallin est détruit, il n'y a plus de court-circuit possible à la masse et plus d'isolation. Comme précédemment concernant la tenue en puissance des commutateurs séries à GeTe cristallin, la tenue en puissance dépend de la largeur. Plus le dispositif est large, plus il tiendra de la puissance.

Ici aussi, l'intérêt est de définir une loi d'aide au design qui nous permette d'estimer la valeur de la tenue en puissance en fonction de la géométrie.

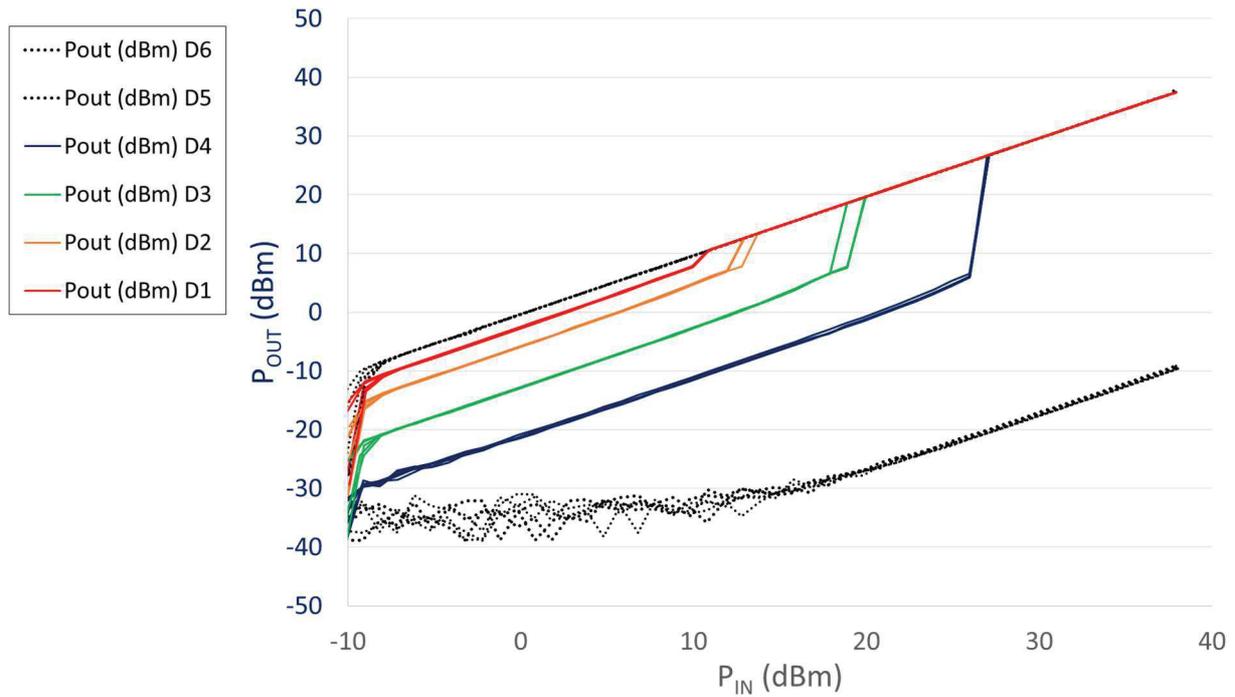


Figure 5-22. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs D1 à D6, en configuration shunt pour du GeTe cristallin. Pour rappel, D5 et D6 représentent des lignes de référence avec un shunt respectivement fermé et ouvert. Epaisseur de GeTe = 100 nm.

5.2.1.2.1. Analyse géométrique en fonction de la largeur W et de l'épaisseur T du GeTe

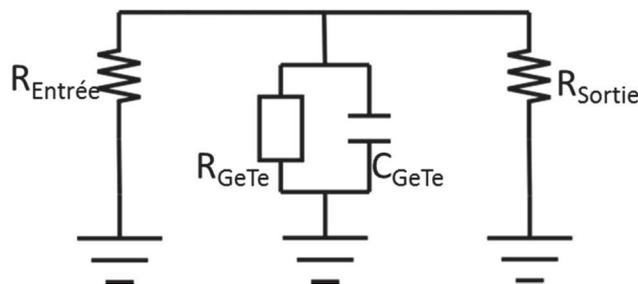


Figure 5-23. Schéma électrique équivalent de la configuration shunt avec le GeTe cristallin (état OFF).

Dans le cas d'un commutateur shunt, avec le GeTe cristallin, on a : $R_{GeTe} = R_{OFF}$ et $C_{GeTe} = C_{ON}$.

Soit Z_{shunt} l'impédance équivalente à R_{OFF} et C_{ON} (on néglige l'influence de $L_{//}$ qui intervient surtout dans le cas ON, lorsque le GeTe est amorphe) avec :

$$Z_{shunt} = \frac{R_{OFF}}{1 + jR_{OFF}C_{ON}\omega} \tag{5-226}$$

Or

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{y}{y+2} & \frac{2}{y+2} \\ \frac{2}{y+2} & -\frac{y}{y+2} \end{pmatrix} \text{ avec } y = \frac{Z_0}{Z} \tag{5-27}$$

D'où

$$S_{21} = \frac{2}{Z_0 \cdot \frac{1 + jR_{OFF}C_{ON}\omega}{R_{OFF}} + 2} \text{ et } |S_{21}| = \sqrt{\frac{(2R_{OFF})^2}{(2R_{OFF} + Z_0)^2 + (R_{OFF}C_{ON}\omega Z_0)^2}} \tag{5-23}$$

Par ailleurs

$$V_{pic} = \sqrt{\frac{P_{OUT} \text{ mW} \cdot Z_0}{1000}} \tag{5-249}$$

En se servant des relations liant le paramètre S_{21} aux puissances d'entrée et sortie, il vient donc :

$$V_{pic-shunt} = \sqrt{\frac{10^{\frac{P_{IN} \text{ dBm} + 20 \cdot \log\left(\sqrt{\frac{(2R_{OFF})^2}{(2R_{OFF}+Z_0)^2 + (R_{OFF}C_{ON}\omega Z_0)^2}}\right)}}}{1000} \cdot Z_0}{10}} \tag{5-30}$$

Et

$$I_{pic-shunt} = \frac{\sqrt{\frac{10^{\frac{P_{IN} \text{ dBm} + 20 \cdot \log\left(\sqrt{\frac{(2R_{OFF})^2}{(2R_{OFF}+Z_0)^2 + (R_{OFF}C_{ON}\omega Z_0)^2}}\right)}}}{1000}}}{\frac{R_{OFF}}{\sqrt{1+R_{OFF}^2 C_{ON}^2 \omega^2}}} \cdot Z_0} \tag{5-25}$$

$I_{pic-shunt}$ donne le courant dans le commutateur en fonction de P_{IN} , et du couple $R_{OFF}-C_{ON}$.

Le Tableau 5-6 répertorie pour tous les dispositifs la puissance maximale mesurée qu'ils peuvent atteindre avant une défaillance (P_{max}^s) ainsi que les courants (I_{max}^s) et tensions correspondant.

Tableau 5-8. Comparatif des performances de tenue en puissance pour des dispositifs à base de GeTe pour diverses largeurs et deux épaisseurs (100 nm et 300 nm) avec une même longueur $L=1 \mu\text{m}$.

Dispo	W (μm)	T (nm)	L (μm)	R_{OFF} (Ω)	P_{max}^s (dBm)	P_{max}^s (mW)	I_{max}^s * (mA)	Tension (V)
D1	1.17	100	1	77.6	9.2	9.77	9.84	0.47
D2	3.52	100	1	26.0	12	15.85	24.0	0.42
D3	12.9	100	1	7.05	18.8	75.86	86.4	0.38
D4	32.0	100	1	2.84	27.0	501.2	240.0	0.69
D1	1.17	300	1	25.9	10.9	12.30	14.6	0.47
D2	3.52	300	1	8.62	14.9	30.90	40.9	0.47
D3	12.9	300	1	2.35	22.6	182.0	141	0.47
D4	32.0	300	1	0.95	31	1259	408	0.65

*calculé à partir de $I_{max}^s = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{max}^s \text{ (mW)}}{1000 \cdot Z_0}}$ ** ordre de grandeur

La Figure 5-24 représente la puissance maximale en fonction de la largeur W , paramétrée par l'épaisseur (T), pour la longueur $L=1 \mu\text{m}$. Soit :

$$P_{max}^s(W, T, L) = f_W(W) \cdot f_T(T) \cdot f_L(L) \tag{5-32}$$

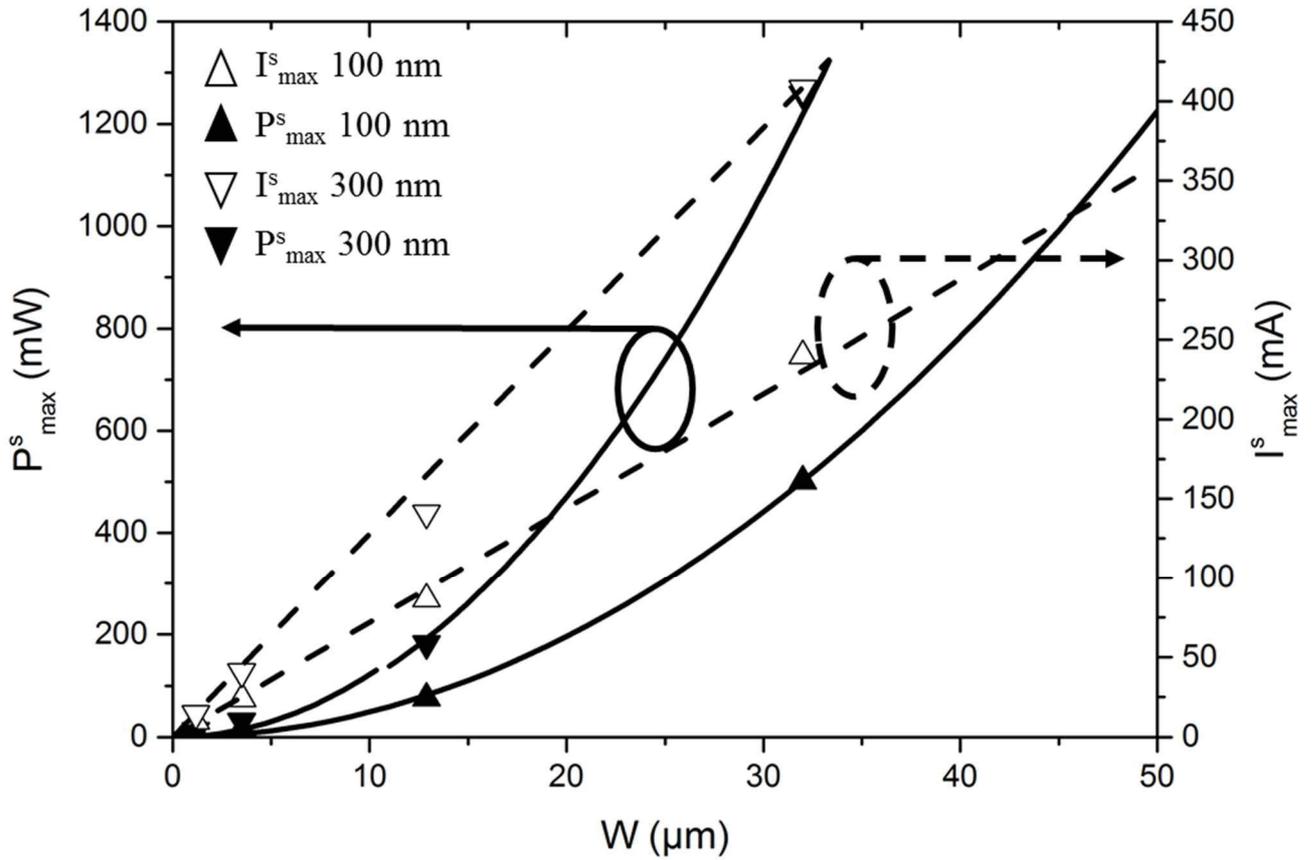


Figure 5-24. Puissance de défaillance en configuration shunt en fonction de la largeur (W) en triangles pleins vers le haut pour 100 nm et vers le bas pour 300 nm. Courant en fonction de la largeur (W) en triangle vide vers le haut pour 100 nm et vers le bas pour 300 nm.

Comme dans la partie commutateur série, on peut en déduire des équations relatives aux courbes :

$$P_{max}^s(W, 100, 1) = k_{1-100nm-1\mu m} \cdot W^2 \text{ avec } k_{1-100nm-1\mu m} = 0.41 \quad (5-33)$$

$$I_{max}^s(W, 100, 1) = k_{2-100nm-1\mu m} \cdot W \text{ avec } k_{2-100nm-1\mu m} = 7.21 \quad (5-264)$$

$$P_{max}^s(W, 300, 1) = k_{1-300nm-1\mu m} \cdot W^2 \text{ avec } k_{1-300nm-1\mu m} = 1.215 \quad (5-275)$$

$$I_{max}^s(W, 300, 1) = k_{2-300nm-1\mu m} \cdot W \text{ avec } k_{2-300nm-1\mu m} = 12.8 \quad (5-286)$$

On retrouve les rapports $\frac{k_{1-300nm-1\mu m}}{k_{1-100nm-1\mu m}} = \frac{1,215}{0,41} \sim 3$ à 1,2% près et $\frac{k_{2-300nm-1\mu m}}{k_{2-100nm-1\mu m}} = \frac{12,8}{7,21} \sim \sqrt{3}$ à 2,5% près. Comme précédemment on peut établir les relations suivantes pour P_{max}^s et I_{max}^s , avec W et T exprimés tous deux en μm :

$$P_{max}^s(W(\mu m), T(\mu m), L = 1\mu m) \cong 4.0 \times W^2 \times T \quad \text{avec } P_{max}^s \text{ en mW} \quad (5-297)$$

Et

$$I_{max}^s(W(\mu m), T(\mu m), L = 1\mu m) \cong 23 \times W \times \sqrt{T} \quad \text{avec } I_{max}^s \text{ en mA} \quad (5-308)$$

5.2.1.2.2. Analyse géométrique en fonction de la longueur L du GeTe

Il n'est pas possible d'établir une loi de variation empirique fonction de la longueur pour les dispositifs shunt. En effet, il n'y a pas de variation de longueur conçue pour ces derniers.

5.2.1.3. Analyse comparative entre les configurations shunt et série

Il est temps de comparer maintenant la tenue en puissance des deux configurations série et shunt à l'état cristallin. Un même dispositif doit tenir le même niveau de courant I_{max}^s qu'il soit en configuration shunt ou série. En effet la défaillance est une défaillance matériau du GeTe ne supportant pas la densité de courant trop élevée. Il n'y a pas d'effet circuit pour la tenue en courant. On peut donc écrire que :

$$I_{pic-shunt} = I_{pic-série} \quad (5-319)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{2Z_0 \cdot P_{OUT\ mW-shunt}}{1000}} \cdot \frac{1}{|Z_{shunt}|} &= \sqrt{\frac{2 \cdot P_{OUT\ mW-série}}{1000 \cdot Z_0}} \\ \Leftrightarrow \sqrt{\frac{2Z_0 \cdot P_{IN\ mW-shunt} \cdot |S_{21-shunt}|^2}{1000}} \cdot \frac{1}{|Z_{shunt}|} &= \sqrt{\frac{2 \cdot P_{IN\ mW-série} \cdot |S_{21-série}|^2}{1000 \cdot Z_0}} \\ \Leftrightarrow \frac{2Z_0 \cdot P_{IN\ mW-shunt} \cdot |S_{21-shunt}|^2}{1000} \cdot \frac{1}{|Z_{shunt}|^2} &= \frac{2 \cdot P_{IN\ mW-série} \cdot |S_{21-série}|^2}{1000 \cdot Z_0} \text{ car l'ensemble est } > 0 \\ \Leftrightarrow P_{IN\ mW-série} &= \frac{Z_0^2}{|Z_{shunt}|^2} \cdot \left[\frac{(2R_{OFF})^2}{(2R_{OFF}+Z_0)^2 + (R_{OFF}C_{ON}\omega Z_0)^2} \right]_{shunt} \cdot \left[\frac{(R_{ON}+2Z_0)^2 + (2R_{ON}C_{OFF}\omega Z_0)^2}{(2Z_0)^2 + (2R_{ON}C_{OFF}\omega Z_0)^2} \right]_{série} \cdot P_{IN\ mW-shunt} \quad (5-40) \end{aligned}$$

Il faut rester vigilant quant au fait que pour un dispositif à l'état cristallin identique dans les deux configurations :

- $R_{OFF-shunt}$ sera le même que $R_{ON-série}$. Nommons $R = R_{OFF-shunt} = R_{ON-série}$
- $C_{ON-shunt}$, la capacité parasite en configuration shunt, déterminée à l'état ON, ne sera pas forcément la même que $C_{OFF-série}$, la capacité parasite en configuration série, déterminée à l'état OFF, du fait de la géométrie différente.

Nous pouvons néanmoins simplifier les expressions car pour tous nos dispositifs, même le commutateur le plus petit :

- $R < 200 \Omega$
- $C_{OFF-série} < 7\ fF$ et $C_{ON-shunt} \sim 20\ fF$

Ainsi quelle que soit la capacité, à 824 MHz ou à 2,7 GHz :

$$\begin{aligned} 2RC\omega &\ll 1 \\ \Leftrightarrow 2RC\omega Z_0 &\ll Z_0 \quad (5-41) \end{aligned}$$

En remplaçant dans la relation (5-34) :

$$\Leftrightarrow P_{IN\ mW-série} = \frac{Z_0^2}{|Z_{shunt}|^2} \cdot \frac{(2R)^2}{(2R+Z_0)^2} \cdot \frac{(R+2Z_0)^2}{(2Z_0)^2} \cdot P_{IN\ mW-shunt} \quad (5-4232)$$

$$\Leftrightarrow P_{IN\ mW-série} = \frac{Z_0^2}{R^2} \cdot \frac{(2R)^2}{(2R+Z_0)^2} \cdot \frac{(R+2Z_0)^2 [1+(RC_{ON-shunt}\omega)^2]}{(2Z_0)^2} \cdot P_{IN\ mW-shunt}$$

Soit avec les valeurs de capacité parasite liées à notre géométrie et aux fréquences considérées :

$$P_{IN\ mW-série} = \frac{(R+2Z_0)^2}{(2R+Z_0)^2} \cdot P_{IN\ mW-shunt} \quad (5-43)$$

Si la résistance à l'état cristallin R est très faible devant Z_0 , il vient

$$P_{IN\ mW-série} = 4 \cdot P_{IN\ mW-shunt} \quad (5-44)$$

En conclusion, à courant égal, pour un même dispositif à l'état cristallin, il est quasiment impossible d'avoir une même puissance de défaillance. Pour $R < Z_0$, la puissance admissible dans un dispositif série sera plus grande que dans un commutateur shunt à dimensions de commutateurs égales et inversement pour $R > Z_0$. Sachant que $Z_0 = 50 \Omega$ et que l'on cherche à atteindre de très faible valeur de R dans l'état cristallin, tant en configuration série pour avoir de faibles pertes d'insertion qu'en configuration shunt pour avoir une forte isolation, la configuration

série sera meilleure d'un point de vue tenue en puissance. Pour rappel, on compare ici l'état ON en configuration série, à l'état OFF en configuration shunt. Il apparaît que la puissance admissible à l'état ON par un dispositif série sera quatre fois plus importante que pour un dispositif shunt de même dimensions à l'état OFF.

Il faut maintenant porter l'attention sur l'état amorphe.

5.2.2. Tenue en puissance du GeTe amorphe

Les mêmes mesures que précédemment ont été menées pour du GeTe à l'état amorphe. La tenue en puissance est évaluée comme étant la puissance maximale avant défaillance. Dans le cas d'un dispositif amorphe, la défaillance s'explique par la tension RF maximale qui peut être admise dans le dispositif à l'état OFF. En effet, lorsque cette tension maximale est atteinte, le commutateur passe d'un état OFF à l'état ON avec, comme c'était le cas pour l'activation, la création d'un filament conducteur autour duquel une nucléation cristalline s'instaure. La défaillance correspond donc en premier lieu à une cristallisation parasite. Le commutateur n'est pas détruit, tout simplement il ne fonctionne plus dans les conditions normales d'amorphisation. Une fois cristallin, il suit les mêmes lois que précédemment, à savoir destruction au-delà d'une certaine quantité de courant. Cette tension maximale est proportionnelle à la longueur de zone amorphe de GeTe [9], elle est corrélée à la tension V_{th} pour « threshold » en anglais qui correspond au champ de claquage et est donnée dans [9] comme étant égale à 12.6 V/ μm .

Dans un premier temps, on s'intéresse aux dispositifs en configuration série.

5.2.2.1. Commutateur en configuration série

Les Figure 5-25 et Figure 5-26 montrent la tenue en puissance des dispositifs à base de GeTe amorphe pour respectivement 100 nm et 300 nm de GeTe pour différentes largeurs W .

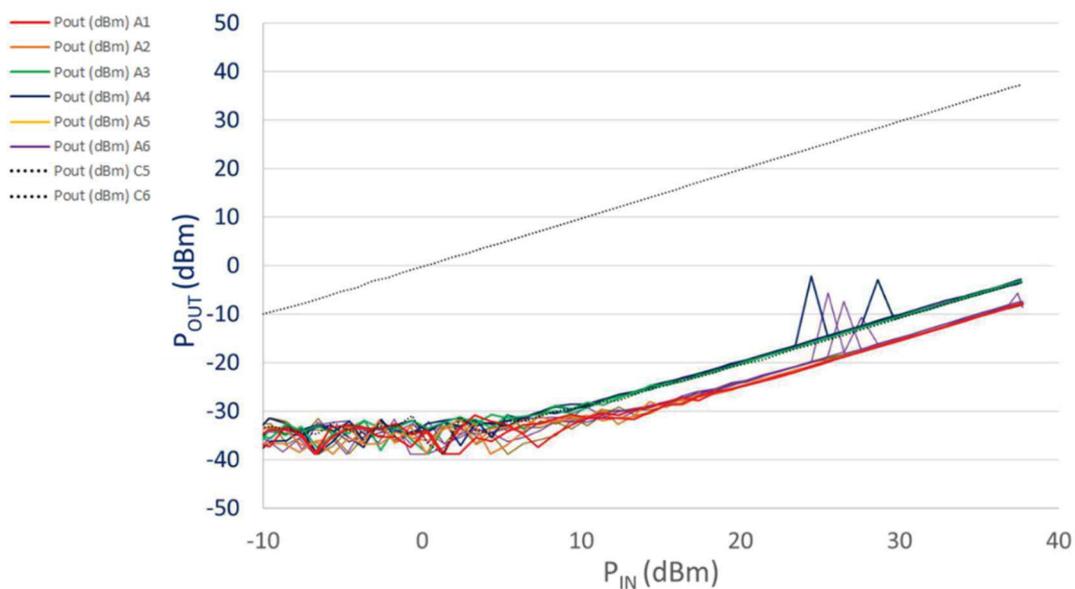


Figure 5-25. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A6, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe amorphe. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée. Epaisseur de GeTe = 100 nm.

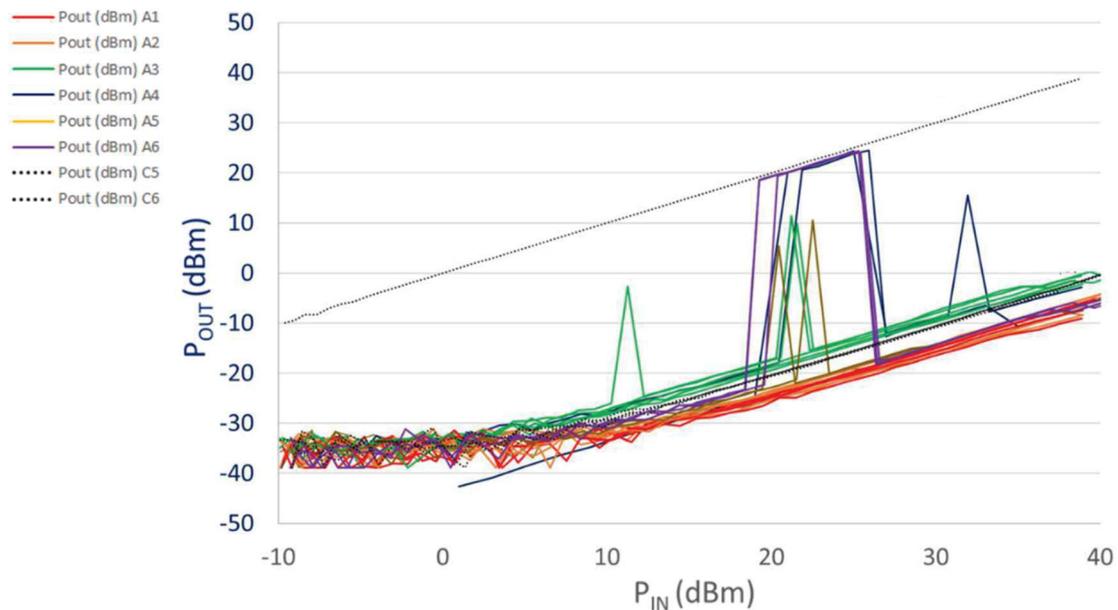


Figure 5-26. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A6, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe amorphe. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée.
Épaisseur de GeTe = 300 nm.

On voit Figure 5-25 et Figure 5-26 que la tenue en puissance en fonction de la largeur W est difficile à estimer, surtout du fait que l'on compare des motifs de forme différentes : pavés ou multi-doigts. Ainsi, sur la Figure 5-26, pour l'un des commutateurs (A3), une première défaillance est observée à 10 dBm et une seconde à 20 dBm ; pour un autre commutateur (A4), deux défaillances apparaissent à 21 dBm puis à 31 dBm. Il apparaît aussi que pour certains dispositifs, aucune défaillance électrique ne soit observable. On pourrait supposer que les commutateurs les plus petits défaillent plus rapidement, la moindre fragilité entraînant la destruction. Ainsi un des commutateurs A3 qui présente 13 doigts en parallèle montre une première défaillance à 10 dBm mais ça ne semble pas être le cas pour A1 ou A2 qui sont les plus petits des dispositifs et qui restent isolants jusqu'à 40 dBm au moins, sans cristallisation parasite suivie d'une destruction. A la réflexion, cela semble logique car ils présentent une résistance à l'état amorphe très élevée, ce qui nécessite un niveau de tension important pour atteindre la tension de threshold (celle qui entraîne la formation du filament cristallin) et donc un niveau de puissance important. De la même manière, on voit que l'épaisseur de GeTe a une influence sur la valeur maximale de puissance avant défaillance. La tenue en puissance varie de 23.5 dBm à 27.5 dBm avec une valeur moyenne à 25.5 dBm pour le GeTe à 100 nm et de 18.5 dBm à 21.5 dBm avec une valeur moyenne proche de 20 dBm pour le GeTe de 300 nm. En effet les dispositifs plus minces présentent une résistance amorphe plus élevée.

Maintenant, on peut s'intéresser à l'effet de la longueur de GeTe dans la zone active sur la tenue en puissance, Figure 5-27. La Figure 5-27 regroupe la tenue en puissance de dispositifs ayant la même largeur de GeTe (31 μm) mais une variation de la longueur de GeTe (respectivement 3, 2, 1.5 et 1 μm pour R1, R2, Q1 et Q2). Il semble que la longueur de GeTe ait un impact sur la tenue en puissance. Les dispositifs les plus longs semblent avoir logiquement une puissance maximale plus élevée (au-delà de 40 dBm pour un dispositif de 3 μm de long, 34 dBm pour 2 μm et 27.5 dBm pour 1 μm). Toutefois, rien n'est observé pour 1.5 μm (Q1) alors qu'on s'attendrait à une tenue en puissance comprise entre 27,5 et 34 dBm.

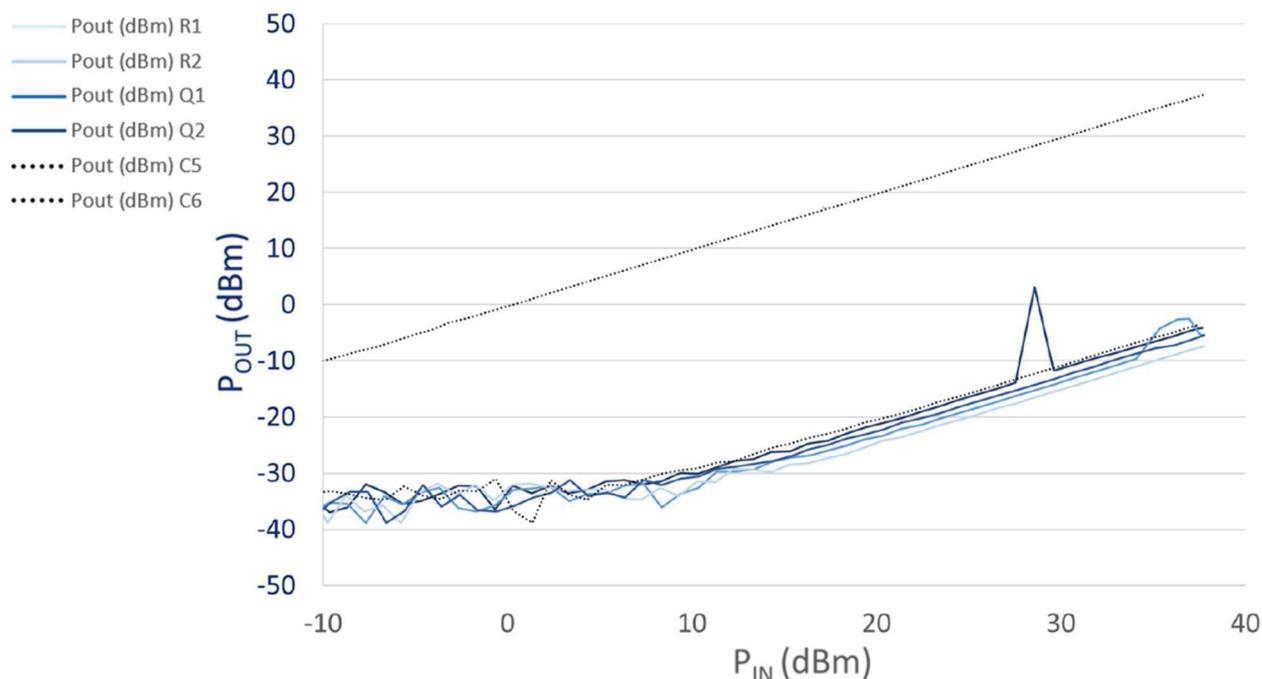


Figure 5-27. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs Q1, Q2, R1 et R2, C5 et C6 en configuration série pour du GeTe amorphe. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée. Epaisseur de GeTe=100 nm.

Le circuit électrique équivalent du commutateur série est le même qu'en Figure 5-18, en remplaçant R_{ON} par R_{OFF} . En utilisant ce modèle, il est possible de calculer la tension RF de pic dans le commutateur pour laquelle la défaillance se produit en utilisant (5-39). V_{pic} (exprimée en V) est donnée en fonction de la puissance de sortie mesurée ou de la puissance d'entrée mesurée ou calculée. On donne également V_{RMS} (de l'anglais Root Mean Square) en utilisant (5-40) et V_{moy} , la tension moyenne à la manière de [9] en utilisant (5-41).

$$V_{pic} = |Z_{série}| \cdot I_{pic} \quad (5-335)$$

$$V_{RMS} = \frac{V_{pic}}{\sqrt{2}} \quad (5-346)$$

$$V_{moy} = \frac{V_{pic} \cdot 2}{\pi} \quad (5-357)$$

La tension efficace (V_{RMS}) est la tension continue qui produirait la même dissipation de puissance moyenne dans une charge résistive que la tension RF. La tension moyenne (V_{moy}) est la tension continue qui produirait la même dissipation de puissance moyenne dans une charge résistive que la tension RF redressée. En corrélant V_{RMS} et V_{moy} à V_{th} , il est possible de calculer la longueur de zone amorphe dans la zone active de GeTe. Les observations optiques présentées au sein du chapitre 4 nous ont confirmé, sur le dispositif A4 mais uniquement celui-ci, que nous pouvions considérer la longueur de la zone amorphe comme étant proche de L , la longueur entre les deux électrodes métalliques. Nous allons tenter de corroborer ce résultat aux observations menées sur la tenue en puissance du GeTe amorphe. Les dimensions, la puissance maximale en entrée (P_{IN}), les tensions RMS et moyenne sont données dans le Tableau 5-9. L'estimation de la puissance maximale en entrée à partir des Figure 5-25 et Figure 5-26 n'est pas aisée : les dispositifs défaillants sortant du comportement majoritaire ne sont pas considérés. Par exemple, le dispositif A3 défaillant à 10 dBm n'est pas pris en compte dans le tableau. Les longueurs exprimées dans le tableau sont extrapolées de la relation existant entre V_{th} et V_{RMS} ou V_{th} et V_{moy} , pour $V_{th}=12.6$ V/ μ m.

Tableau 5-9. Comparatif des performances de tenue en puissance pour des dispositifs à base de GeTe amorphe pour diverses largeurs et deux épaisseurs (100 nm et 300 nm).

Dispositif	T (nm)	L (μm)	P_{IN} max (dBm)	V_{RMS} (V)	V_{moy} (V)	L_{RMS} (μm)	L_{moy} (μm)
A1 à A6	100	0.5 ou 1	Min : 23.5 Moy : 25.5 Max : 27.5	Min : 6.69 Moy : 8.42 Max : 10.6	Min : 6.02 Moy : 7.58 Max : 9.54	Min : 0.53 Moy : 0.67 Max : 0.84	Min : 0.48 Moy : 0.60 Max : 0.75
A1 à A6	300	0.5 ou 1	Min : 18.5 Moy : 20 Max : 21.5	Min : 3.76 Moy : 4.47 Max : 5.31	Min : 3.39 Moy : 4.02 Max : 4.78	Min : 0.30 Moy : 0.35 Max : 0.42	Min : 0.27 Moy : 0.32 Max : 0.38
Q2	100	1	27.5	10.6	9.54	0.84	0.75
Q1	100	1.5	> 40	-	-	-	-
R2	100	2	34	22.4	20.17	1.8	1.6
R1	100	3	> 40	-	-	-	-

Les résultats du Tableau 5-9 montrent que pour les commutateurs avec une longueur de GeTe plus longue, il est possible d'obtenir une plus grande longueur de GeTe amorphe équivalente et ainsi d'avoir une meilleure tenue en puissance. Avec un GeTe plus fin, il semble également plus facile d'obtenir une meilleure tenue en puissance. La longueur de la zone amorphe par un chauffage direct n'étant pas facilement maîtrisable, ceci peut expliquer la dispersion dans les mesures.

La valeur de défaillance observée à 10 dBm sur la Figure 5-26 a lieu sur un dispositif A3 qui est un dispositif ayant 13 doigts en parallèle. La zone du motif GeTe (en entonnoir puis entonnoir inversé) qui subit la plus forte densité de courant est centrale : elle présente une longueur de 300 nm de long sur 300 nm de large. Si un doigt au moins n'est pas bien amorphisé et présente une longueur de zone amorphe d'environ 100 nm au lieu des 300 nm pour les autres doigts, on observe une défaillance à 10 dBm. La seconde défaillance à 20 dBm correspond à une zone amorphe de 300 nm.

Comme expliqué précédemment, lorsque la puissance RF maximale est atteinte, le commutateur passe de l'état OFF à l'état ON. Ce changement n'est pas destructif puisqu'il correspond à un changement d'état de l'état amorphe à l'état cristallin. On observe ainsi pour certains dispositifs (A6 en violet, A4 en bleu sur la Figure 5-26) qu'après défaillance, le commutateur passe à l'état ON et qui si la puissance continue à augmenter, le commutateur sera finalement détruit avec une valeur de puissance maximale correspondant à ce qui a été observé dans le cadre des dispositifs série avec du GeTe cristallin. A l'inverse, pour certains commutateurs (A3 en vert, A5 en jaune sur la Figure 5-26), après une défaillance, le commutateur passe à l'état ON, mais avec des pertes d'insertion élevées et est immédiatement détruit. Ceci est expliqué par la conception de doigts en parallèle. En effet, dans ce cas, du fait de la zone amorphe créée, différente pour chaque doigt, un des doigts dépassera la tension de seuil avant un autre, le GeTe de ce doigt se cristallisera et sous la valeur de courant RF élevée qui le traverse, se détruira. Par notion de cascade, l'ensemble des doigts peut ainsi se casser progressivement. Une telle destruction peut se produire également dans le cas des commutateurs avec une grande largeur de GeTe si une petite partie du matériau passe à l'état cristallin au lieu de l'ensemble de la largeur de GeTe comme observé sur la Figure 5-25 pour A4 et A6.

Pour les commutateurs avec une grande largeur de GeTe, il peut également arriver que lorsque la puissance maximale RF est atteinte, une grande partie du GeTe, mais pas l'ensemble, passe de l'état amorphe à l'état cristallin. Dans ce cas, le dispositif passe à l'état ON, mais avec des pertes d'insertion légèrement plus élevées. Une augmentation de la puissance va alors produire une destruction de la partie cristalline comme développé dans la partie précédente. A plus forte puissance, un second pic, résultant d'une cristallisation du reste de la partie amorphe est observé, cette partie cristalline est immédiatement détruite.

5.2.2.2. Commutateur en configuration shunt

Les mesures de puissances de sortie en fonction de la puissance RF d'entrée pour les dispositifs shunt ON (GeTe amorphe) sont données en Figure 5-28. Plusieurs dispositifs sont mesurés avec différentes configurations : multi-doigts ou non, différentes largeurs, différentes épaisseurs.

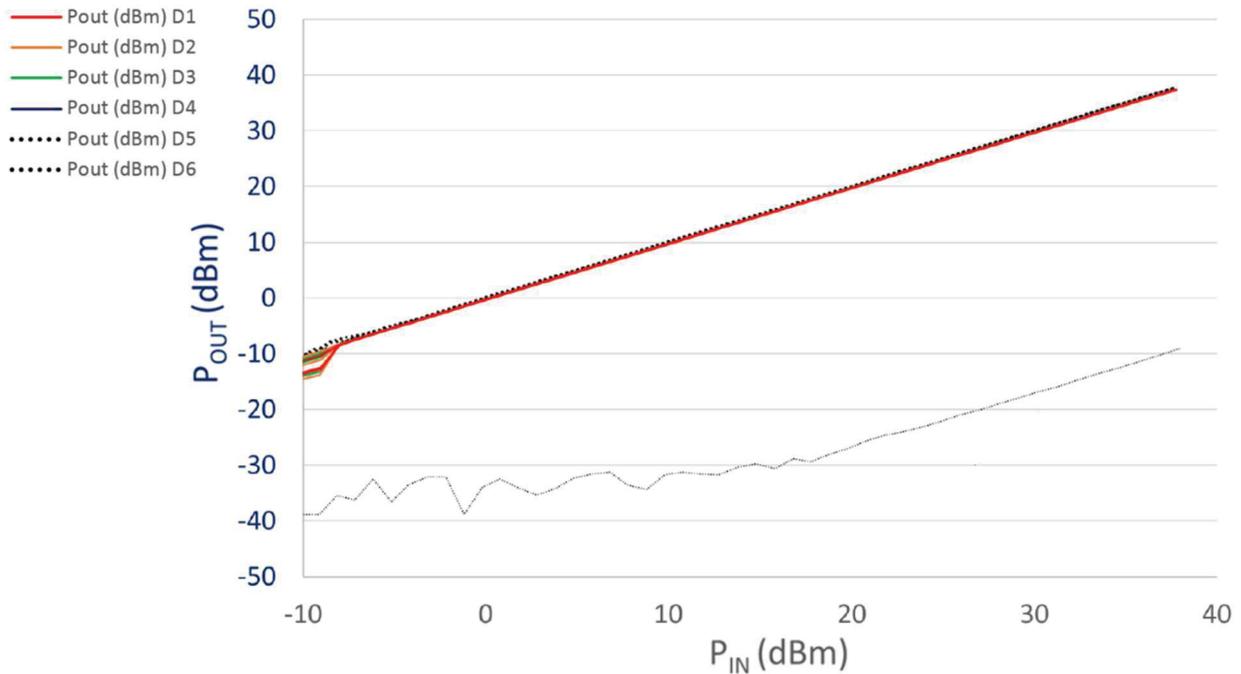


Figure 5-28. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs D1 à D6, en configuration shunt pour du GeTe amorphe. Pour rappel, D5 et D6 représentent des lignes de référence avec un shunt respectivement fermé et ouvert.

Épaisseur de GeTe=100 et 300 nm.

Dans cette configuration la défaillance n'est pas observable électriquement. En effet, une fois le GeTe cristallisé, il est ensuite détruit, on a donc affaire à un circuit ouvert et le commutateur même détruit continue à laisser passer le signal RF comme s'il était encore opérationnel à l'état ON. Par contre, on peut essayer d'estimer cette défaillance à partir des observations précédentes et vérifier optiquement les dispositifs après chaque application d'un niveau de puissance supérieur. Visuellement les dispositifs présentent une défaillance entre 26 et 30 dBm, Figure 5-29.

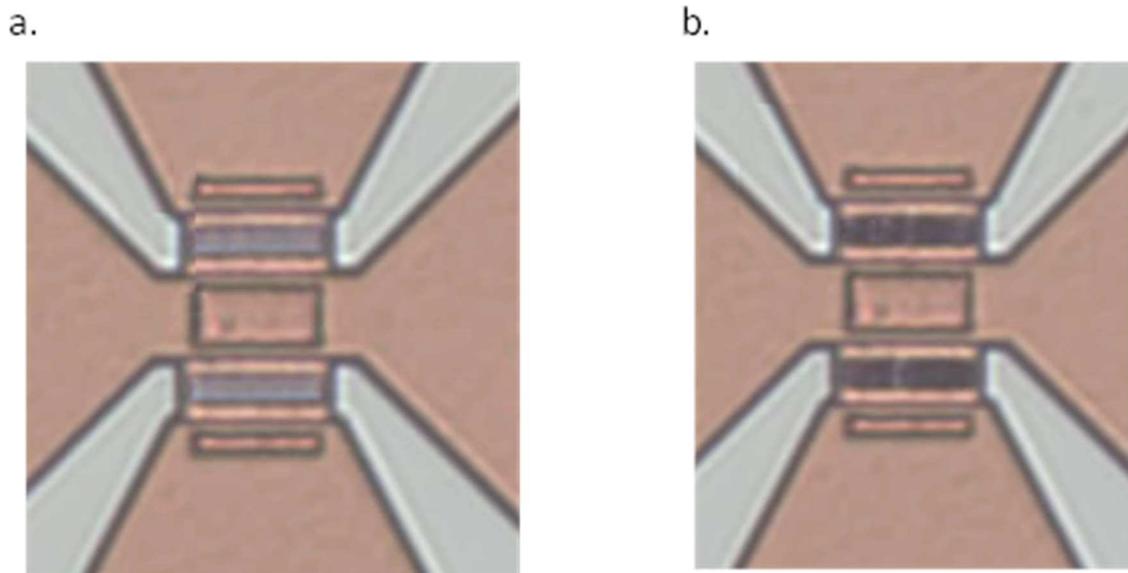


Figure 5-29. Vue optique d'un dispositif D4. a. Avant défaillance. b. Après défaillance.

Le circuit équivalent est donné Figure 5-23 dans le cas de la configuration shunt. La tension RF pic peut être calculée grâce à (5-35). Et comme précédemment, les tensions RMS et moyenne peuvent être estimées.

On va considérer que $V_{th}=12.6 \text{ V}/\mu\text{m}$ est corrélé avec V_{RMS} et prende une longueur moyenne de zone amorphe de 670 nm pour 100 nm d'épaisseur de GeTe et de 350 nm pour 300 nm d'épaisseur de GeTe. A partir de la valeur

de V_{RMS} obtenue par calcul, on extrait un $P_{IN-max} = 31.5$ dBm pour les commutateurs de 100 nm et un $P_{IN-m} = 26$ dBm pour les commutateurs de 300 nm. Ces résultats sont en accord avec les observations visuelles.

5.2.2.3. Analyse comparative entre les configurations shunt et série

Comme précédemment pour la tenue en puissance à l'état cristallin, il est intéressant de faire un comparatif de la tenue en puissance entre les deux configurations shunt et série.

Soit deux commutateurs ayant les mêmes dimensions, alors $V_{pic-max-seri} = V_{pic-max-shunt}$

$$V_{pic-serie} = V_{pic-shunt}$$

$$\Leftrightarrow P_{IN\ mW-serie} = \frac{Z_0^2}{|Z_{shunt}|^2} \cdot \left[\frac{(2R_{ON})^2}{(2R_{ON}+Z_0)^2 + (R_{ON}C_{OFF}\omega Z_0)^2} \right]_{shunt} \cdot \left[\frac{(R_{OFF}+2Z_0)^2 + (2R_{OFF}C_{OFF}\omega Z_0)^2}{(2Z_0)^2 + (2R_{OFF}C_{OFF}\omega Z_0)^2} \right]_{serie} \cdot P_{IN\ mW-shunt} \quad (5-368)$$

On a toujours $R = R_{OFF-shunt} = R_{ON-serie}$, mais cette fois à l'état amorphe (donc R grand devant Z_0), soit :

$$\begin{aligned} R + Z_0 &\cong R \\ 2R + Z_0 &\cong 2R \\ R + 2Z_0 &\cong R \end{aligned}$$

D'où :

$$\Leftrightarrow P_{IN\ mW-serie} = \frac{Z_0^2}{|Z_{shu}|^2} \cdot \frac{(2R)^2}{(2R)^2 + (R_{ON-shunt}\omega Z_0)^2} \cdot \frac{(R)^2 + (2R_{OFF-serie}\omega Z_0)^2}{(2Z_0)^2 + (2R_{OFF-serie}\omega Z_0)^2} P_{IN\ mW-shunt} \quad (5-379)$$

De plus au vu des valeurs de $C_{OFF-serie} < 7$ fF et de $C_{ON-shunt} \sim 20$ fF, on a, tant à 890 MHz qu'à 2,7 GHz :

$$\Leftrightarrow Z_0 C \omega \ll 1 \quad (5-5038)$$

En effectuant les simplifications nécessaires, il vient :

$$\begin{aligned} P_{IN\ mW-serie} &= \frac{Z_0^2}{|Z_{shunt}|^2} \cdot \frac{(2R)^2}{(2R)^2} \cdot \frac{(R)^2}{(2Z_0)^2 + (2R_{OFF-serie}\omega Z_0)^2} P_{IN\ mW-shunt} \\ \Leftrightarrow P_{IN\ mW-serie} &= \frac{Z_0^2}{R^2} \cdot \frac{R^2(1+(R_{ON-shunt}\omega)^2)}{(2Z_0)^2 + (2R_{OFF-serie}\omega Z_0)^2} P_{IN\ mW-shunt} \\ \Leftrightarrow P_{IN\ mW-serie} &= \frac{[1+(R_{ON-shunt}\omega)^2]}{4[1+(R_{OFF-serie}\omega)^2]} P_{IN\ mW-shunt} \end{aligned} \quad (5-5139)$$

La relation est dépendante de la géométrie choisie pour les configurations shunt ou série et notamment des capacités parasites. Si ces capacités sont identiques, on obtient :

$$\Leftrightarrow P_{IN\ mW-serie} = \frac{1}{4} \cdot P_{IN\ mW-shunt} \quad (5-52)$$

Finalement à tension de destruction équivalente, le commutateur en configuration shunt à l'état ON tiendra 4 fois plus de puissance que le commutateur en configuration série à l'état OFF, avec un dispositif strictement identique (dimensions du PCM et capacités parasites).

Dans notre cas, avec les valeurs proposées pour $C_{OFF-serie} < 7$ fF et $C_{ON-shunt} \sim 20$ fF nous obtenons la relation suivante à 2,7 GHz comme à 824 MHz : $P_{IN\ mW-serie} = \frac{1}{4} \left(\frac{C_{ON-shunt}}{C_{OFF-serie}} \right)^2 P_{IN\ mW-shunt}$ et au contraire, notre tenue en puissance série à l'état OFF devrait être légèrement supérieure à la tenue en puissance shunt à l'état ON, modulo l'incertitude que nous avons sur la valeur de $C_{ON-shunt}$. Or en pratique, nous observons à l'état amorphe une tenue en puissance mesurée inférieure en configuration série par rapport à la configuration shunt. Nous pouvons donc émettre un doute quant à la valeur de $C_{ON-shunt}$. Nous avons déjà évoqué dans la section précédente sur la caractérisation petit signal le fait que la valeur de $C_{ON-shunt}$ proposée était à considérer avec précaution car l'allure des pertes d'insertion en configuration shunt était surprenante et difficilement exploitable. Il semblerait possiblement que $C_{ON-shunt}$ soit plus faible que 20 fF.

5.2.3. Conclusion partielle sur la tenue en puissance

L'analyse grand signal du GeTe cristallin nous incite à préférer la configuration série qui pour un commutateur à faible résistance du GeTe tient intrinsèquement quatre fois plus de puissance que la configuration shunt, quelle que soit la géométrie choisie pour transmettre le signal RF, via le PCM, dans la configuration série ou court-circuiter le signal à la masse, via le PCM, dans la configuration shunt. On s'affranchit des capacités parasites lorsque le GeTe est cristallin. Ce n'est plus le cas pour le GeTe amorphe. A géométrie identique, la configuration préférentielle ira vers le commutateur shunt mais il semble qu'il suffise de détériorer légèrement la capacité parasite en configuration shunt pour que finalement ce dernier tienne moins de puissance.

Ceci est vrai dans la mesure où l'hypothèse, portée par N. El-Hinnawy dans [9], de la tension de threshold en tant que vecteur principal de défaillance dans l'état amorphe soit correcte. Notre analyse nous pousse à la corroborer car les valeurs obtenues pour les longueurs réellement amorphisées semblent réalistes.

5.3. Linéarité

La linéarité d'un dispositif RF est un critère important de performances. En effet un dispositif non linéaire engendre la présence d'harmoniques en sortie. Il convient d'avoir les harmoniques les plus faibles possibles.

Il existe deux façons principales de mesurer la linéarité d'un dispositif. La première technique est de relever (ou d'estimer) l'IP3, point d'interception du troisième ordre. Dans les faits, on envoie en entrée du dispositif deux signaux sinusoïdaux d'une fréquence très proche f_1 et f_2 et on relève en sortie l'amplitude des fréquences f_1 et f_2 ainsi que des fréquences $2.f_1-f_2$ et $2.f_2-f_1$. L'amplitude du produit d'intermodulation du troisième ordre va croître au cube de l'amplitude aux fréquences fondamentales. L'interception des courbes d'amplitude à la fréquence fondamentale et à la fréquence d'intermodulation est le point d'IP3 et caractérise la linéarité du dispositif Figure 5-30.

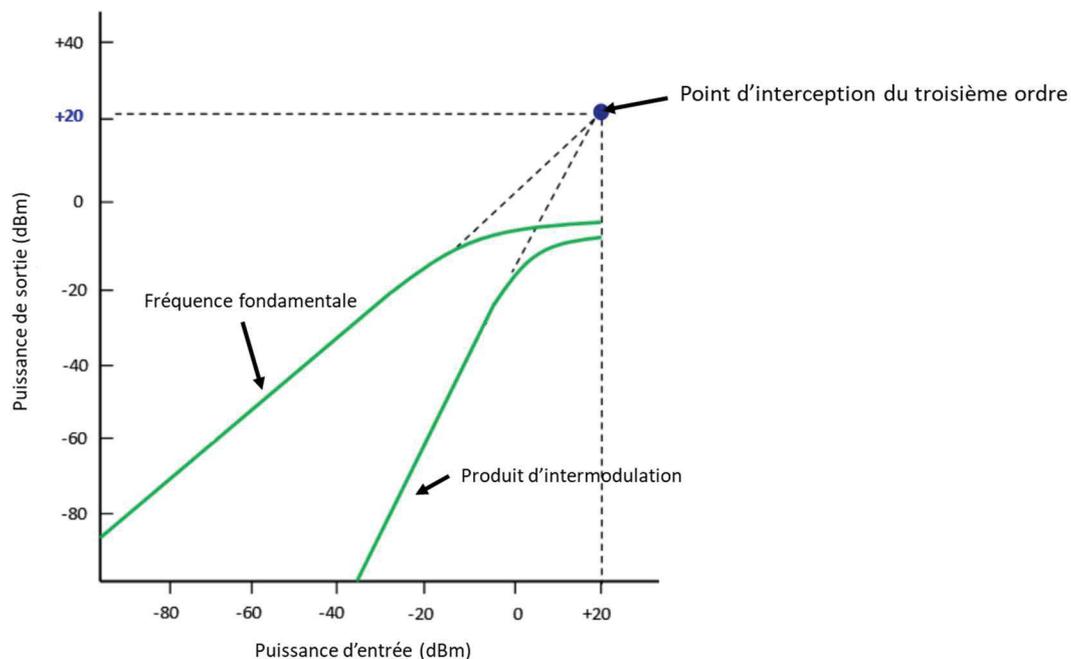


Figure 5-30. Illustration de la mesure du point d'interception du troisième ordre.

La seconde façon de réaliser une mesure de linéarité est de relever tout simplement pour une puissance d'entrée à une fréquence fondamentale f_0 la puissance en sortie à la fréquence f_0 ainsi qu'à la fréquence du premier et second harmonique ($2.f_0$ et $3.f_0$). C'est cette deuxième technique qui a été choisie dans notre cas.

Une étude de linéarité a été menée sur les dispositifs du lot 2 et 3. On va s'intéresser à la linéarité des dispositifs A1 à A6, B1 à B6 ainsi que C5 et C6 pour les dispositifs en configuration série, D1 à D6 pour les dispositifs en configuration shunt. Les dispositifs C5, C6, D5 et D6 ne possédant pas de GeTe, ils servent de référence de mesure.

Un générateur de puissance est utilisé, la fréquence fondamentale pour l'ensemble des mesures est fixée à 824 MHz. On observe en sortie le fondamental ainsi que le premier harmonique qui est à deux fois la fréquence fondamentale, noté $2.f_0$ et le second harmonique à trois fois la fréquence fondamentale noté $3.f_0$.

La puissance d'entrée évolue de 1 à 31 dBm par pas de 2 dBm.

5.3.1. Linéarité du GeTe cristallin

On s'intéresse d'abord au GeTe dans l'état cristallin, en configuration série sur 6 dispositifs différents. C5 et C6 sont les dispositifs de référence.

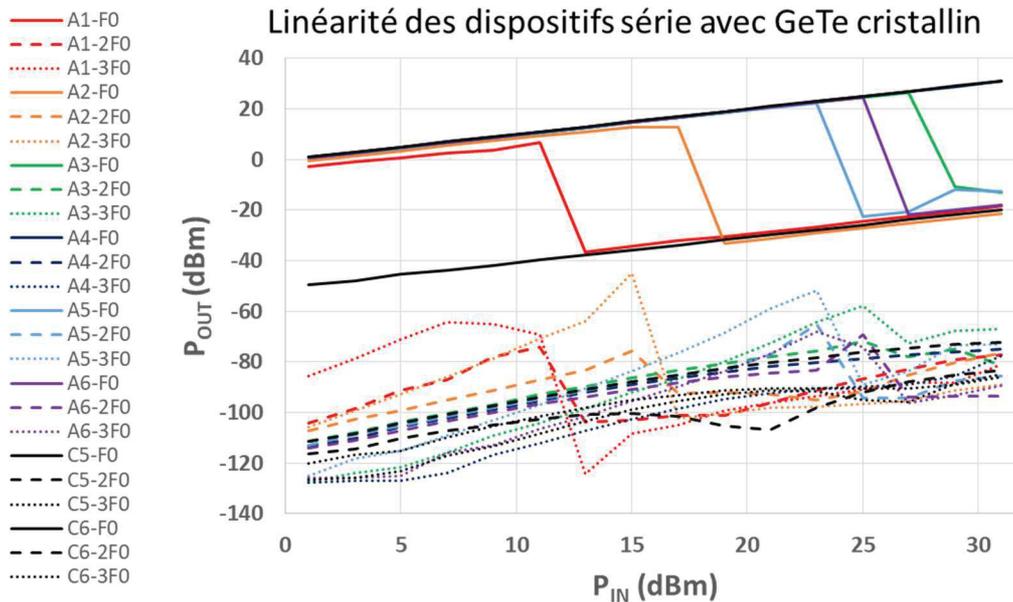


Figure 5-31. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A6, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe cristallin. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée. Épaisseur de GeTe = 100 nm.

On visualise tout d'abord en Figure 5-31 que les dispositifs A1 à A6 ont des tenues en puissances similaires à ce qui a été observé dans la partie sur la tenue en puissance, avec parfois des tenues un peu plus optimales que précédemment.

La réjection observée s'échelonne entre 54 dBc pour le moins bon des dispositifs, A2 entre le fondamental et le deuxième harmonique et 82 dBc pour le meilleur dispositif, A4, qui est également le meilleur dispositif d'un point de vue paramètres S et en tenue en puissance. Les performances de A4 sont quasiment similaires à celles de C6. Intrinsèquement, il n'y a aucune raison pour qu'un commutateur passif soit non linéaire. On s'aperçoit toutefois qu'avant la défaillance, pour tous les dispositifs, il y a une augmentation du niveau de puissance porté par l'harmonique 2 à $3.f_0$: ceci peut traduire une destruction progressive du GeTe cristallin ou peut-être une légère fonte locale et donc une modification progressive de l'état général du bloc de GeTe avec l'augmentation de la puissance RF.

On s'intéresse maintenant aux dispositifs shunt D1 à D4. Les dispositifs D5 et D6 sont les dispositifs de référence. Les résultats sont donnés en Figure 5-32.

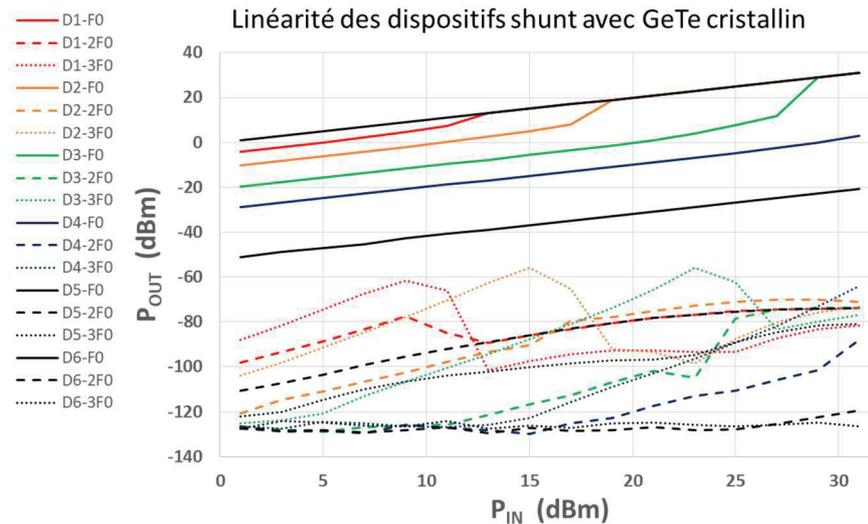


Figure 5-32. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs D1 à D4, D5 et D6, en configuration shunt pour du GeTe cristallin. Pour rappel, D5 et D6 représentent les lignes de référence avec un shunt respectivement fermé et ouvert.

Épaisseur de GeTe = 100 nm.

Pour des dispositifs shunt avec du GeTe à l'état cristallin, les résultats sont moins bons que dans le cas des dispositifs série : D3 est le dispositif le moins linéaire avec 60 dBc de réjection, ce qui demeure très acceptable. Le meilleur dispositif est de nouveau le plus gros, D4, avec 66 dBc de réjection.

5.3.2. Linéarité du GeTe amorphe

Si on regarde maintenant le comportement du fondamental et des harmoniques pour du GeTe à l'état amorphe dans le cadre de dispositifs série (Figure 5-33), il apparaît une nouvelle fois que c'est le dispositif multi-doigts A3 qui a les moins bonnes performances : seulement 40 dBc de réjection juste avant défaillance. Autrement la non-linéarité semble de nouveau être caractérisée par une réjection de $3.f_0$ à 60 dBc pour l'ensemble des dispositifs.

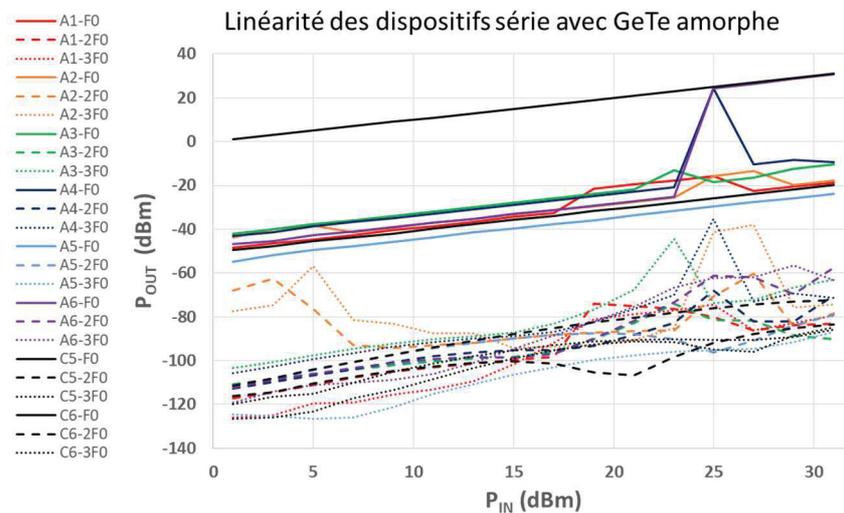


Figure 5-33. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A6, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe amorphe. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée.

Épaisseur de GeTe = 100 nm.

La Figure 5-34 donne la linéarité pour du GeTe amorphe des dispositifs de type shunt. Peu de choses apparaissent de ces mesures, si ce n'est la réjection d'environ 90 dBc de la première harmonique pour tous les dispositifs, qui provient du banc de mesure lui-même.

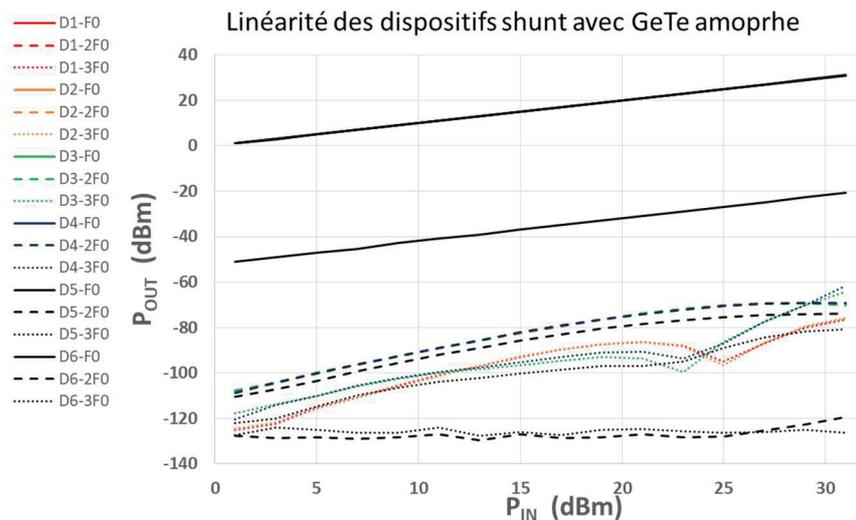


Figure 5-34. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs D1 à D4, D5 et D6, en configuration shunt pour du GeTe amorphe. Pour rappel, D5 et D6 représentent les lignes de référence avec un shunt respectivement fermé et ouvert.

Epaisseur de GeTe = 100 nm.

5.4. Conclusion sur les performances RF

Afin de conclure ce chapitre sur les performances RF des commutateurs, nous allons tenter de nous positionner quant au choix de la configuration série ou shunt qui nous semble offrir le meilleur compromis du point de vue des performances petit signal (facteur de mérite même si ce dernier cache des imperfections notables et plus clairement les pertes d'insertion et l'isolation attendue) et des performances grand signal en terme de tenue en puissance et de linéarité.

L'analyse petits signaux nous a montré que de façon générale, en configuration série ou shunt, plus le dispositif possède une zone active en GeTe large et épaisse, avec une longueur restreinte, et plus la résistance à l'état cristallin est faible. A l'état amorphe, la présence d'une capacité parasite en parallèle de la résistance du GeTe va s'imposer, c'est surtout l'environnement autour du GeTe qui la détermine. Plus la ligne métallique d'amenée est étroite, meilleure sera l'isolation en configuration série et théoriquement, mais nous n'avons pas pu bien l'estimer du fait des résistances de contact en mesure, meilleure seront les pertes d'insertion aux hautes fréquences en configuration shunt.

Pour un SPST, cette analyse nous incite à préférer une configuration shunt car intrinsèquement l'isolation est meilleure du fait des très faibles valeurs de résistance pour les blocs les plus volumineux de PCM (typiquement $20 \mu\text{m} \times 1 \mu\text{m} \times 300 \text{nm}$) si bien que nous nous affranchissons de l'influence de la capacité parasite. Potentiellement les pertes d'insertion sont meilleures aussi pour la configuration shunt. Tout simplement nous n'avons pas pu prouver cet aspect expérimentalement du fait de nos incertitudes de contact. Toutefois nous sommes convaincus que les pertes d'insertion sont inférieures à 0.1 dB et ce jusqu'à 40 GHz.

La mise en situation de nos commutateurs dans des premiers circuits apparaît ensuite avec des SPDT réalisés, mesurés et présentant des performances honorables. Il faut prêter attention au fait que pour les SPDT, la configuration série est préférable à la configuration shunt.

Une étude de tenue en puissance a ensuite été mise en place afin d'identifier les dispositifs les plus à même de résister sous des fortes puissances. On a ainsi pu proposer une loi permettant de définir la tenue en puissance des dispositifs sous leur forme cristalline. Nous avons tout intérêt à nous orienter vers des dispositifs larges, courts et épais. Ils présentent une plus faible résistance cristalline et le courant nécessaire pour les faire fondre est ainsi plus important. A dispositifs équivalents, c'est-à-dire présentant une géométrie identique pour l'amenée du signal vers le PCM et avec un motif de PCM identique, les configurations série tiennent 4 fois plus de puissance que les configurations shunt lorsque le GeTe est cristallin. C'est le contraire pour l'état amorphe. Ils défont lorsqu'ils atteignent la tension de threshold, ils deviennent alors cristallins puis cassent. On a donc tout intérêt à choisir dans ce cas des dispositifs étroits, longs et minces pour avoir une forte résistance amorphe... et surtout long pour réduire

l'effet de claquage. A dispositif identique et géométrie identique, la configuration shunt tient quatre fois plus de puissance que la configuration série pour du GeTe amorphe. Toutefois, une trop grosse capacité parasite peut venir détériorer les performances en shunt. Or, la configuration shunt consiste en deux PCM en parallèle. Pour avoir un PCM identique à la configuration série, il suffit que ces derniers soient deux fois plus larges dans la cas shunt mais il n'en subsiste pas moins que la capacité parasite dans cette configuration shunt restera le double de celle en configuration série car on ne peut pas toujours jouer sur la géométrie des lignes d'amenée du signal. En résumé, il semble que la configuration série soit globalement plus appropriée pour de la tenue en puissance.

Finalement une étude de linéarité a été menée sur l'ensemble des dispositifs sans mettre en avant une configuration par rapport à l'autre avec de meilleures performances pour des dispositifs à zone active de GeTe sous forme de pavé et non de multi-doigts.

En conclusion, il vaut mieux privilégier des dispositifs shunt large et épais si on ne cherche pas à faire des dispositifs de puissance – type dispositif D4 pour 300 nm de GeTe. Si par contre une forte demande de tenue en puissance apparaît, il est favorable d'utiliser des dispositifs avec un compromis sur les dimensions suivant la tenue en puissance désirée pour l'état amorphe ou cristallin. Une perspective serait de fixer un niveau de tenue en puissance identique pour les deux états et de déterminer ainsi les dimensions appropriées pour tenir ces spécifications : le fameux compromis.

Bibliographie

- [1] Y. Wu, S. Gamble, B. M. Armstrong, V. F. Fusco, et J. A. C. Stewart, « SiO₂/interface layer effects on microwave loss of high-resistivity CPW line », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 9, n° 1, p. 10-12, janv. 1999.
- [2] Y. Jin et C. Nguyen, « Ultra-Compact High-Linearity High-Power Fully Integrated DC ndash;20-GHz 0.18- μ m CMOS T/R Switch », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 1, p. 30-36, janv. 2007.
- [3] M. Jaffe *et al.*, « Improvements in SOI technology for RF switches », in *2015 IEEE 15th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2015, p. 30-32.
- [4] S. Pi, M. Ghadiri-Sadrabadi, J. C. Bardin, et Q. Xia, « Nanoscale memristive radiofrequency switches », *Nat. Commun.*, vol. 6, p. 7519, juin 2015.
- [5] C. Hillman, P. A. Stupar, J. B. Hacker, Z. Griffith, M. Field, et M. Rodwell, « An ultra-low loss millimeter-wave solid state switch technology based on the metal - insulator - transition of vanadium dioxide », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, 2014, p. 1-4.
- [6] N. El-Hinnawy *et al.*, « 12.5 THz Fco GeTe Inline Phase-Change Switch Technology for Reconfigurable RF and Switching Applications », in *2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 2014, p. 1-3.
- [7] J. S. Moon *et al.*, « 10.6 THz figure-of-merit phase-change RF switches with embedded micro-heater », in *2015 IEEE 15th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2015, p. 73-75.
- [8] M. Wang, Y. Shim, et M. Rais-Zadeh, « A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 35, n° 4, p. 491-493, avr. 2014.
- [9] N. El-Hinnawy *et al.*, « Origin and Optimization of RF Power Handling Limitations in Inline Phase-Change Switches », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 64, n° 9, p. 3934-3942, sept. 2017.

Conclusion générale et perspectives

L'objectif de ces travaux était de concevoir a minima des commutateurs radiofréquence à base de matériaux à changement de phase dans le but de proposer des solutions alternatives aux technologies traditionnelles utilisées aujourd'hui et dont on commence à entrevoir les limites fréquentielles.

Dans un premier chapitre, nous avons établi **un état de l'art des commutateurs RF** existant aujourd'hui. Ce chapitre a mis en avant le fait que la majorité des commutateurs actuels sont basés sur des technologies semi-conductrices telles que les diodes PIN ou les technologies FET ou dans une moindre mesure des systèmes mécaniques tels que les MEMS. Il a d'ailleurs été relevé que les tous premiers systèmes de commutation RF étaient basés sur des commutations mécaniques.

Cette première partie de chapitre, basée sur des technologies dites matures a mis en avant les critères que l'on applique aux commutateurs RF afin d'évaluer leurs performances. Il a ainsi été vu que les paramètres S , et plus spécifiquement les performances d'isolation (à l'état OFF) et de pertes d'insertion (à l'état ON) sont importantes. De plus, elles permettent d'extraire un premier modèle équivalent simple basé sur des composants passifs : une résistance en parallèle avec une capacité. Cet équivalent permet de formuler l'un des critères les plus importants dans l'évaluation des performances d'un commutateur RF : le FoM (pour facteur de mérite) qui est le produit de la résistance à l'état ON et de la capacité à l'état OFF du commutateur. D'autres critères d'évaluation des performances sont aussi donnés :

- La tenue en puissance, c'est-à-dire la valeur de puissance RF maximale que peut recevoir le composant avant de présenter une dégradation de ses performances.
- La linéarité qui est donnée en évaluant la différence entre la puissance de sortie à la fréquence fondamentale par rapport à celle des harmoniques issues de cette fréquence pour une puissance d'entrée donnée.

On s'est ensuite intéressé aux applications des commutateurs RF basés sur les technologies mémoires présentes dans la littérature. C'est ainsi que sont introduits les commutateurs à base de matériaux à ponts conducteurs, puis les commutateurs à base de **matériaux à changement de phase (PCM)** tels que le dioxyde de vanadium ou, en dernier lieu, PCM à base de chalcogénures depuis leur utilisation dans les mémoires jusqu'à celle dans les commutateurs RF. **Le choix de travailler sur le tellure de germanium (GeTe) se justifie par son intégration compatible CMOS et la bi-stabilité de ses états amorphes (OFF) et cristallin (ON).**

Le second chapitre de ce rapport a présenté l'ensemble **des étapes technologiques et mesures relatives à la réalisation de la filière**. Il a été décidé de réaliser trois différents lots pendant ces trois années de thèse. Ce travail par lot dans le cadre d'un développement technologique permet de travailler de façon efficace en mutualisant les étapes communes, en disposant de plaques nécessaires au développement de couches spécifiques et en décomplexifiant les étapes technologiques. Ainsi le lot 1 est plus simple que le lot 2 lui-même plus simple que le lot 3. Il est à relever que pour chaque lot, **deux épaisseurs de GeTe seront proposées, 100 nm et 300 nm, cette dernière épaisseur restant une gageure dans le monde des PCMs**. La première partie de chapitre présente, dans un premier temps la technologie relative à notre premier lot de fabrication. Ce lot permet de se focaliser sur la seule maîtrise du dépôt de GeTe : un seul niveau de métal vient contacter le PCM. Les différentes étapes technologiques ont nécessité des développements spécifiques, surtout en ce qui concerne la gravure de la couche de GeTe. Dans un premier temps, cette gravure faisait apparaître des défauts et elle a nécessité quelques plaques d'essai avant de devenir fiable. Des tests paramétriques électriques ont montré une disparité des valeurs de conductivité de la couche de GeTe par plaque. Une influence de la température de recuit des plaques sur cette conductivité a aussi été mise en avant.

Dans la seconde partie de ce chapitre, sont présentées, dans un premier temps, les différentes étapes de fabrication du lot 2. La particularité de ce lot par rapport au précédent est qu'il possède un niveau de métal de plus que le lot 1. Ce niveau supplémentaire offre une plus grande liberté dans la conception des motifs et surtout permet l'implémentation d'un chauffage direct dédié au changement d'état.

Enfin, la troisième partie de ce chapitre met en avant les étapes technologiques relatives au lot 3, lot qui possède un troisième niveau de métal par rapport au lot 2. Ce métal est relativement résistif permettant de réaliser un chauffage indirect du GeTe. Il est pour cette raison nommé « heater ». Les tests électriques menés sur ce lot 3 ont

Conclusion

mis en avant un aspect de la technologie que nous avons hélas négligé : la conformité des matériaux. En effet, les heater's, à cause de la topographie sur laquelle ils sont déposés, sont plus fin sur la tranche du GeTe que sur le sommet du GeTe, ce qui va induire des problèmes de surchauffe sur ces extrémités fragiles.

Le troisième chapitre présente **la conception des différents commutateurs RF** destinés à fonctionner dans le cadre des lots 1 et/ou 2 et/ou 3, **en configuration série ou shunt et présentant une large gamme de variation de paramètres géométriques**. Dans un premier temps, les motifs prévus pour fonctionner dès le lot 1 sont présentés. La programmation de ces motifs est directe, réalisée par les mêmes lignes que celles qui amènent le signal RF. On parle de chauffage ou d'activation directe par la ligne RF.

Dans un second temps, les motifs issus du lot 2 sont décrits. Ils possèdent un niveau de métal supplémentaire, permettant de réaliser un chauffage dédié du GeTe, toujours en chauffage direct. Deux types de chauffages dédiés sont d'ailleurs présentés : un système de programmation en série et un système en parallèle. Les **difficultés inhérentes au chauffage direct dédié sont discutées et montrent d'ailleurs des impasses** dont nous nous sommes rendus compte au fur et à mesure de l'avancement de la thèse, notamment pour la cristallisation.

Enfin, dans une troisième partie, une différence est faite entre les motifs issus du lot 1 et ceux issus du lot 3 qui possèdent trois niveaux de métal dont le heater. **Ces motifs pourront faire l'objet d'une activation directe par la ligne RF pour l'amorphisation et d'une activation indirecte par le heater pour la cristallisation, réduisant ainsi le vieillissement prématuré du heater hautement sollicité dans le cadre des amorphisations indirectes.**

Le quatrième chapitre traite de la programmation des commutateurs présentés dans le chapitre précédent. Comme précédemment, dans la première partie, nous nous sommes intéressés au lot 1, et plus généralement à l'activation du GeTe par les lignes RF. L'amorphisation grâce aux lignes RF est maîtrisée, **des lois de variations du courant nécessaire à l'amorphisation en fonction de la géométrie du GeTe sont proposées**. Elles sont mises à l'épreuve et confirmées par des simulations thermiques 2D menées sur le logiciel COMSOL. Des observations optiques, par spectroscopie Raman et par réflexion de rayons X sont menées afin de visualiser les dimensions et surtout vérifier la longueur de la zone amorphe de GeTe dans un motif. Les observations relevées permettent de justifier les raisons possibles à d'éventuelles défaillances telles que la présence de rares cristaux cristallins au milieu de la zone amorphe. La cristallisation est un procédé plus difficile à réaliser en chauffage direct, toutefois quelques dispositifs commutent et des premiers cycles de commutation sont rapportés.

Dans un second temps, l'absence de résultats probants sur l'activation directe par chauffage dédié nous a contraints à ne pas présenter de résultats sur cette activation.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre traite du changement d'état par chauffage indirect. Comme indiqué précédemment, la conformité des heater n'étant pas de 100%, le chauffage se fait par la tranche du GeTe, ainsi l'amorphisation par un tel chauffage, dans notre cas, n'est pas optimale. En ce qui concerne la cristallisation, par contre, malgré le manque de conformité, il semble possible d'atteindre la température de cristallisation dans l'ensemble du GeTe sans risquer de dégrader le heater ou une partie du GeTe. Des premiers résultats de cycles de commutations sont ainsi rapportés.

Ce chapitre met en avant le fait **qu'une amorphisation en chauffage direct est maîtrisée et qu'une cristallisation avec le chauffage direct semble envisageable** malgré la présence d'une topographie défavorable sous le heater. Ainsi il est possible d'envisager de coupler les différents types de chauffage afin de profiter des avantages de chacun et de s'affranchir des défauts de l'autre.

Enfin le cinquième et dernier chapitre traite de l'analyse des performances RF menées sur nos motifs. Dans une première partie de chapitre, des mesures de paramètres S sont conduites sur des dispositifs en configuration série et en configuration shunt. Des mesures d'isolation et de pertes d'insertion sont fournies afin de dresser des modèles équivalent R-C de nos dispositifs. Il est apparu que dans un état ON d'un commutateur série, la géométrie du GeTe et l'évolution de R_{ON} étaient étroitement liées suivant des relations exprimées dans le chapitre. A l'inverse, à l'état OFF, ce n'est pas le GeTe ni sa géométrie qui fixent la valeur de C_{OFF} mais plutôt l'écartement des lignes métalliques RF ou leur largeur. Des mesures sont menées sur des dispositifs en configuration shunt ainsi que sur des premiers composants : des SPDT.

Dans un second temps, des mesures de tenue en puissance sont menées sur des dispositifs avec du GeTe cristallin dans un premier temps dans une configuration série. Des résultats sont donnés et comme dans le cas du courant de programmation, des lois d'évolution du courant de dégradation en fonction de la géométrie du GeTe sont

proposées. Ces dernières suivent d'ailleurs les mêmes évolutions que celles du courant de programmation nous laissant penser que la dégradation en puissance d'un GeTe cristallin est directement liée au courant RF qui le traverse – ou à la température. Les tenues en puissance des commutateurs en configuration série et shunt sont ensuite comparées, et il apparaît que pour des dispositifs faiblement résistifs, la puissance admissible dans un commutateur série est quatre fois supérieure à celle d'un commutateur shunt. Enfin, la tenue en puissance du GeTe amorphe montre une dispersion importante. Toutefois, une corrélation existe entre nos résultats et ceux mis en avant par le Northrop Grumman Mission Systems dans le Maryland (USA). La dégradation d'un dispositif avec du GeTe à l'état amorphe est directement liée à la longueur de la zone amorphe. Une nouvelle fois une comparaison est menée entre les deux types de configuration (série et shunt) et il s'avère cette fois-ci que c'est la configuration shunt qui favorise la tenue en puissance à l'état amorphe avec de nouveau le rapport quatre.

Finalement, des mesures de linéarité mettent en avant le fait que l'ensemble de nos dispositifs présentent d'excellentes performances de linéarité mais surtout que leur linéarité n'est pas fonction du GeTe car de simples lignes RF présentent la même. Par contre, il existe une puissance RF au-delà de laquelle on observe une défaillance du dispositif, pour les mêmes raisons que la tenue en puissance.

Pour conclure sur l'ensemble des études menées pour le GeTe, les performances obtenues nous placent à l'état de l'art des commutateurs à base de GeTe. **Pour un motif de 19 μm de large et de 1 μm de longueur entre les deux électrodes RF sur la base de 300 nm d'épaisseur de GeTe, nous observons une :**

- **un facteur de mérite de 7 fs**
- **une linéarité de 100 dBc à 0.824 GHz.**
- **une tenue en puissance en configuration série de 33 dBm à l'état ON et de 27 dBm à l'état OFF.**

Nous avons aussi établi des lois d'évolution en fonction de la géométrie et de la topologie du circuit, indispensable pour la compréhension des phénomènes physiques et pour l'établissement de futurs modèles.

Un nouveau lot est en préparation actuellement, il possèdera un niveau de métal supplémentaire afin de relier les masses RF ensemble, ce qui est recommandable lors de la réalisation de composants plus grands. L'objectif de ce lot est d'utiliser le GeTe dans des circuits plus aboutis que de simples commutateurs.

Toutefois, il faut également prévoir un système de programmation optimisé. La clé de la réussite sur ce point-là, réside pour moi, dans le couplage de deux types de chauffage :

- L'utilisation d'un chauffage direct dédié pour l'amorphisation. Ceci semble accessible aujourd'hui en changeant légèrement la topologie du GeTe au niveau des peignes interdigités.
- L'utilisation d'un heater pour la cristallisation. Ce point semble réalisable en déposant un heater sur une surface plane pour éviter les problèmes de non-conformité.

Ces deux points validés, la cyclabilité de dispositifs à base de GeTe ne posera plus autant de problème. Cette cyclabilité associée à des performances RF bien supérieures à l'état de l'art des composants matures aujourd'hui pourrait faire du GeTe un candidat sérieux dans l'industrie RF de demain.

Précisons toutefois que l'activation directe pour l'amorphisation souffre encore aujourd'hui d'un courant d'activation trop important (1.2 A). Même si l'énergie volumique nécessaire à cette activation est en pratique plus faible que pour l'activation indirecte car les pulses de courant d'activation sont extrêmement courts, il est nécessaire de fournir un niveau de puissance instantané relativement important. Il existe des solutions. Elles passent aujourd'hui par des générateurs intégrés de pulse de courant forts mais ces circuits présentent une surface sur la puce rédhibitoire. Ces aspects ont été résolus pour les mémoires à base de PCM. Il reste donc à veiller à l'optimisation des topologies et des empilements technologiques en s'inspirant des avancées apportées par les équipes PC-RAM du monde industriel.

Conclusion

6. Annexes

6.1. Process flow de l'ensemble des lots à base de GeTe

Tableau 6-1. Process flow lots-fils GeTe

Lot	Lot 1	Lot 2	Lot 3
Si HR – 725 μm	x	x	x
Oxydation Thermique – 500 nm	x	x	x
Dépôt/Gravure AlCu Inf – 600 nm	x	x	x
Dépôt/CMP SiO ₂ HDP – 600 nm	x	x	x
Dépôt/Gravure SiN – 50 nm	x	x	x
Dépôt/Gravure GeTe – 100 ou 300 nm et SiN – 20 nm	x	x	x
Dépôt SiN – 100 nm	x	x	
Ouverture PAD sur métal Inf	x		
Dépôt SiN ou AlN - 100 nm			x
Ouverture SiN ou AlN – 100 nm			x
Dépôt/Gravure TiN ou W – 100 nm			x
Dépôt SiO ₂ – 300 nm		x	x
Gravure SiN 50nm/SiN ou AlN 100nm/SiO ₂ 300nm – 450 nm		x	x
Dépôt/Gravure Métal supérieur – 1200 nm		x	x

6.2. Etude sur la gravure du GeTe

La gravure de la couche GeTe a nécessité une étude approfondie.

En effet le retrait (stripping) de la résine a mis en évidence la présence de « murs » de polymères comme le montre la Figure 6-1.a, ces murs sont dus à un redépôt des éléments qui sont gravés et non évacués dans la chambre. Une première tentative pour les retirer a été menée sur la plaquette P13 et a consisté à utiliser un autre procédé de stripping. Cet essai ne fut qu'un demi-succès : non seulement la couche de SiN servant de protection au GeTe avait été en partie consommée par cette attaque chimique (Figure 6-1.b.) mais de plus il restait toujours des traces de polymère. Une seconde solution a été avancée, à savoir une attaque physique avec pression d'eau, mais cette dernière a consommé le SiN alors que les murs de polymères étaient toujours présents (Figure 6-1.c.).

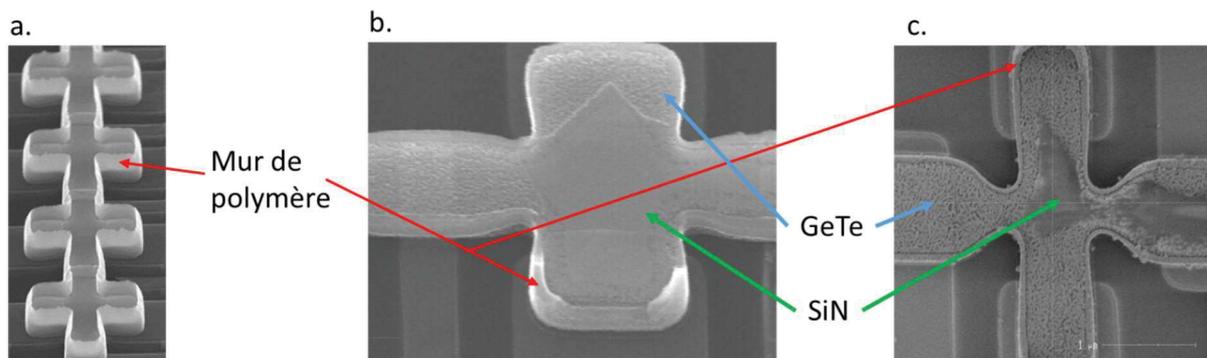


Figure 6-1. a. Vue MEB d'un motif de GeTe sur P13 après stripping de la résine de photo-lithographie. b. Vue MEB d'une partie de ce motif après la première tentative d'optimisation du stripping, les murs de polymères persistent et le SiN commence à être consommé. c. Deuxième tentative d'optimisation du stripping, les murs de polymères sont toujours là, le SiN est presque complètement consommé, le GeTe est aussi attaqué.

Il a été décidé de laisser P13 en l'état et de changer le type de gravure de la couche de GeTe passivée SiN puisque deux gravures successives étaient nécessaires : la gravure de la couche de SiN de protection puis la gravure de la couche de GeTe.

La plaque suivante est une plaque avec 100 nm de GeTe, toujours passivée, P02. Elle présente également des murs de polymère après stripping, (voir la Figure 6-2.a). L'optimisation du stripping directement par une abrasion physique par jet d'eau sous pression comme précédemment fut soldée par un échec encore plus conséquent que pour P13 avec la destruction totale de la couche de GeTe (Figure 6-2.b). Il a été décidé de laisser P02 en l'état.

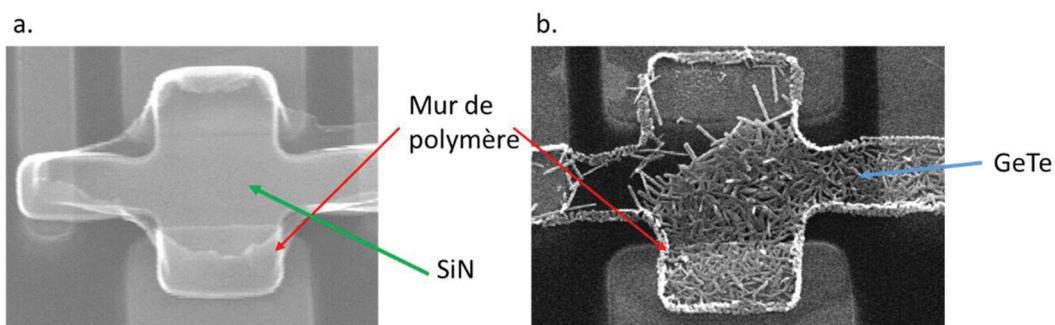


Figure 6-2. Vue MEB d'un motif de GeTe de P02 après stripping. b. Vue MEB après abrasion physique de P02 du même motif.

L'essai suivant a été mené sur la plaque nommée P14 avec un stripping réalisé sous plasma O₂ traditionnel. Les murs de polymères étaient toujours présents mais avec une largeur inférieure à celle observée précédemment (Figure 6-3.a.). Nous avons tenté d'enlever ces murs en utilisant de l'acide hydrofluorhydrique (HF) dilué pendant 30 secondes. Les murs de polymères semblent avoir disparus, toutefois il reste du GeTe entre les électrodes métalliques (Figure 6-3 b.).

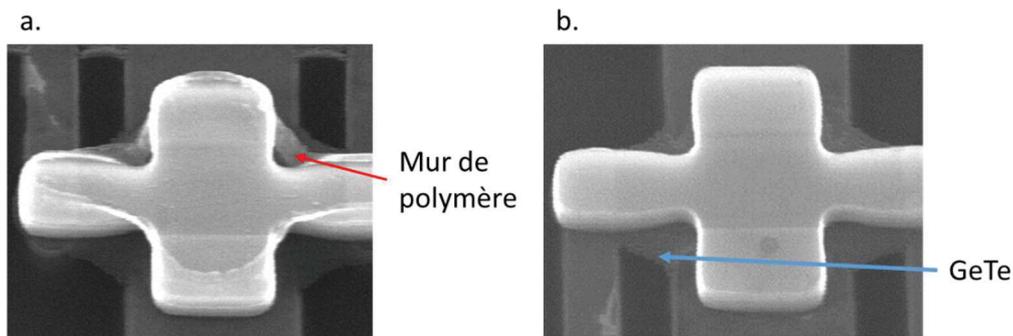


Figure 6-3. a. Vue MEB d'un motif de la plaque P14 après stripping par plasma O_2 . b. Vue MEB après utilisation d'un acide dilué sur le même motif. Il reste des résidus de GeTe entre les électrodes métalliques.

Finalement, la recette complète de stripping a été établie sur P16 : la recette de gravure de la résine par plasma O_2 a été appliquée, Figure 6-4.a, suivie de l'utilisation d'HF dilué pendant 60 secondes, Figure 6-4.b. Les deux étapes ont été réitérées avec une durée de l'ordre de 2 minutes dans le plasma O_2 , sous conditions opératoires identiques, et seulement 30 secondes dans l'acide dilué dans le but de supprimer les résidus, Figure 6-4.c et Figure 6-4.d.

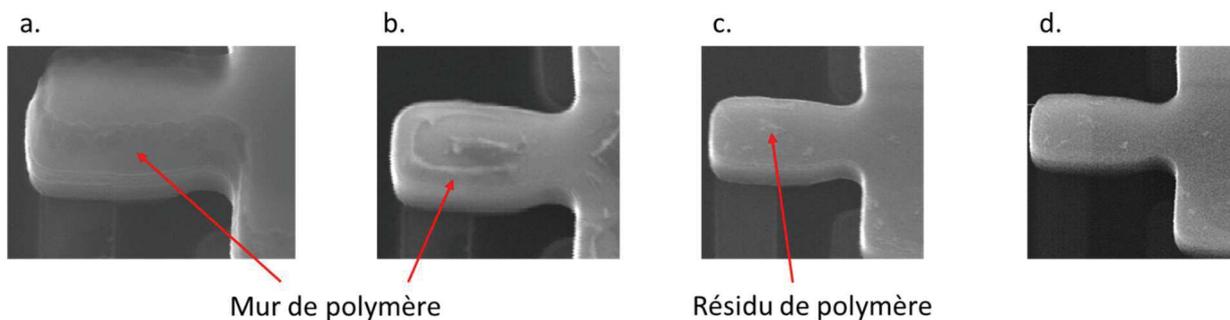


Figure 6-4. Ensemble des étapes à suivre pour réaliser un stripping correct de la résine suite à la gravure du GeTe sur P16. a. vue MEB après plasma O_2 classique, b. après HF dilué pendant 60 secondes, c. après plasma O_2 , d. après HF dilué final 30 secondes.

Finalement, la gravure de la couche GeTe a été développée et fiabilisée.

6.3. Ouverture vers d'autres technologies émergentes

Les chapitres précédents ont permis de mettre en avant le fait que le tellure de germanium est un candidat sérieux dans l'optique de réaliser des commutateurs RF. La technologie mise en avant dans le chapitre 2 est une technologie compatible back-end CMOS. Les étapes technologiques de dépôt et gravure du matériau GeTe mais aussi de l'ensemble de l'empilement technologique sont maîtrisés. Les chapitres 3 et 4 ont permis de montrer que l'actionnement du matériau peut se faire par différentes méthodes qui ont été qualifiées dans le cadre de nos 3 lots. La consommation instantanée nécessaire à l'actionnement, seul point négatif qui ressort aujourd'hui, est compensée par la bistabilité du matériau qui peut donc induire une consommation énergétique relativement restreinte suivant les différentes applications. Enfin le chapitre 5, orienté sur les mesures RF, a montré que le GeTe présente des performances vraiment intéressantes (fréquence de coupure, saut de résistivité, ...), faisant de lui un matériau prometteur pour les applications RF et millimétriques.

Dans l'optique de s'ouvrir plus de possibilités pour pallier aux éventuels inconvénients du GeTe, il a été décidé d'étudier d'autres types de commutateurs. Parmi les nombreuses technologies présentées dans le chapitre 1, nous avons choisi, dans le cadre de ma thèse, de s'intéresser à deux autres technologies émergentes prometteuses :

- Les dispositifs à pont conducteur, tirés en partie des filières mémoires.
- Les dispositifs à base de dioxyde de vanadium.

Le choix de ces deux technologies a été le fruit d'une réflexion importante car plusieurs paramètres étaient à prendre en compte. Le premier paramètre était, comme dans le cas du GeTe, la capacité de la salle blanche à réaliser l'ensemble des étapes technologiques toujours dans le cadre d'une filière industrielle. Ainsi la quasi-totalité de la technologie qui suivra dans le chapitre est transposable dans une filière salle blanche industrielle classique. Le second paramètre qu'il a fallu prendre en compte est l'actionnement du composant. En effet, la complexité liée à la réalisation du saut de résistivité nécessaire au changement d'état du commutateur est un critère important qui peut également être pris en considération. En effet si sa mise en place nécessitait trop d'étapes technologiques, le processus de fabrication en serait d'autant ralenti et la fiabilité de la technologie pourrait en souffrir. Les performances RF intrinsèques des matériaux sont évidemment un autre critère de sélection important.

Les dispositifs à pont conducteur ont donc été choisis. Cette technique présentée dans le chapitre 1 en 1.4.2 possède une qualité importante : la technologie mise en place est une technologie bas-coût, avec peu de niveau de technologie et des matériaux peu onéreux tout en conciliant l'ensemble des critères mis en avant précédemment.

Le dioxyde de vanadium possède des similitudes avec le GeTe : quasiment les mêmes valeurs de conductivité à l'état haut et à l'état bas. L'actionnement s'effectue aussi grâce à un effet thermique. Mais il présente également une différence majeure : il n'est pas bistable. Cette différence permet d'envisager d'autres types d'applications (détecteur ou capteur de température, interrupteur monostable,...) que celles visées par le GeTe. D'autre part, les commutateurs en VO₂, de par leur conception similaire à celle des commutateurs en GeTe, ne nécessitent pas la réalisation de nouveaux masques pour leur fabrication, ce qui nous permettait aussi de réduire les coûts et le temps de fabrication.

Cette annexe va donc se diviser en deux parties qui traiteront des deux technologies différentes étudiées en parallèle du GeTe : dans un premier temps, la technologie à base de dispositifs à pont conducteur sera présentée, avant de s'intéresser dans un second temps à l'utilisation du dioxyde de vanadium dans des commutateurs RF.

6.3.1. Dispositif à pont conducteur

Les premiers types de dispositifs étudiés en parallèle du GeTe sont les dispositifs à pont conducteur. Comme présenté dans le chapitre 1, cette technologie est utilisée plus spécifiquement, comme le GeTe, dans les mémoires. Elle repose sur la création d'un pont conducteur de matériau conducteur métallique qui va pouvoir être cassé. Deux électrodes de métal sont utilisées : un métal actif et un métal passif. Le métal actif possède la particularité de pouvoir faire migrer des ions sous l'effet d'un champ électrique. Dans ce champ, les ions du métal actifs vont créer un pont conducteur jusqu'au métal passif. Lorsque l'on inverse la polarité du champ, les ions vont migrer en direction du métal actif, le métal passif lui ne permettant pas la diffusion de ses ions. Ainsi on détruit le pont conducteur, on retourne donc dans l'état OFF.

L'état de l'art sur ces dispositifs utilisés dans le cadre de commutateurs RF est relativement restreint : [1]–[5] en sont les principaux représentants.

6.3.1.1. Description de la technologie

Dans le cadre de la réalisation de nos commutateurs à pont conducteur, le choix a été fait d'essayer de réaliser une technologie évolutive et compatible back-end CMOS. Comme expliqué au chapitre 1, le dispositif n'est autre qu'un empilement de trois matériaux, très exactement une configuration MIM (de l'anglais Metal-insulator-metal). En termes de contraintes, les deux métaux réalisant les électrodes doivent être de nature différente comme expliqué précédemment. De même le diélectrique entre les électrodes doit avoir une épaisseur inférieure au micron de manière à pouvoir permettre la création du filament moyennant l'utilisation d'une tension inférieure à quelques dizaines de volts.

A partir de là, il est possible de réaliser une structure MIM planaire (les matériaux sont déposés coté à côté sur le même support) ou en couche (les matériaux sont déposés les uns sur les autres).

Le couple d'électrode métallique choisi est un couple relativement commun : Al/Cu. Le cuivre fait office de métal actif, alors que l'aluminium est passif. L'aluminium déposé ici est un alliage d'aluminium et de cuivre (98%/2%), il sera par la suite appelé Al. Peu d'études ont été conduites en RF pour déterminer les caractéristiques que doit avoir le matériau diélectrique à positionner entre les diélectriques. C'est pourquoi nous avons choisi de réaliser des cellules MIM planaires en laissant la possibilité de venir déposer la couche de diélectrique de notre choix à la fin du procédé de fabrication (dernière étape de réalisation). Nous avons donc réalisé un empilement technologique où on pouvait déposer différents matériaux, tout en ayant déjà réalisé une majorité des étapes technologiques afin de réduire les temps de fabrication. Ainsi il a fallu réfléchir à un empilement où, le matériau entre les électrodes serait le dernier à être déposé. Le choix a été également fait de réaliser l'ensemble des commutateurs en configuration coplanaire comme dans le cas du GeTe. On note toutefois que compte tenu de l'épaisseur maximum de la couche diélectrique à utiliser pour la création du filament (inférieure au micron) l'approche planaire nécessite une très grande maîtrise des différentes étapes technologiques à mettre en œuvre pour la fabrication des échantillons.

La Figure 6-5 donne le descriptif de l'empilement technologique du lot avec dispositifs à pont conducteur : sur un substrat silicium oxydé thermiquement, on dépose une couche de cuivre et une couche de SiN de passivation. Cette couche est sensée empêcher la formation du filament au niveau du SiO₂ dans la partie qui se trouve entre les deux électrodes métalliques. On grave la couche de SiN puis on structure le cuivre. On passive l'ensemble avec un oxyde de silicium. On dépose ensuite une couche d'aluminium. On grave l'aluminium avec un masque, et on grave ensuite l'oxyde avec un autre masque en réalisant des gravures en pente afin de faciliter le dépôt du matériau diélectrique au sein duquel le filament conducteur sera créé.

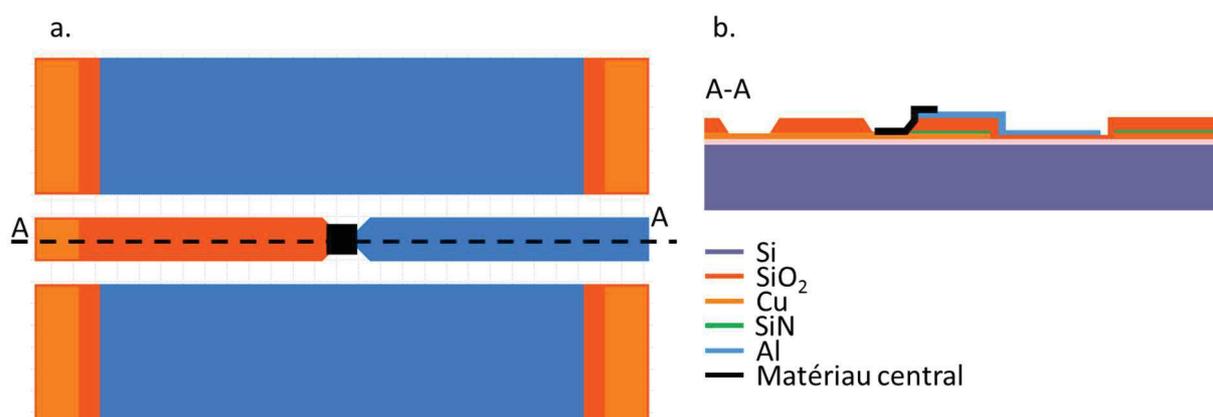


Figure 6-5. Descriptif de l'empilement technologique. a. En vue de dessus. b. En coupe suivant le plan AA.

Plusieurs points ont nécessité des développements sur plaques d'essai pour la réalisation de la technologie. En effet, même si le nombre d'étapes est restreint, il y a plusieurs nœuds important dans ce lot.

Dans un premier temps, l'étape de gravure chimique du cuivre n'est pas quelque chose de fréquent sur la plateforme des technologies back-end CMOS du LETI qui est plus orientée technologie Damascene. Cette étape a donc nécessité quelques essais pour avoir une gravure convenable. La Figure 6-6 montre la gravure du cuivre entre la première plaque essai (a) et la troisième (b).

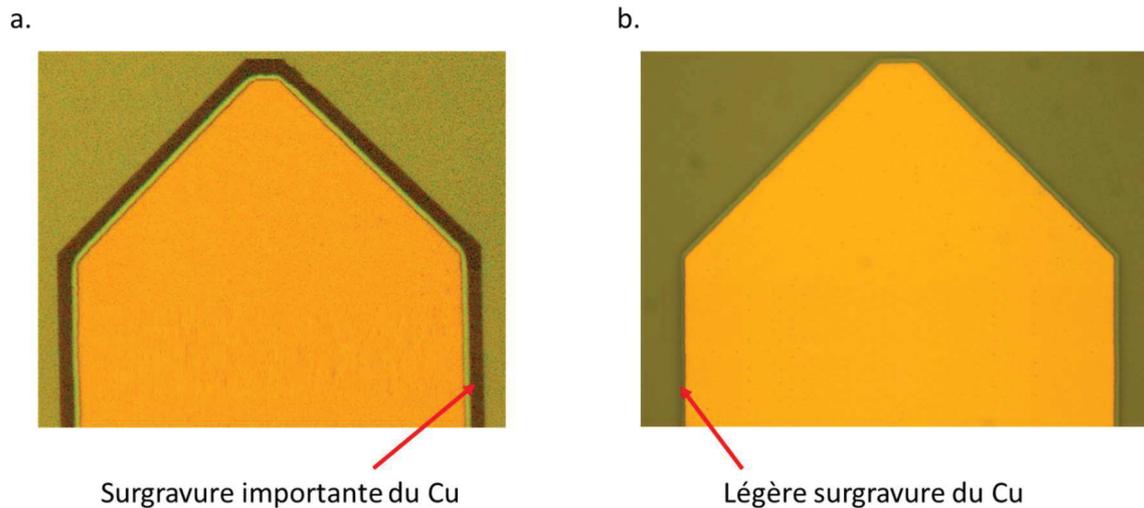


Figure 6-6. Vue au microscope optique d'une même ligne de Cu sur deux plaques essais différentes. a. Plaque 1. b. Plaque 3.

Le Tableau 6-2 donne l'évolution de la surgravure du cuivre suivant l'évolution des essais. A noter que le cuivre se dépose sur une couche de Ti, qui assure une meilleure adhérence avec l'oxyde en dessous. La couche de Ti ne présente aucune surgravure. A l'issu des essais, le temps de gravure de la couche cuivre a été réduit à 45 secondes, ce qui a permis de limiter la surgravure à 700 nm.

Tableau 6-2. Evolution de la surgravure du cuivre par rapport à la recette de gravure.

Lot	Essai			Final
	P03	P04	P05	P01
Gravure Cu	90 s	60 s	50 s	45 s
Gravure Ti	90 s	60 s	50 s	60 s
Surgravure Cu	4.6 μm	2.2 μm	1 μm	0.7 μm

Les dépôts d'oxyde et d'aluminium ne posent aucun problème, ce sont des procédés maîtrisés. A l'inverse la gravure de la couche d'aluminium est plus problématique. Sur la Figure 6-7 a. et b on observe un décollement de la couche d'oxyde de silicium. Ce décollement est apparu sur une première plaque du lot final.

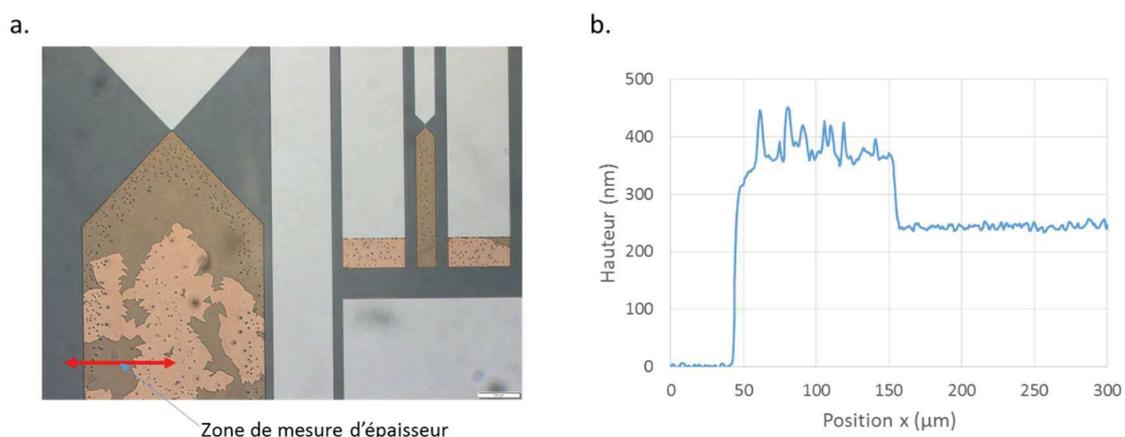


Figure 6-7. a. Vue au microscope optique après gravure de l'aluminium. b. Mesure de la hauteur au profilomètre.

Sur les autres plaques du lot électrique, le procédé de gravure optimisé semble convenir comme le montre la Figure 6-8. On visualise qu'il y a bien une différence de hauteur de 240 nm entre la ligne signal en aluminium et la masse.

Cette ligne signal se compose très exactement de l'empilement des couches : d'aluminium, de 200 nm de cuivre et de 40 nm de SiN (flèche rouge -Figure 6-8 b). La flèche verte (Figure 6-8 c) montre bien qu'il y a 300 nm entre la ligne signal en cuivre et la masse.

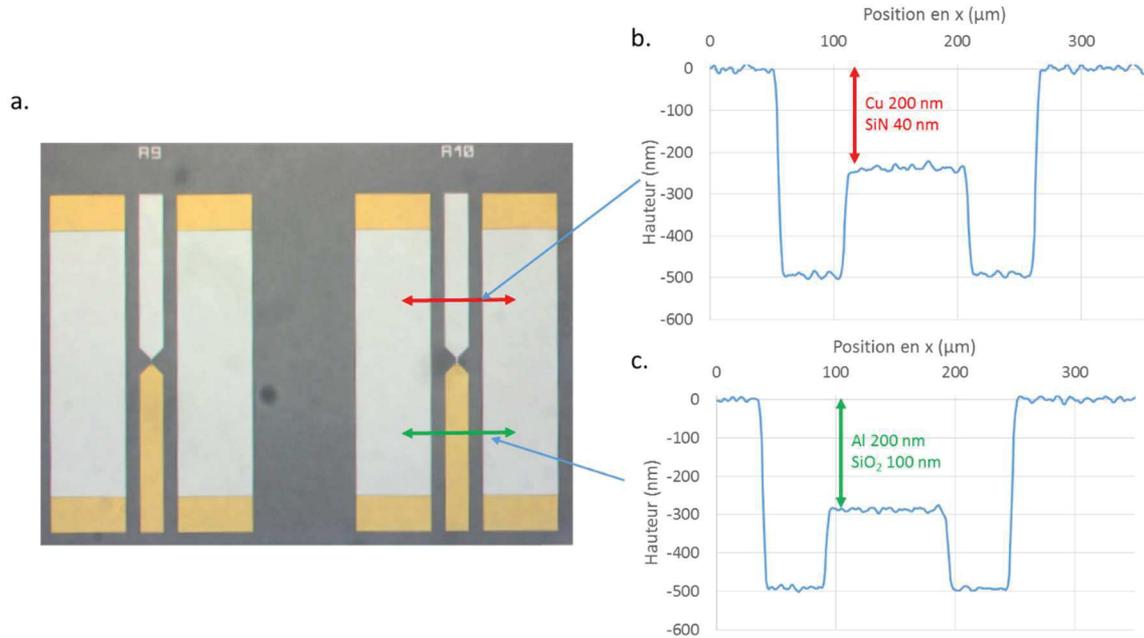


Figure 6-8. a. Vue au microscope optique de motifs de la plaque 24. b. mesure au profilomètre relatif à la flèche rouge. c. mesure au profilomètre relatif à la flèche verte.

Toutefois, la gravure en pente du SiO₂ (pour permettre d'ouvrir la zone où le diélectrique va être déposé lors de l'étape finale) pose problème sur la majorité des plaques du lot électrique. En effet, après gravure du SiO₂, l'aluminium semble être endommagé sur les zones où il est fin, comme montré sur la Figure 6-9 dans les zones rouges.

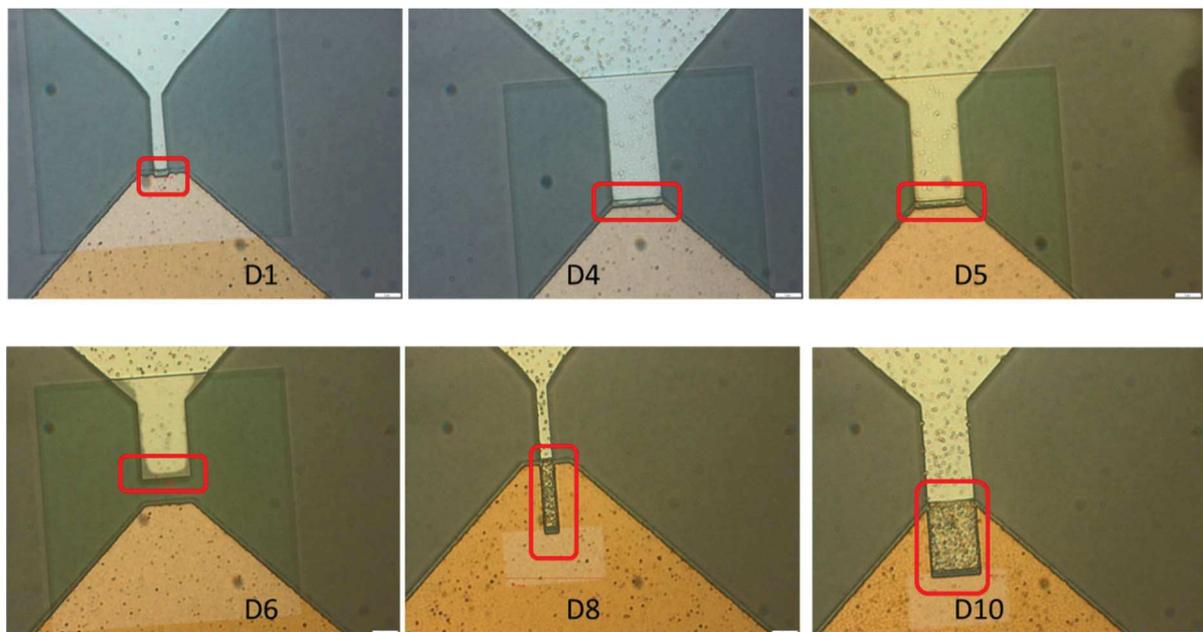


Figure 6-9. Vue au microscope optique des motifs D1, D4, D5, D6, D8 et D10

Globalement la technologie est totalement maîtrisée jusqu'à la gravure finale de SiO₂ qui vient consommer de manière forte l'aluminium quand celui-ci est peu large.

Hélas, cette gravure va réduire de manière drastique les performances RF des dispositifs ainsi qu'empêcher la formation du filament de manière optimale.

Une perspective d'amélioration de cette technologie serait de reprendre le même empilement développé jusque-là, mais en gravant l'oxyde qui est entre les électrodes métalliques avant le dépôt de l'électrode d'aluminium afin d'empêcher la gravure de l'oxyde d'avoir une influence sur la couche supérieure.

La dernière étape de la technologie est le dépôt/gravure de la couche qui accueillera le pont conducteur dans sa matrice. Comme décrit précédemment, le choix a été fait de rendre cette étape modulable. En effet ce matériau étant le dernier de la technologie, il est aisé de tester une large variété de matériaux sans influencer le reste de l'empilement. Ainsi plusieurs matériaux seront testés :

- Le LiPON, matériau qui sert dans les batteries comme électrolyte et qui autorise la migration du lithium pour faire fonctionner la batterie.
- Le Nafion, qui à l'origine sert comme le LiPON d'électrolyte dans les batteries (matériau déjà utilisé dans ce type d'application).
- Des polymères ou résines de lithographie qui pourraient convenir.
- Des matériaux plus proches de la micro-électronique comme le SiO₂ (matériau déjà utilisé dans ce type d'application).

6.3.1.2. Conception de circuits

Il a été choisi de concevoir différents types de circuits à base de pont conducteur. Ainsi, sur un réticule on trouve :

- 42 commutateurs de type SPST.
- 16 commutateurs de type SPDT.
- 5 déphaseurs
- Quelques dispositifs de test et de calibration

6.3.1.2.1. Commutateurs SPST

Comme dans le cas des lots à base de GeTe, la majorité des motifs présents sur les masques de ce lot sont des SPST. Le choix a été fait de réaliser un grand nombre de motifs de ce type en faisant varier plusieurs paramètres géométriques.

La Figure 6-10 présente la vue d'un motif élémentaire de SPST avec les dimensions relatives au motif. On utilise de nouveau un motif coplanaire avec une ligne centrale de 100 µm de large, séparée des masses par 54 µm. Les masses font 312 µm de large. Le motif a une longueur globale de 1400 µm. Cette vue schématique présente les trois principaux matériaux de l'empilement avant le dépôt du matériau actif. Il est important de signaler que le SiO₂ n'est pas gravé sous l'aluminium.

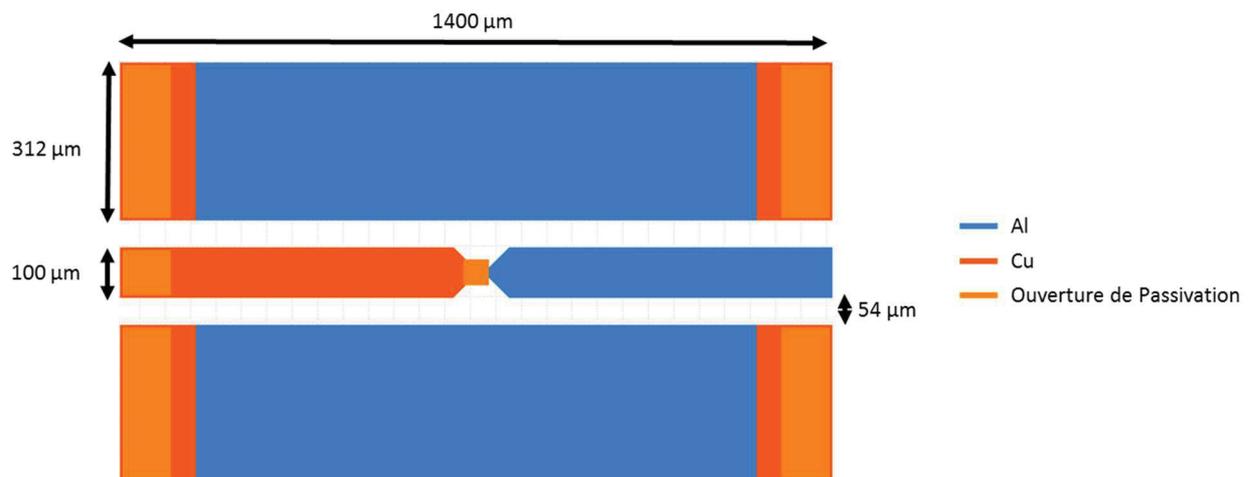


Figure 6-10. Vue schématique du dessus d'un motif élémentaire de SPST.

La dernière couche étant modulable, il a été décidé de réaliser différents masques pour structurer cette couche comme indiqué sur la Figure 6-11. En Figure 6-11.a., le masque est dédié à la réalisation d'un pochoir pour déposer du LiPON. La partie noire de la figure correspond à l'endroit où le LiPON sera déposé. Le procédé pochoir ne nécessite pas de gravure. En effet le matériau est pulvérisé sur la plaque à travers le pochoir. Le dépôt terminé, on ne relève de présence de LiPON qu'aux zones prévues, comme indiqué sur la Figure 6-12. Sur la Figure 6-11.b., la zone noire indique la zone qui sera recouverte par un matériau commun en micro-électronique, de type SiO₂ par exemple, après structuration par un procédé standard de photolithographie.

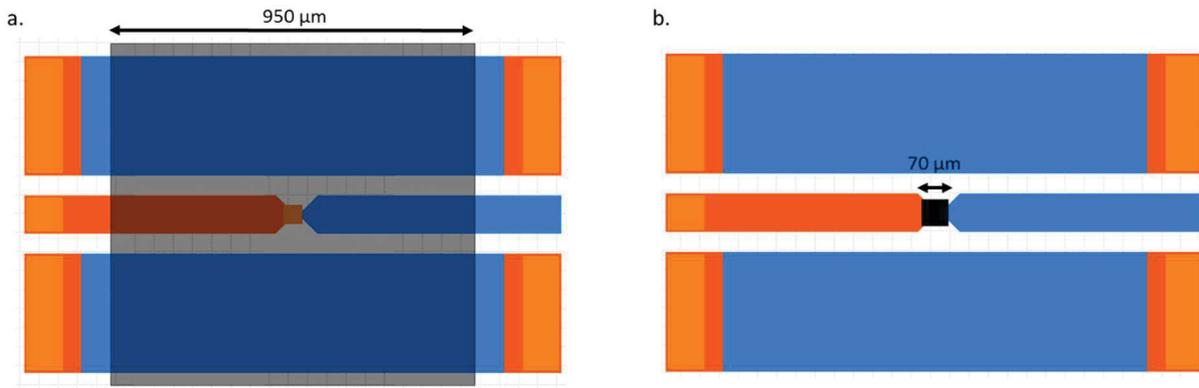


Figure 6-11. Vue schématique du dessus du motif élémentaire SPST avec les deux différents masques du matériau central.

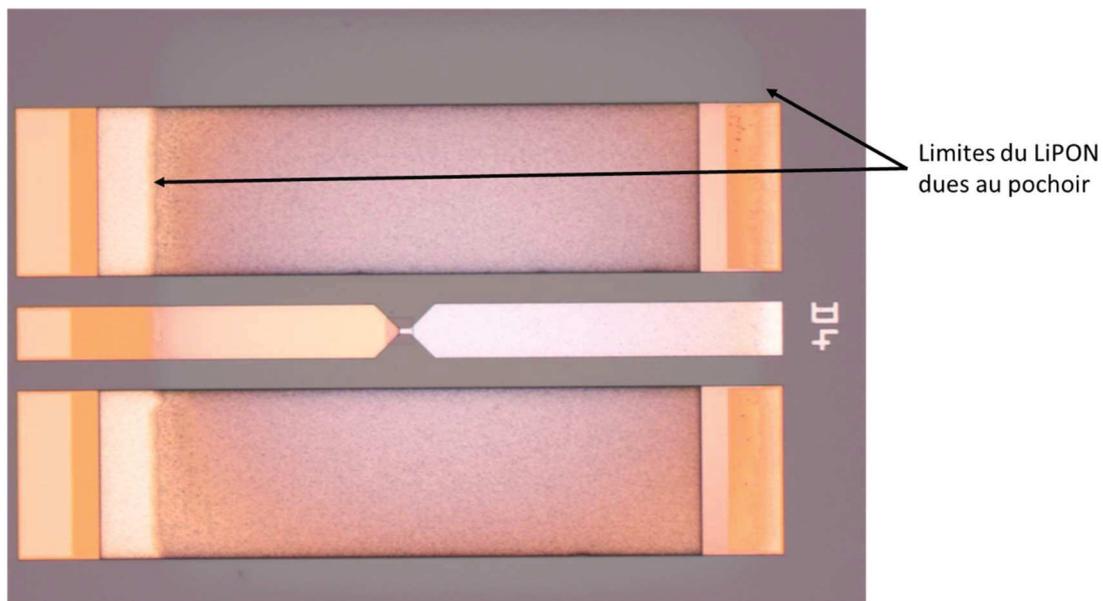


Figure 6-12. Vue au microscope optique d'un motif avec la couche de LiPON.

Nous n'avons que très peu de recul sur la technologie pour les raisons suivantes :

- Très peu de papier utilisant des procédés de fabrication compatibles salles blanches micro-électronique.
- Aucune donnée sur les couples tension/courant en fonction des différents matériaux.
- Incertitudes sur l'impact d'un désalignement des différents niveaux dans la technologie.

Il a donc été décidé de faire évoluer les dimensions suivantes : largeur (l) et longueur (L) comme indiqué sur la Figure 6-13. La Figure 6-14 donne les différentes dimensions des SPST série présents sur le réticule. Plusieurs commutateurs de type shunt sont également réalisés. Une longueur négative marque un recouvrement des deux lignes métalliques.

Il a été décidé, afin d'être au plus proche entre les lignes de cuivre et d'aluminium de faire des motifs avec $L = 0 \mu\text{m}$, sachant que la précision d'alignement est de 250 nm au mieux entre couches.

Afin de garantir qu'il y ait du recouvrement sur certains motifs malgré les éventuelles surgravures impossible à définir en amont de la réalisation des motifs, il a été décidé de réaliser des motifs avec 1.5 μm , 3 μm et 15 μm de recouvrement.

Enfin, dans le cas où un recouvrement n'est pas nécessaire, et afin de pouvoir éventuellement définir une règle tension/écartement des lignes, il a été décidé de réaliser des motifs avec $L = -1.5 \mu\text{m}$, $-3 \mu\text{m}$ et $-4.5 \mu\text{m}$.

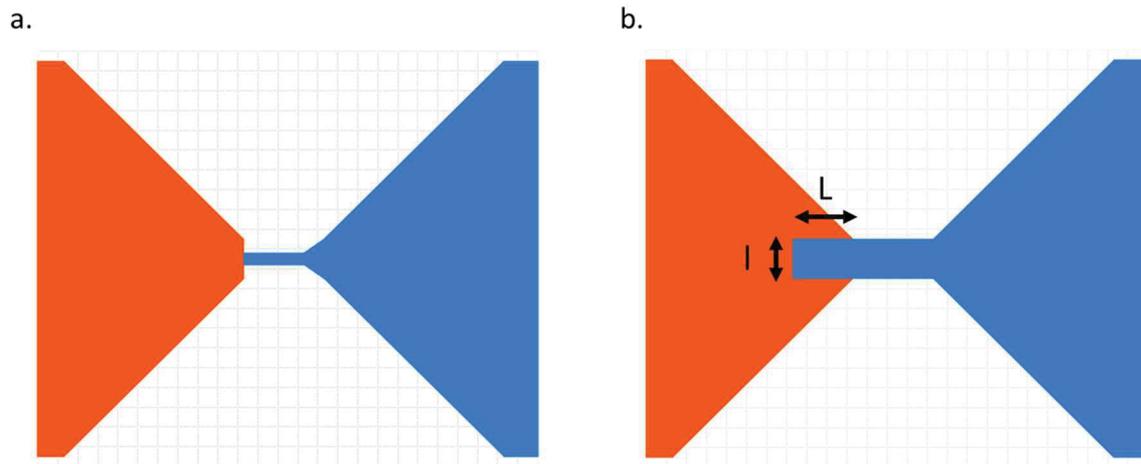


Figure 6-13. Vue schématique de la zone centrale (active) des SPST. a. $l = 3 \mu\text{m}$, $L = 0 \mu\text{m}$. b. $l = 10 \mu\text{m}$, $L = 15 \mu\text{m}$.

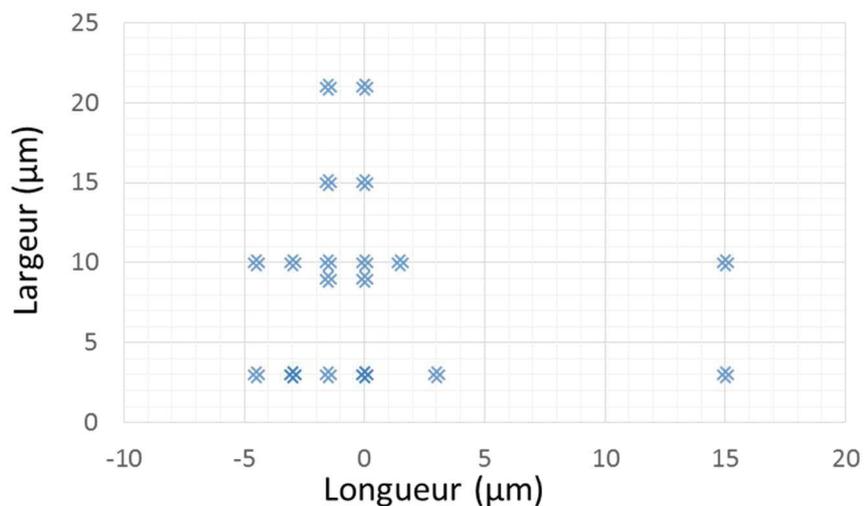


Figure 6-14. Représentation graphique de l'ensemble des motifs SPST réalisés. Une croix marque la présence d'un motif et donne sa largeur ainsi que sa longueur.

6.3.1.2.2. Commutateurs SPDT

Le second dispositif élémentaire qui a été réalisé est le SPDT : une entrée, deux sorties. On dénombre 16 SPDT dans le réseau. Comme précédemment, il a été décidé de multiplier le nombre de SPDT afin de faire évoluer des paramètres géométriques (Figure 6-15).

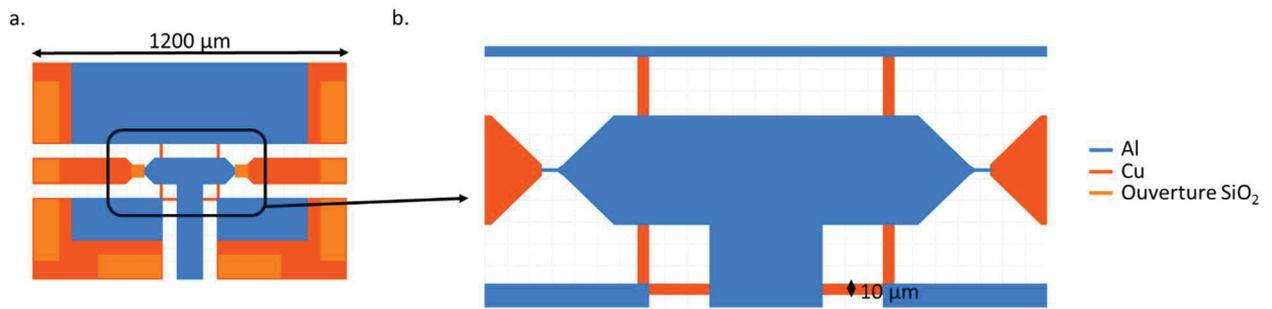


Figure 6-15. a. Vue schématique d'un SPDT. b. Zoom sur la partie active d'un SPDT.

Comme précédemment, certains SPDT possèdent un recouvrement ou non. De plus les « ponts » en cuivre de 10 μm de large qui relient les masses entre elles ne sont pas présents sur l'ensemble des dispositifs. L'intérêt de ces ponts métalliques est d'éviter un déséquilibre de potentiel entre les masses et de conserver une bonne adaptation. L'inconvénient de ces ponts métalliques est que, comme les deux niveaux métalliques ne sont séparés que de 200 nm au maximum, un effet capacitif important se crée entre ces ponts connectés à la masse et les lignes « signal ». Les pertes d'insertion s'en trouvent donc dégradées. L'ensemble des dispositifs SPDT sont décrits dans la Figure 6-16.

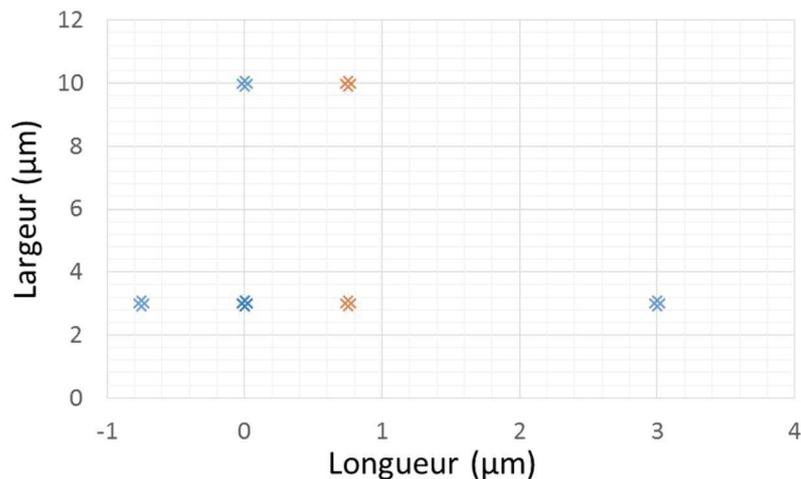


Figure 6-16. Représentation graphique de l'ensemble des motifs SPDT réalisés. Une croix marque la présence d'un motif et donne sa largeur ainsi que sa longueur.

6.3.1.2.3. Lignes déphaseurs commutées

Les déphaseurs reconfigurables font partie des circuits essentiels des systèmes RF. La topologie la plus commune des déphaseurs reste la ligne commutée. Des lignes de longueurs différentes sont commutées grâce à un jeu de commutateurs. De par leur longueur, ces lignes induisent un déphasage les unes par rapport aux autres. C'est ce type de déphaseur qu'il a été choisi de concevoir dans ce premier lot à base de dispositifs à pont conducteur. Différents types de déphaseurs apparaissent et sont représentés dans la Figure 6-17 : des déphaseurs à 2 lignes (1 bit – b. et c.) et des déphaseurs à 4 lignes (2 bits – a. et d.). Les différents déphasages ainsi produits sont donnés dans le Tableau 6-3.

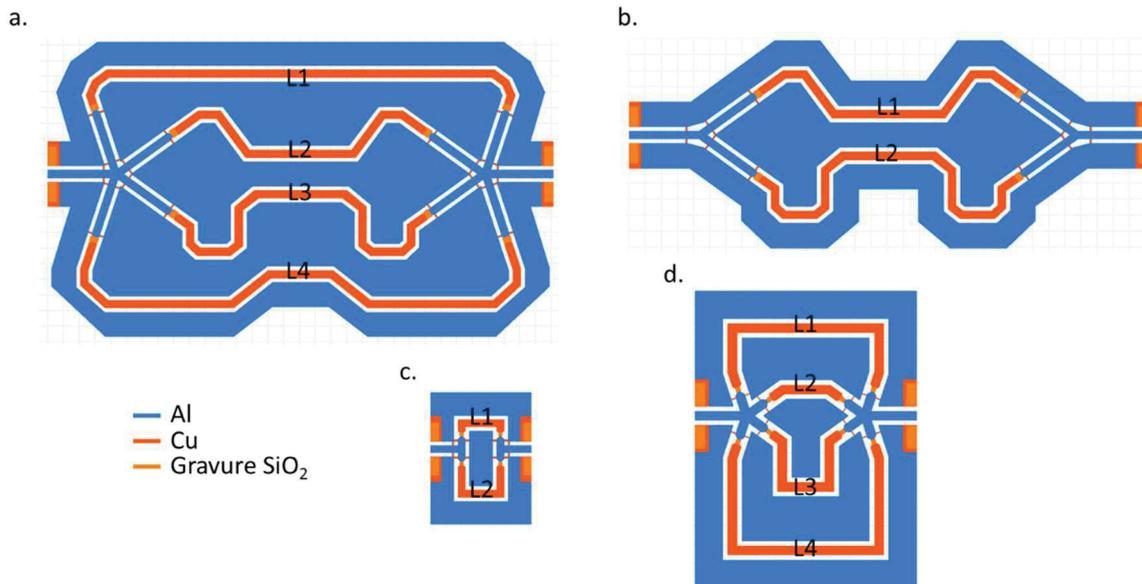


Figure 6-17. Vue schématique des différentes lignes commutées de déphaseurs. a. Déphaseur à 4 lignes. b. Déphaseurs à 2 lignes. c. Déphaseur à 2 lignes. d. Déphaseur à 4 lignes.

Tableau 6-3. Différents déphasages simulés pour les différents déphaseurs présentés dans la Figure 6-17.

Déph.	L1 (μm)	L2 (μm)	L3 (μm)	L4 (μm)	Déphasage (@ 7 GHz)	Déphasage (@ 15 GHz)	Déphasage (@ 30 GHz)
a.	6100	3900	5000	7200	22°/43°/65°	47°/93°/140°	93°/185°/280°
b.	3900	500	-	-	22°	47°	93°
c.	800	1300	-	-	10°	21°	42°
d.	3000	830	1900	4000	21°/43°/63°	45°/92°/134°	90°/183°/267°

6.3.1.3. Mesures

Les premières mesures menées sur les dispositifs avec un matériau diélectrique en LiPON ont mis en avant une impossibilité de créer une transition résistive. Deux conclusions s'imposent :

- Le LiPON ne permet pas d'accueillir d'ions autres que ceux de Li dans sa matrice, et ainsi il est impossible de créer un pont conducteur en Cu.
- La gravure de la couche d'Al est si mauvaise qu'il est impossible de créer un pont conducteur quel que soit le matériau central.

Afin de vérifier ces insertions, il est décidé de tester de créer un filament conducteur au sein du Nafion, une preuve de concept ayant été réalisée sur ce matériau dans [4].

Sur la Figure 6-18, on observe la création du filament conducteur sous tension. Dans la Figure 6-18 a. le dispositif est dans un état OFF, le filament n'existe pas. Dans la Figure 6-18 b. on visualise que le filament commence à se créer. Enfin en Figure 6-18 c. le filament est complet.

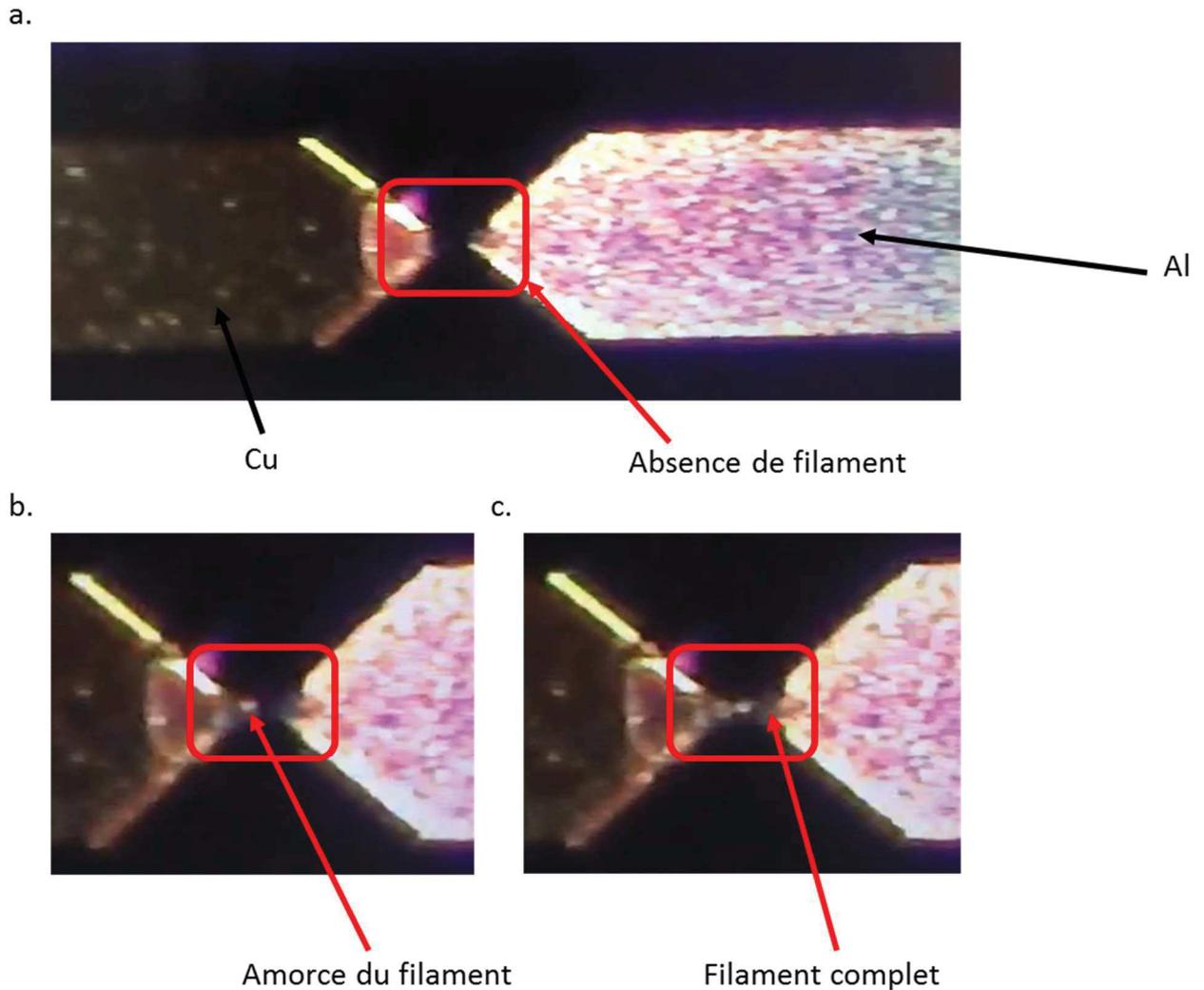


Figure 6-18. a. Vue optique d'un dispositif avant la création du filament. b. Amorce de la création d'un filament. c. Filament complet.

D'un point de vue électrique, on observe un changement de résistivité : on passe d'un état OFF de l'ordre du $G\Omega$ à $1k\Omega$ quand le filament est créé. Dans un second temps, il est possible de casser ce filament en appliquant une tension opposée qui va rendre le dispositif très résistif : de l'ordre de la centaine de $M\Omega$.

Les mesures relevées sur les dispositifs à pont conducteur sont hélas limités pour deux raisons :

- La fabrication des plaques a été terminée en fin de thèse, laissant peu de place à des tests approfondis.
- Un problème de gravure de la couche SiO_2 qui produit une surgravure de la couche d'aluminium avec dégradation de cette dernière.

Un nouveau lot avec le même empilement technologique ainsi qu'avec les mêmes masques mais une gravure de la couche de SiO_2 avant la couche d'aluminium aurait permis d'avoir des dispositifs optimaux – ou du moins conformes à ce qui était attendu – et aurait permis d'avoir des mesures bien plus performantes.

6.3.2. Dioxyde de vanadium

Le VO₂ est le second matériau qu'il a été choisi d'étudier en marge du GeTe pour les applications de commutation. Il possède des valeurs de conductivité similaires à celles du GeTe. Il présente donc une transition résistive suffisante pour prétendre à la réalisation de commutateurs RF. Même si son actionnement se fait comme pour le GeTe thermiquement, il commute autour de 68°C et n'est pas bistable. Le champ d'action des commutateurs à base de VO₂ est donc légèrement différent de celui des commutateurs à base de GeTe.

Cette technologie a connu une première réalisation en 1999 [6] et de nombreux papiers sur le sujet [7]–[11] sont apparus par la suite.

6.3.2.1. Description de la technologie

Pour trois raisons, il a été choisi d'utiliser une bonne partie des masques développés dans le cadre des commutateurs à base de GeTe du lot 1 :

- Les performances RF étant théoriquement similaires, il n'est pas nécessaire de changer les dimensions des zones actives pour tendre vers des performances RF importantes.
- Le temps de fabrication est considérablement raccourci. En effet, des plaques du lot 1 sans GeTe (empilement Si/SiO₂/Métal et SiO₂ planarisés) sont disponibles pour recevoir le dépôt de VO₂.
- Raison de coût : pas besoin de créer de nouveaux masques, et moins de développements nécessaires pour arriver à un empilement technologique cohérent.

Dans l'optique de réaliser des premières comparaisons, il a été décidé de se limiter à des empilements technologiques du type lot 1. Même si l'empilement du lot 3 aurait permis d'ajouter une brique « heater » afin d'inclure dans la technologie un système de chauffage, il a été jugé prématuré de pousser la technologie jusque-là. L'échauffement est donc appliqué par l'utilisation d'un chuck chauffant pour produire le changement de résistivité. La seule brique technologique à développer est donc celle du VO₂.

6.3.2.2. Le matériau VO₂

La VO₂ n'est pas la phase la plus stable à l'état naturel du VO_x. En effet, naturellement, c'est vers le V₂O₅ que tend le VO_x. Il s'agit alors, lors du dépôt du vanadium et de l'oxygène de gérer une parfaite stœchiométrie afin de produire suffisamment de VO₂ pour permettre un gap de résistivité de l'ensemble de la couche autour de 68°C.

Deux techniques de dépôt sont utilisées et développées au LETI dans l'objectif de déposer des films de VO₂ :

- L'ALD, pour « Atomic Layer Deposition » : qui consiste à déposer progressivement les différents précurseurs par couche atomique successive. C'est un procédé très important si l'on cherche à tendre vers des épaisseurs de l'ordre du nm.
- L'IBD, pour « Ion Beam Deposition » : qui consiste à exciter une cible avec un faisceau d'ion afin de projeter les espèces sur le substrat.

Les deux techniques n'ont pas le même champ d'application et il a été décidé de réaliser des dépôts avec des épaisseurs différentes : 10 nm et 60 nm par ALD et 60 nm et 100 nm par IBD.

Une fois la bonne stœchiométrie atteinte, il faut aussi que la couche de VO₂ soit dans la bonne phase cristalline. Il existe quatre phases de VO₂ : A, M, B et R. Les phases A (tétraгонаle), B et M (monocliniques) existent à température ambiante (phases monoclinique). La phase R (phase Rutile) n'existe qu'à partir de 68°C et résulte de la reconfiguration de la maille sous l'influence de la température. C'est d'ailleurs ce changement de phase cristalline qui produit le saut de résistivité.

On cherche donc à produire du VO₂ (M) à température ambiante. Hélas, les deux techniques de dépôts nécessitent des conditions différentes pour atteindre cette phase.

Ainsi, pour atteindre, la phase (R) du VO₂ par ALD, il faut réaliser le dépôt à 60°C et réaliser un recuit à haute température [12] tout en gérant l'injection d'O₂ comme indiqué dans la Figure 6-19.

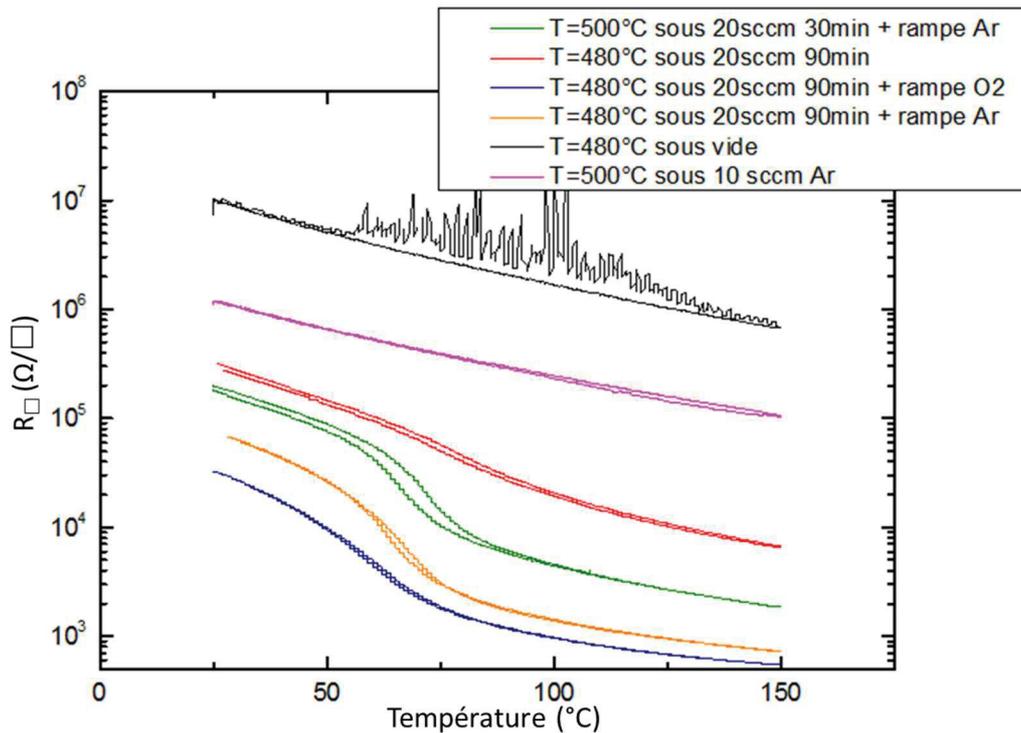


Figure 6-19. R_{\square} en fonction de la température dans différents cas de recuit.

Dans le cas du dépôt par IBD, il apparaît que la stœchiométrie et la résistivité sont liées. Une courbe de la stœchiométrie en fonction de la résistivité de VO_x est donnée en Figure 6-20.

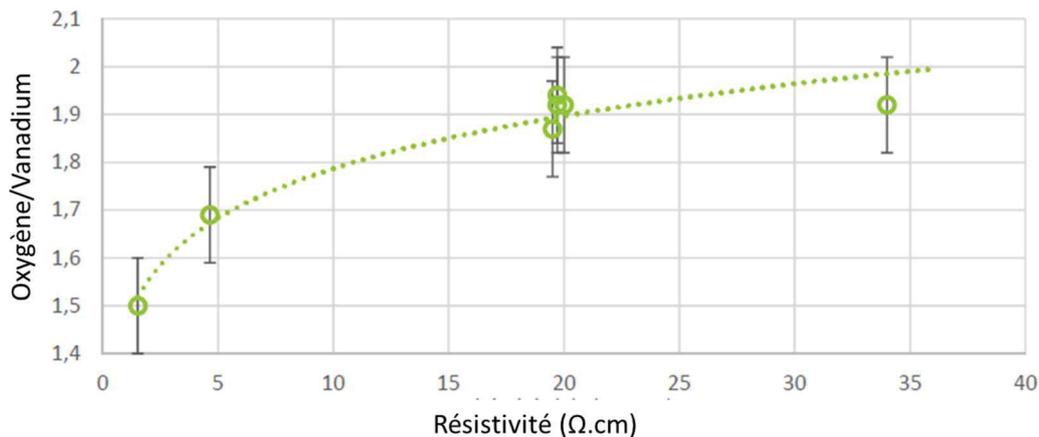


Figure 6-20. Stœchiométrie du VO_x en fonction de la résistivité de la couche.

On peut considérer qu'une résistivité de couche de 20 $\Omega.cm$ semble correspondre à une stœchiométrie convenable.

Les premiers résultats de mesure de R_{\square} en fonction de la température montrent un faible saut de résistance autour de 68°C pour une épaisseur de VO_2 de 60 nm (Figure 6-21. a.) alors qu'une couche de 100 nm d'épaisseur (Figure 6-21. b.) ne présente pas de transition. Il semble alors que malgré la stœchiométrie correcte du dépôt IBD, les mêmes problèmes de phase se posent que pour l'ALD : une phase (B) du VO_2 prépondérante. Une autre indication, visuelle celle-ci, nous permet d'avoir une idée de la nature de la couche de VO_2 déposée : une couleur mauve de la couche semble être le signalement d'une couche de VO_2 (B) alors qu'une couleur gris bleuté avec des reflets dorés est plus synonyme de la phase (R) même si cette observation peut être amenée à varier suivant l'épaisseur des matériaux en présence.

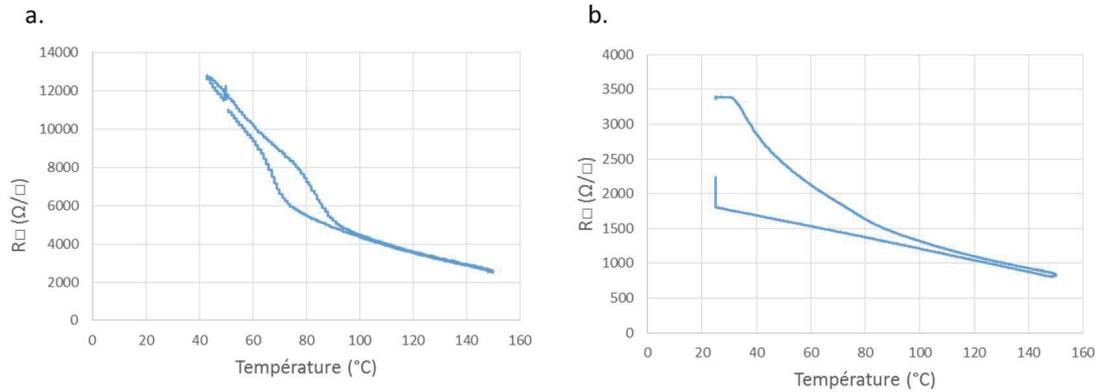


Figure 6-21. R_{\square} en fonction de la température. a. Pour du VO_2 60 nm IBD. b. Pour du VO_2 100 nm IBD.

Il a donc été décidé de mettre en place un recuit pour faire évoluer la phase cristalline de (B) vers (R) au-dessus de 68°C et (M) en dessous. La transition après dépôt ALD se faisant à 450°C [12], il est décidé de réaliser des recuits à 480°C. Les résultats de ces recuits sont donnés en Figure 6-22.

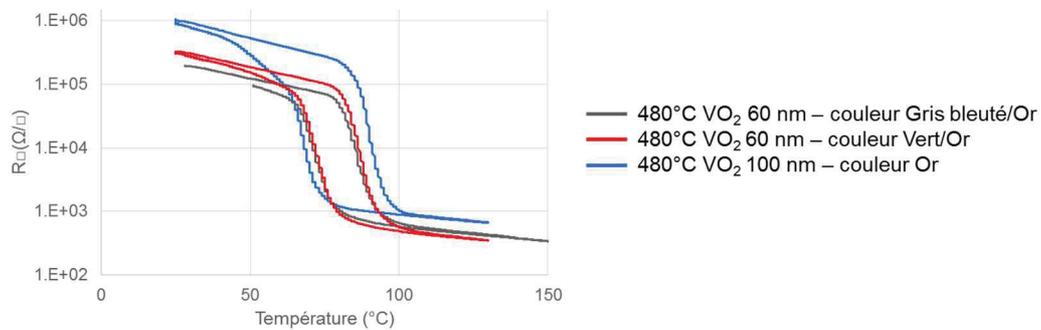


Figure 6-22. R_{\square} du VO_2 après recuit à 480°C.

Finalement on remarque bien une transition résistive du VO_2 mais autour de 80°C, ce qui est étonnant au regard de la littérature. Les sauts de résistivité sont toutefois moins importants qu'attendu : entre 500 et 3500. Quoiqu'il en soit, il est décidé d'appliquer ces recettes de recuits à la suite de la technologie afin de réaliser et de mesurer des commutateurs RF à base de VO_2 ALD et IBD.

Bibliographie

- [1] J. A. Nessel, R. Q. Lee, C. H. Mueller, M. N. Kozicki, M. Ren, et J. Morse, « A novel nanoionics-based switch for microwave applications », in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, p. 1051-1054.
- [2] A. Vena, E. Perret, S. Tedjini, C. Vallée, P. Gonon, et C. Mannequin, « A fully passive RF switch based on nanometric conductive bridge », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, p. 1-3.
- [3] S. Pi, M. Ghadiri-Sadrabadi, J. C. Bardin, et Q. Xia, « Nanoscale memristive radiofrequency switches », *Nat. Commun.*, vol. 6, p. 7519, juin 2015.
- [4] M. P. Jayakrishnan, A. Vena, A. Meghit, B. Sorli, et E. Perret, « Nafion-Based Fully Passive Solid-State Conductive Bridging RF Switch », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 27, n° 12, p. 1104-1106, déc. 2017.
- [5] M. P. Jayakrishnan, A. Vena, B. Sorli, et E. Perret, « Fully passive conductive-bridging solid state RF switch », in *2017 XXXIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, 2017, p. 1-3.
- [6] M. Stotz, S. D. Fritze, H. Downar, et J. Wenger, « Thermally Controlled Coplanar Microwave Switches », in *1999 29th European Microwave Conference*, 1999, vol. 2, p. 415-418.
- [7] A. Mennai *et al.*, « High cut-off frequency RF switches integrating a metal-insulator transition material », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-3.
- [8] F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Crunteanu, et P. Blondy, « rf-microwave switches based on reversible semiconductor-metal transition of VO₂ thin films synthesized by pulsed-laser deposition », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 91, n° 22, p. 223505, nov. 2007.
- [9] S. D. Ha, Y. Zhou, C. J. Fisher, S. Ramanathan, et J. P. Treadway, « Electrical switching dynamics and broadband microwave characteristics of VO₂ radio frequency devices », *J. Appl. Phys.*, vol. 113, n° 18, p. 184501, mai 2013.
- [10] A. Crunteanu *et al.*, « Tunable terahertz metamaterials based on metal-insulator phase transition of VO₂ layers », in *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, p. 1-3.
- [11] C. Hillman, P. A. Stupar, J. B. Hacker, Z. Griffith, M. Field, et M. Rodwell, « An ultra-low loss millimeter-wave solid state switch technology based on the metal - insulator - transition of vanadium dioxide », in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, 2014, p. 1-4.
- [12] G. Rampelberg *et al.*, « Crystallization and semiconductor-metal switching behavior of thin VO₂ layers grown by atomic layer deposition », *Thin Solid Films*, vol. 550, p. 59-64, janv. 2014.

Table des Figures

Figure 1-1. a. Modèle équivalent d'un commutateur DC, avec R_{ON-OFF} , une résistance variable entre l'état ON du commutateur et l'état OFF du commutateur. b. Modèle équivalent d'un commutateur RF avec R_{ON-OFF} , une résistance variable entre l'état ON du commutateur et l'état OFF du commutateur et C_{OFF} une capacité parasite présente à l'état OFF du commutateur.	10
Figure 1-2. Premiers commutateurs RF. a. Relais mécaniques manuels. b. Relais électro-mécaniques.	11
Figure 1-3. Schéma de principe d'un électro-aimant. a. Relai en position ouvert. b. Relai en position fermé.	11
Figure 1-4.a. Schéma de fonctionnement d'une diode PIN en régime ON (a) et OFF (b).	12
Figure 1-5.a. FET à canal P. b. FET à canal N.	13
Figure 1-6. Schéma de la coupe de l'empilement technologique d'un transistor sur isolant.	14
Figure 1-7. Schéma de principe de fonctionnement d'un MEMS ohmique en coupe. a. et c. : MEMS au repos, le signal est bloqué. b. et d. : le MEMS est activé, le signal passe.	16
Figure 1-8. Exemple de réalisation d'un commutateur RF à base de MEMS ohmique. [12].	16
Figure 1-9. Schéma de principe de fonctionnement d'un MEMS Capacitif (coupe transverse). a. MEMS au repos, la capacité à l'état OFF. b. Le MEMS est activé, la capacité est à l'état ON.	17
Figure 1-10. Comportement d'une cellule OxRAM. a. Formation du filament conducteur. b. Filament après la première destruction de filament. c. Etat ON et filament après application d'un champ $V=V_{ON}$. d. Destruction et état OFF de la cellule sous champ $V=V_{OFF} \approx -V_{ON}$. D'après [47].	18
Figure 1-11 Description du fonctionnement d'une cellule CBRAM. a. Etat initial de la cellule. b. Création du finalement sous l'application d'un champ électrique. c. Mise à l'état OFF de la cellule sous l'application d'un champ $V=+V_{OFF}$. d. Remise à l'état ON de la cellule sous l'application d'un champ $V=+V_{ON} = -V_{OFF}$	19
Figure 1-12.a. D'après [55], observation d'une cellule à pont conducteur RF. b. Observation des filaments conducteurs.	19
Figure 1-13. Résistivité du VO_2 en fonction de la température [71].	21
Figure 1-14. a. Phase monoclinique du VO_2 pour une température inférieure à $68^\circ C$. b. Phase rutile du VO_2 pour une température supérieure à $68^\circ C$ [72].	21
Figure 1-15.a. Transmissions MIT du VO_2 [73]. b. Schéma de la coupe longitudinale du commutateur DC.	22
Figure 1-16. a. Vue optique d'un commutateur RF à base de VO_2 . b. Paramètres S du commutateur avec en bleu l'isolation et en rouge les pertes d'insertion jusqu'à 30 GHz.	23
Figure 1-17. Diagramme ternaire des principaux matériaux à partir desquels sont réalisés les disques à mémoires optiques [72].	24
Figure 1-18. Vue en coupe d'une cellule PCRAM avec en a. une structure avec un PCM cristallin, pour une structure à l'état ON, et en b. une structure avec une partie du PCM amorphisée pour une cellule à l'état OFF.	24
Figure 1-19.a. Profil de résistivité en fonction de la température pour différents alliages de GeTe [90]. b. Diagramme Température-Temps-Transformation d'un matériau à changement de phase dans l'état liquide [89].	25
Figure 1-20. Courbe I-V d'une cellule de PCRAM initialement amorphe. Les deux étapes de la cristallisation apparaissent sur le graphique : la transition électronique, ici à 0.8 V puis la transition de phase à 0.35 mA [89].	26
Figure 1-21. a. Vue de dessus d'un commutateur RF à base de GeTe en utilisation 4 ports. b. Vue en coupe (A-A) (section longitudinale) de l'empilement technologique [94].	27
Figure 1-22.a. Empilement technologique présent dans [95]. b. Vue MEB de la structure MIM du commutateur RF en configuration mono-doigt. c. Vue MEB de la structure MIM du commutateur RF en configuration multi-doigts.	27
Figure 1-23. Empilement technologique présent dans [98]. Chauffage de type direct entre les électrodes en TiN. Chemin RF entre les électrodes d'or.	28
Figure 1-24.a. Seconde génération de commutateurs RF à base de GeTe [103] avec le remplacement du NiCrSi par une couche de W. b. Troisième génération de commutateurs à changement de phase avec la présence d'une barrière thermique sous le W pour confiner la zone chauffée [103].	29
Figure 2-1. a. Découpage de la plaque (200 mm) suivant la taille des réticules (1cm x 1 cm). b. Composition d'un réticule élémentaire avec les motifs de test paramétriques en haut à gauche du réticule.	42

Figure 2-2 Vue en coupe de l'empilement technologique du lot 1. Contact direct entre l'AlCu et le GeTe. L'AlCu peut représenter la ligne RF pour laquelle le GeTe joue le rôle de switch. L'AlCu peut également représenter les lignes DC, perpendiculaires aux lignes RF, servant à l'activation directe du GeTe.	42
Figure 2-3. Vue en coupe de l'empilement technologique après CMP du SiO ₂ déposé.	43
Figure 2-4. Vue en coupe de l'empilement technologique jusqu'à la gravure de la couche de protection SiN.	43
Figure 2-5. Caractérisation AFM après la gravure de la couche de protection.	44
Figure 2-6 Fonctionnement de la pulvérisation cathodique.	44
Figure 2-7. a. Vue en coupe finale du Lot 1 après ouverture des plots de contact. L'AlCu peut représenter la ligne RF pour laquelle le GeTe joue le rôle de switch. L'AlCu peut aussi représenter les lignes DC, perpendiculaires aux lignes RF, servant à l'activation directe du GeTe. b. Coupe FIB (de l'anglais Focused Ion Beam) et vue MEB d'un échantillon du lot 1 avec 300 nm de GeTe.	45
Figure 2-8. Design d'un motif de test Van der Pauw avec les plots de test DC.	46
Figure 2-9. Conductivité de la couche d'AlCu du lot 1 avec la dispersion par plaque.	46
Figure 2-10. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 1.	47
Figure 2-11. Description d'un motif de test chaîne de contact. a. Vue totale du motif, b. zoom sur le partie centrale.	48
Figure 2-12. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 1 entre la chaîne de contact en bleu et les motifs de Van der Pauw en gris.	48
Figure 2-13. a. Description du motif de test d'isolation en peigne. b. W_m est la largeur du conducteur, W_v est la séparation entre les deux peignes de conducteurs.	49
Figure 2-14. Vue en coupe du lot 2 complet.	50
Figure 2-15. Observation au microscope optique de la délamination au niveau de la couronne d'une plaque. ..	50
Figure 2-16. a. Vue au microscope optique d'un motif RF. Les vias sont indiqués par des flèches. b. Vue MEB d'un autre dispositif RF, les vias sont visibles et indiqués par des flèches.	51
Figure 2-17. a. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 2. b. Comparaison des valeurs de conductivité de l'AlCu pour le lot 2.	52
Figure 2-18. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 2 avec en noir les mesures effectuées après la gravure du GeTe et en bleu les mesures effectuées à la livraison du lot.	52
Figure 2-19. Comparaison des valeurs de conductivité de l'AlCu inférieur et supérieur pour le lot 2 avec en noir les mesures effectuées après la gravure du GeTe et en bleu les mesures effectuées à la livraison du lot.	53
Figure 2-20. Comparaison des valeurs de conductivité de GeTe pour le lot 2 obtenues à partir de la mesure de la chaîne de contact, en noir après la gravure du GeTe et en bleu à la livraison du lot.	53
Figure 2-21. Description du motif de test chaîne de vias. a. Structure totale, b. zoom sur la partie centrale.	54
Figure 2-22. Résistance des vias métalliques (R_{via}) en utilisant (2).	54
Figure 2-23. Vue en coupe du lot 3 après la gravure du heater (couche W ou TiN). Principe d'activation du chauffage indirect. a. Vue du chemin RF, le heater ne contacte pas la ligne RF. b. Vue du chemin DC, le heater vient contacter la ligne DC.	55
Figure 2-24. Vue MEB après coupe FIB d'un dispositif à base de GeTe. a. Présence de spacer TiN b. Le passage de marche est assuré avec une conformité inférieure à 100%.	56
Figure 2-25. Vue MEB du heater en W. a. L'AlN est très granuleux. b. Présence de « bulles » dans les vias de W.	57
Figure 2-26. a. Vue optique de P07. b. Vue optique de P21. P07 est une des plaques considérées comme mauvaises.	58
Figure 2-27. Comparaison des valeurs de conductivité du GeTe par Van der Pauw à la livraison du lot 3.	59
Figure 2-28. a. Comparaison des valeurs de conductivité du métal inférieur par Van der Pauw à la livraison du lot 3. b. Comparaison des valeurs de conductivité du métal supérieur par Van der Pauw à la livraison du lot 3.	59
Figure 2-29. Comparaison des valeurs de conductivité du heater par Van der Pauw à la livraison du lot 3.	60
Figure 2-30. Comparaison des valeurs de conductivité du GeTe par Chaîne de contact en bleu et par Van der Pauw en noir à la livraison du lot 3.	60
Figure 2-31. Résistance de contact entre les deux niveaux de métal à la livraison du lot 3.	61
Figure 2-32. a. Description du motif de test d'isolation verticale et de la résistance de marche. b. Conductivité moyenne de la ligne heater sans topo dans le lot 3. c. Conductivité moyenne de la ligne heater avec topo dans le lot 3.	62

Figure 2-33. Comparaison de conductivité du heater entre les motifs avec topo (bleu) et sans topo (noir) dans le cas du TiN.	62
Figure 3-1. a. Vue au microscope optique d'un motif du lot 1. b. Zoom au microscope optique sur la zone active à base de GeTe, en configuration série. c. Zoom en vue layout sur la zone active à base de GeTe en configuration shunt. On définit la largeur W et la longueur L comme indiqué sur les figures b et c.	68
Figure 3-2. Schéma du réticule regroupant l'ensemble des dispositifs à base de GeTe. Zones d'intérêt pour le chauffage direct par la ligne RF.	69
Figure 3-3 a. Zone centrale du dispositif A1 et B1. b. Zone centrale du dispositif A2 et B2. c. Zone centrale du dispositif A3 et B3. Les zones hachurées en bleu correspondent à du GeTe.	70
Figure 3-4 a. Zone centrale des dispositifs A4 et B4. b. Zone centrale des dispositifs A6 et B6. c. Zone centrale des dispositifs A5 et B5.	70
Figure 3-5 a. Zone centrale du dispositif D1. b. Zone centrale du dispositif D2. c. Zone centrale du dispositif D3. d. Zone centrale du dispositif D4.	71
Figure 3-6. Zone centrale du dispositif Q1.	71
Figure 3-7. Schéma du réticule regroupant l'ensemble des dispositifs à base de GeTe. Zones d'intérêt pour le chauffage direct dédié.	72
Figure 3-8. a. Dispositif C1, avec une zone centrale de $0.6\mu\text{m}$ par $0.3\mu\text{m}$. b. Dispositif C2 avec une zone centrale de $1.2\mu\text{m}$ par $0.3\mu\text{m}$. c. Dispositif C3 avec deux doigts reliés de $0.6\mu\text{m}$ par $0.3\mu\text{m}$. d. Dispositif C4 avec 13 doigts reliés de $0.6\mu\text{m}$ par $0.3\mu\text{m}$	73
Figure 3-9. a. Dispositif E1, possédant 5 doigts de GeTe de $0.6\mu\text{m}$ par $0.3\mu\text{m}$ b. Dispositif E2, possédant 7 doigts de GeTe de $0.6\mu\text{m}$ par $0.3\mu\text{m}$. c. Dispositif E3, possédant 11 doigts de $0.6\mu\text{m}$ par $0.3\mu\text{m}$. d. Dispositif E4, possédant, comme E3, 11 doigts de $0.6\mu\text{m}$ par $0.3\mu\text{m}$, avec des motifs de GeTe différents.	74
Figure 3-10. Comparaison entre chauffage direct par lignes RF et chauffage direct par lignes DC dédiées. Motif A3 à gauche et C4 à droite.	74
Figure 3-11. Amorphisation du dispositif C4.	75
Figure 3-12. Cristallisation du dispositif C4.	76
Figure 3-13. Dispositif E1 avec en bleu le chemin suivi par le signal RF, et en noir et violet le chemin suivi par le courant DC.	76
Figure 3-14. Dispositif B6 avec les deux chemins électriques repérés. Les dimensions représentent les dimensions du pad de heater.	77
Figure 4-1. Evolution du courant d'amorphisation en fonction du volume de la zone à amorphiser 83	83
Figure 4-2. Evolution du courant d'amorphisation en fonction de la surface (a) largeur x épaisseur et b) largeur x longueur) de la zone à amorphiser avec en triangles blanc une épaisseur de 300 nm de GeTe et en noir une épaisseur de 100 nm .r.	83
Figure 4-3. Evolution du courant d'amorphisation en fonction de la largeur de GeTe dans la zone active. Avec des symboles vides pour du GeTe de 300 nm d'épaisseur et des symboles plein pour du GeTe de 100 nm . La longueur de zone active varie de $0.5\mu\text{m}$ (carré et rond) à $1\mu\text{m}$ (triangles). La courbe en pointillé (traits pleins) est une courbe linéaire associée à une épaisseur de 300 nm (100 nm) de GeTe. Dispositifs A1 à A6 dans les deux épaisseurs.	84
Figure 4-4. Evolution du courant d'amorphisation en fonction du produit $W.T^{1/2}$ pour la longueur $L=1\mu\text{m}$. Dispositifs A1 à A4 dans les deux épaisseurs.	85
Figure 4-5. Evolution du courant d'amorphisation pour les dispositifs Q1, Q2, R1 et R2 en fonction de la longueur. $W = 32\mu\text{m}$. $T = 100\text{ nm}$	85
Figure 4-6. Simulation 2D du chauffage direct pour un lot 2 complet.	87
Figure 4-7. Evolution de la conductivité thermique du GeTe en fonction de la température avec le profil en tanh en bleu et le profil continu par morceau en orange.	88
Figure 4-8. Configuration de simulation du chauffage direct.	88
Figure 4-9. a. Relevé de température à 110 ns , pour une largeur de $21\mu\text{m}$ et un courant de 0.5 A . b. Différents points de relevé de température au sein du dispositif.	89
Figure 4-10. Evolution de la température en fonction du courant pour différentes largeurs de dispositif. a. Au niveau du point 54. b. Au niveau du point 50.	89
Figure 4-11. Courant de programmation en fonction de la largeur du dispositif pour la simulation et la mesure avec en carré les points de mesure, en trait plein la courbe linéaire associée, en étoiles la simulation thermique et en traits pointillés la courbe linéaire associée.	91

Figure 4-12. Evolution de la température en fonction du courant pour différentes épaisseurs de GeTe. a. Au niveau du point 54. b. Au niveau du point 50.	91
Figure 4-13. a. Différents points de mesure de la température dans le dispositif. b, c, d. Evolution de la température respectivement aux points 51, 52 et 58 en fonction du courant dans le dispositif.	93
Figure 4-14. Température en fonction du courant pour 300 nm de GeTe en traits plein, pour 100 nm de GeTe pondéré par la racine du rapport des épaisseurs en pointillés. a, b. Au point 58. c, d. Au point 51.	94
Figure 4-15. Profil du courant de fonte simulé en fonction de la longueur de GeTe.	94
Figure 4-16. a. Zone de GeTe complètement cristalline. b. Zone de GeTe partiellement amorphisée. c. Zone de GeTe partiellement amorphisée possédant des défauts.	95
Figure 4-17. a. Dispositif A4 sous grossissement de 50 après nettoyage chimique non destructif. b. Dispositif A4 en grossissement 2000.	96
Figure 4-18. Comparaison des mesures Raman menées sur des zones larges de GeTe amorphe et cristallin.	97
Figure 4-19. Mesure Raman menée sur un dispositif A4 préalablement amorphisé par chauffage direct.	97
Figure 4-20 a. Schéma de principe du fonctionnement de la mesure. b. Photographie de la chaîne de mesure. .	98
Figure 4-21. a. Taille de pixel de 0.5 μm de côté sans recouvrement des zones de mesure. b. Pixel de 0.25 μm quand recouvrement dans les zones de mesures.	98
Figure 4-22. Graphiques de diffraction des différentes espèces en présence (a. GeTe, b. Al, c. TiN et d. SiO ₂)...	99
Figure 4-23. Anneaux de Debye du GeTe pour "delta" du détecteur à 30°. b. Anneaux de Debye du GeTe pour "delta" à 67°.	100
Figure 4-24. Anneaux de Debye du GeTe avec identification des différents ROI.	100
Figure 4-25. Cartographie 2D d'un dispositif A4 après mesure à un angle "delta" de 27° et un angle "eta" de 20°.	101
Figure 4-26. a. Superposition de la vue au microscope optique, grossissement de 2000 et de la mesure pour "delta" = 27° et "eta" = 20°. b. Superposition de la vue au microscope optique, grossissement de 2000 et de la mesure pour différentes valeurs de "delta" et de "eta".	102
Figure 4-27. a. Cartographie pour "delta" = 30° et "eta" = 20°. b. Intensité résultant de la somme de tous les pixels suivant Y en fonction de X.	102
Figure 4-28. a. Cartographie d'un dispositif A4, avec la mise en évidence d'un GeTe amorphe dans la zone active. b. Explication de la sélection d'un ROI spécifique pour visualiser un GeTe amorphe malgré sa faible émissivité.	103
Figure 4-29. Mécanisme de cristallisation d'un commutateur à base de GeTe. a. Application d'une différence de potentiel de part et d'autre du GeTe amorphe sur les lignes métalliques. b. Quand la tension de seuil est atteinte, apparition statistique d'un filament conducteur dans le GeTe amorphe. c. Grâce à ce filament, du courant passe dans le GeTe permettant deux mécanisme de changement d'état : nucléation du GeTe amorphe en GeTe cristallin et croissance de la zone cristalline aux interfaces cristallin/amorphe.	104
Figure 4-30. Dispositif B6 avec les deux chemins électriques repérés.	105
Figure 4-31. Simulation thermique à 0.3 A. Relevé avant la fin du pulse, à 60 ns. a. Température dans le GeTe. b. Température dans le heater. c. Température dans l'ensemble heater/GeTe - la partie au-dessus de 1000K est enlevée.	106
Figure 4-32. Simulation thermique du comportement d'un commutateur en cristallisation indirecte. a. R \square en fonction de la température avec cristallisation à 250°C. b. Vue du GeTe sous 0.2 mA. c. Vue de dessous du GeTe. d. Même vue que b. avec une échelle de température différente. e. Vue du heater avec la même échelle de température que d. Pour b, c, d et e, la température a été relevée au bout de 4 μs	108
Figure 5-1. a. Mesures en transmission du motif A4 à l'état ON en trait plein bleu, son équivalent simulé en tirets bleus ; d'un thru en trait plein rouge et son équivalent simulé en tirets rouges. b. Mesures en réflexion du motif A4 à l'état ON en trait plein bleu, son équivalent simulé en tirets bleus, d'un thru en trait plein rouge et son équivalent simulé en tirets rouges.	114
Figure 5-2. a. Empilement technologique complet du lot 1. b. Gravure complète de l'oxyde PECVD et du SiN, arrêt silicium. c. Gravure de 60 nm du SiO ₂ thermique permettant un nettoyage d'oxyde avant poursuite des étapes.	114
Figure 5-3. Résultats d'investigation sur les pertes basses fréquence.	115
Figure 5-4. Mesures de commutateurs A1 à A6 pour 100 nm de GeTe. a. Dans l'état ON. b. Dans l'état OFF.	116
Figure 5-5. Mesures de commutateurs A1 à A6 pour 300 nm de GeTe. a. Dans l'état ON. b. Dans l'état OFF.	116

Figure 5-6. Mesures épluchées des pertes d'insertion et calcul avec le R_{ON} équivalent. a. Pour 100 nm d'épaisseur de GeTe. b. Pour 300 nm d'épaisseur de GeTe.	117
Figure 5-7. Résistance équivalente en fonction du rapport longueur de GeTe sur largeur de GeTe. A droite, zoom.	118
Figure 5-8. Modèle Ansys HFSS 3D d'un switch. a. Vue complète avec les conditions aux limites. b. Empilement technologique dans la zone centrale. c. Vue de la zone centrale.	119
Figure 5-9. a. Paramètres S_{21} mesurés non épluchés pour 100 nm de GeTe (traits pleins) et en simulation (pointillés). b. Paramètres S_{21} mesurés non épluchés pour 300 nm de GeTe (traits pleins) et en simulation (pointillés).	119
Figure 5-10. Comparaison entre les mesures non épluchées d'isolation pour les commutateurs et trois valeurs de capacité. a. Pour 100 nm de GeTe. b. Pour 300 nm de GeTe.	120
Figure 5-11. Mesures non épluchées (en traits pleins) et simulations (en pointillés) de différents dispositifs pour 300 nm de GeTe.	121
Figure 5-12. Modèle équivalent de la configuration shunt. a. cas OFF. b. cas ON.	122
Figure 5-13. Mesures non épluchées (traits pleins) et équivalents électriques (pointillés) des dispositifs D1 à D6. a. GeTe à l'état cristallin et ligne de référence D5 en short. b. GeTe à l'état amorphe et ligne de référence D6 en open. Epaisseur de GeTe de 300 nm.	122
Figure 5-14. a. Topologie d'un motif SPDT comprenant deux commutateurs PCM série de type A3. b. Zoom.	124
Figure 5-15. Mesures d'un SPDT avec l'interrupteur du port 2 fermé et l'interrupteur du port 3 ouvert.	124
Figure 5-16. Mesures non épluchées comparatives entre les motifs Ax (sans heater en traits pleins) et Bx (avec heater en pointillés). a. Dans l'état ON. b. Dans l'état OFF.	125
Figure 5-17 P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A4, Q2, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe cristallin. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée. Epaisseur de GeTe = 100 nm.	126
Figure 5-18 Schéma électrique équivalent.	127
Figure 5-19. Puissance de défaillance en configuration série en fonction de la largeur (W) en triangles pleins vers le haut pour 100 nm et vers le bas pour 300 nm. Courant en fonction de la largeur (W) en triangle vide vers le haut pour 100 nm et vers le bas pour 300 nm.	128
Figure 5-20. a. Maximum de puissance admissible dans un dispositif à base de GeTe dans les switch's série cristallin en fonction du produit W^2T , mesuré (cercles) et issu de la formulation proposée (triangles). b. Erreur relative entre les deux expressions.	130
Figure 21. Puissance de défaillance en fonction de la longueur (L) en triangles pleins pour 100 nm de GeTe. Courant en fonction de la longueur (L) en triangle vide pour 100 nm.	131
Figure 5-22. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs D1 à D6, en configuration shunt pour du GeTe cristallin. Pour rappel, D5 et D6 représentent des lignes de référence avec un shunt respectivement fermé et ouvert. Epaisseur de GeTe = 100 nm.	132
Figure 5-23. Schéma électrique équivalent de la configuration shunt avec le GeTe cristallin (état OFF).	132
Figure 5-24. Puissance de défaillance en configuration shunt en fonction de la largeur (W) en triangles pleins vers le haut pour 100 nm et vers le bas pour 300 nm. Courant en fonction de la largeur (W) en triangle vide vers le haut pour 100 nm et vers le bas pour 300 nm.	134
Figure 5-25. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A6, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe amorphe. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée. Epaisseur de GeTe = 100 nm.	136
Figure 5-26. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A6, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe amorphe. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée. Epaisseur de GeTe = 300 nm.	137
Figure 5-27. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs Q1, Q2, R1 et R2, C5 et C6 en configuration série pour du GeTe amorphe. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée.	138
Figure 5-28. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs D1 à D6, en configuration shunt pour du GeTe amorphe. Pour rappel, D5 et D6 représentent des lignes de référence avec un shunt respectivement fermé et ouvert.	140
Figure 5-29. Vue optique d'un dispositif D4. a. Avant défaillance. b. Après défaillance.	140
Figure 5-30. Illustration de la mesure du point d'interception du troisième ordre.	142

Figure 5-31. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A6, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe cristallin. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée. Epaisseur de GeTe = 100 nm.....	143
Figure 5-32. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs D1 à D4, D5 et D6, en configuration shunt pour du GeTe cristallin. Pour rappel, D5 et D6 représentent les lignes de référence avec un shunt respectivement fermé et ouvert.	144
Figure 5-33. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs A1 à A6, C5 et C6, en configuration série pour du GeTe amorphe. Pour rappel, C5 et C6 représentent les lignes de référence respectivement ouverte et fermée. Epaisseur de GeTe = 100 nm.....	144
Figure 5-34. P_{OUT} en fonction de P_{IN} pour les dispositifs D1 à D4, D5 et D6, en configuration shunt pour du GeTe amorphe. Pour rappel, D5 et D6 représentent les lignes de référence avec un shunt respectivement fermé et ouvert.	145
Figure 6-1. a. Vue MEB d'un motif de GeTe sur P13 après stripping de la résine de photo-lithographie. b. Vue MEB d'une partie de ce motif après la première tentative d'optimisation du stripping, les murs de polymères persistent et le SiN commence à être consommé. c. Deuxième tentative d'optimisation du stripping, les murs de polymères sont toujours là, le SiN est presque complètement consommé, le GeTe est aussi attaqué.	156
Figure 6-2. Vue MEB d'un motif de GeTe de P02 après stripping. b. Vue MEB après abrasion physique de P02 du même motif.	156
Figure 6-3. a. Vue MEB d'un motif de la plaque P14 après stripping par plasma O_2 . b. Vue MEB après utilisation d'un acide dilué sur le même motif. Il reste des résidus de GeTe entre les électrodes métalliques. ..	157
Figure 6-4. Ensemble des étapes à suivre pour réaliser un stripping correct de la résine suite à la gravure du GeTe sur P16. a. vue MEB après plasma O_2 classique, b. après HF dilué pendant 60 secondes, c. après plasma O_2 , d. après HF dilué final 30 secondes.....	157
Figure 6-5. Descriptif de l'empilement technologique. a. En vue de dessus. b. En coupe suivant le plan AA. ...	159
Figure 6-6. Vue au microscope optique d'une même ligne de Cu sur deux plaques essais différentes. a. Plaque 1. b. Plaque 3.	160
Figure 6-7. a. Vue au microscope optique après gravure de l'aluminium. b. Mesure de la hauteur au profilomètre.....	160
Figure 6-8. a. Vue au microscope optique de motifs de la plaque 24. b. mesure au profilomètre relatif à la flèche rouge. c. mesure au profilomètre relatif à la flèche verte.	161
Figure 6-9. Vue au microscope optique des motifs D1, D4, D5, D6, D8 et D10.....	161
Figure 6-10. Vue schématique du dessus d'un motif élémentaire de SPST.	162
Figure 6-11. Vue schématique du dessus du motif élémentaire SPST avec les deux différents masques du matériau central.	163
Figure 6-12. Vue au microscope optique d'un motif avec la couche de LiPON.....	163
Figure 6-13. Vue schématique de la zone centrale (active) des SPST. a. $l=3\ \mu\text{m}$, $L=0\ \mu\text{m}$. b. $l=10\ \mu\text{m}$, $L=15\ \mu\text{m}$	164
Figure 6-14. Représentation graphique de l'ensemble des motifs SPST réalisés. Une croix marque la présence d'un motif et donne sa largeur ainsi que sa longueur.	164
Figure 6-15. a. Vue schématique d'un SPDT. b. Zoom sur la partie active d'un SPDT.	165
Figure 6-16. Représentation graphique de l'ensemble des motifs SPDT réalisés. Une croix marque la présence d'un motif et donne sa largeur ainsi que sa longueur.	165
Figure 6-17. Vue schématique des différentes lignes commutées de déphaseurs. a. Déphaseur à 4 lignes. b. Déphaseurs à 2 lignes. c. Déphaseur à 2 lignes. d. Déphaseur à 4 lignes.....	166
Figure 6-18. a. Vue optique d'un dispositif avant la création du filament. b. Amorce de la création d'un filament. c. Filament complet.	167
Figure 6-19. R_{\square} en fonction de la température dans différents cas de recuit.	169
Figure 6-20. Stœchiométrie du VO_x en fonction de la résistivité de la couche.	169
Figure 6-21. R_{\square} en fonction de la température. a. Pour du VO_2 60 nm IBD. b. Pour du VO_2 100 nm IBD.	170
Figure 6-22. R_{\square} du VO_2 après recuit à 480°C	170

Table des Tableaux

<i>Tableau 1-1 Comparaison de diverses technologies de type semi-conducteurs à base de diodes PIN pour les commutateurs RF.</i>	13
<i>Tableau 1-2. Comparaison de l'état de l'art des commutateurs RF à base de technologie FET</i>	15
<i>Tableau 1-3. Comparaison de l'état de l'art de commutateurs RF à base de dispositifs CBRAM. Les éléments du schéma électrique équivalent ont chacun été déterminés à une fréquence différente.</i>	20
<i>Tableau 1-4. Comparaison de l'état de l'art des commutateurs RF à base de VO₂</i>	23
<i>Tableau 1-5. Comparaison de l'état de l'art des commutateurs RF à base de PCM.</i>	30
<i>Tableau 2-1 Conductivité du GeTe et de l'AlCu pour la plaque P15 du lot 1.</i>	47
<i>Tableau 2-2. Split des plaques en fonction de l'épaisseur du GeTe, de la barrière électrique et du heater.</i>	58
<i>Tableau 3-1 Nomenclature des dispositifs nécessaires à l'étude du chauffage direct par la ligne RF.</i>	69
<i>Tableau 3-2. Nomenclature des dispositifs nécessaires à l'étude du chauffage direct dédié.</i>	73
<i>Tableau 4-1 Evolution de la résistance calculée et mesurée en fonction dans les différents dispositifs.</i>	82
<i>Tableau 4-2. Comparaison entre les rapports de largeur et de courant pour différentes températures.</i>	90
<i>Tableau 4-3. Comparaison entre les rapports d'épaisseur et de courant pour différentes températures.</i>	91
<i>Tableau 4-4. Comparaison des tensions de cristallisation des différents dispositifs permettant une cristallisation convenable.</i>	104
<i>Tableau 4-5. Comparaison des différentes tentatives d'amorphisation des dispositifs B1 à B6.</i>	106
<i>Tableau 4-6. Premiers cyclages d'un dispositif B6. Les temps de montée ou descente pour chaque pulse sont systématiquement de 10 ns.</i>	107
<i>Tableau 5-1. Evolution des pertes d'insertion en fonction de l'évolution des paramètres géométriques du GeTe</i>	116
<i>Tableau 5-2. Résistance R_{ON} des divers commutateurs série de l'ensemble A pour deux épaisseurs de GeTe.</i>	117
<i>Tableau 5-3. Capacité C_{OFF} et résistance R_{OFF} des divers commutateurs série de l'ensemble A pour deux épaisseurs de GeTe.</i>	120
<i>Tableau 5-4. Capacité C_{ON} et résistances R_{OFF} et R_{ON} des divers commutateurs shunt de l'ensemble D pour une épaisseur de GeTe de 300 nm.</i>	123
<i>Tableau 5-5. Etat de l'art des commutateurs RF.</i>	125
<i>Tableau 5-6. Comparatif des performances de tenue en puissance pour des dispositifs à base de GeTe pour diverses largeur et deux épaisseurs (100 nm et 300 nm) avec une même longueur L=1 μm.</i>	128
<i>Tableau 5-7. Comparatif des performances de tenue en puissance pour des dispositifs à base de GeTe en fonction de la longueur L pour une même largeur W= 31 μm et une même épaisseur T =100 nm.</i>	130
<i>Tableau 5-8. Comparatif des performances de tenue en puissance pour des dispositifs à base de GeTe pour diverses largeurs et deux épaisseurs (100 nm et 300 nm) avec une même longueur L=1 μm.</i>	133
<i>Tableau 5-9. Comparatif des performances de tenue en puissance pour des dispositifs à base de GeTe amorphe pour diverses largeurs et deux épaisseurs (100 nm et 300 nm).</i>	139
<i>Tableau 6-1. Process flow lots-fils GeTe</i>	155
<i>Tableau 6-2. Evolution de la surgravure du cuivre par rapport à la recette de gravure.</i>	160
<i>Tableau 6-3. Différents déphasages simulés pour les différents déphaseurs présentés dans la Figure 6-17.</i>	166

Résumé – Abstract

Pour faire face à la complexité croissante des systèmes de télécommunications sans fil, il est nécessaire de développer des systèmes RF (Radiofréquence) plus performants et agiles. Dans ce contexte, des matériaux à changement d'état, ou SCM (State Change Material), déjà utilisés dans le développement des futures générations de mémoires non-volatiles (PCRAM, CBRAM), ont récemment été évalués pour réaliser des commutateurs RF. Parmi ces SCM, les PCM (matériaux à changement de phase) semblent ainsi être une solution particulièrement attractive pour réaliser des composants RF permettant l'obtention de circuits reconfigurables, rapides, miniatures et intégrables sur des circuits CMOS.

En lien avec la stratégie du LETI / DCOS (Département COmposants Silicium) et en s'appuyant sur une analyse fine de la physique des matériaux à changement d'état, la thèse aura pour objectif de développer une nouvelle filière technologique de composants RF en rupture à base de SCM qui permettront de concevoir de nouvelles architectures de circuits RF innovants et reconfigurables.

As wireless telecommunication systems complexity continues to increase, there is a need to develop RF systems with higher performances and agility. In this context, SCM (State Change Material), already used to develop the next generation of non-volatile memory (PCRAM, CBRAM), were recently evaluated to realize RF switches. Among these SCM, PCM (Phase Change Material) are an attractive option to realize miniature and high speed reconfigurable RF components that could be easily integrated with CMOS circuits.

In line with the LETI / DCOS (Silicon Components Division) strategy, PhD will aim to develop a disruptive RF components technology based on SCM that will allow designing innovative and reconfigurable FEM (Front End Module) circuits.