

UNIVERSITE DE LIMOGES

COLLEGE DOCTORAL de SITE

Ecole Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2010

N°10-2010

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique"

présentée et soutenue par

Julien GIVERNAUD

le 26 Mars 2010

Etude, conception et fabrication de dispositifs micro-ondes à base de matériaux intelligents type VO₂

Thèse dirigée par Pierre BLONDY et co-encadrée par
Aurelian CRUNTEANU et Corinne CHAMPEAUX

JURY :

Président :

Alain CATHERINOT,

Professeur, SPCTS, Université de Limoges

Rapporteurs :

Valérie VIGNERAS,
Gérard TANNE,

Professeur, IMS Université de Bordeaux
Professeur, Lab-STICC (UBO/UBS/Télécom-Bretagne),
Université de Brest

Examineurs :

Patrick MOUNAIX,
Fabio COCCETTI,
Valérie MADRANGEAS,
Corinne CHAMPEAUX,
Aurelian CRUNTEANU,

Chargé de recherche, HDR, CPMOH, Bordeaux
Ingénieur R&D, LAAS/ NovaMEMS, Toulouse
Professeur, XLIM, Université de Limoges
Maître de Conférences, HDR, SPCTS, Université de Limoges
Chargé de recherche, XLIM, Université de Limoges

Invités :

Olivier VENDIER,
Pierre BLONDY,

Ingénieur R&D, Thales Alenia Space, Toulouse
Professeur, XLIM, Université de Limoges

REMERCIEMENTS

Ce travail de recherche a été effectué au sein des laboratoires SPCTS et XLIM dans le département MINACOM (Micro et Nanotechnologies pour les Composants Optoélectroniques et Micro-ondes) et codirigé par Monsieur Aurelian CRUNTEANU, Chargé de Recherches à l'Université de Limoges, Madame Corinne CHAMPEAUX, Maître de Conférences à l'Université de Limoges et Monsieur Pierre BLONDY, Professeur à l'Université de Limoges.

Je remercie Monsieur Alain CATHERINOT, Professeur à l'Université de Limoges, de me faire l'honneur de présider ce jury.

Je remercie sincèrement Madame Valérie VIGNERAS, Professeur à l'Université de Bordeaux et Monsieur Gérard TANNE, Professeur à l'Université de Brest, d'avoir accepté d'assurer la fonction de rapporteur.

Je remercie Monsieur Patrick MOUNAIX, Chargé de recherche au CPMOH, Monsieur Fabio COCCETTI, Ingénieur R&D au LAAS/ NovaMEMS, Madame Valérie MADRANGEAS, Professeur à l'Université de Limoges d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et également Monsieur Olivier VENDIER, Ingénieur à Thalès Alenia Space et Monsieur Pierre BLONDY, Professeur à l'Université de Limoges qui ont bien voulu participer à ce jury.

Je remercie tout particulièrement Aurelian CRUNTEANU, Corinne CHAMPEAUX et Arnaud POTHIER de l'aide qu'ils m'ont fournie et de leur immense disponibilité, sans oublier leur gentillesse.

Mes derniers remerciements vont à toutes les autres personnes qui m'ont entouré pendant ces trois années, ma famille, mes amis et même parfois aidés (je pense spécialement à Philippe SIN, Fabien MAURY, Ludovic COLLOT, David MARDIVIRIN, Marc FABERT, Cédric ENGUEHARD, ma tante YAYA pour les fautes d'orthographe et à Charlène).

Table des matières

Table des matières

Table des matières

<u>Introduction générale</u>	<u>1</u>
<u>CHAPITRE I : Etat de l'art des commutateurs micro-ondes et présentation du dioxyde de vanadium (VO₂)</u>	<u>7</u>
I. Introduction	9
II. Fonction de commutation	10
II.1. Les micro-commutateurs statiques	12
II.1.1. Les micro-commutateurs à base de transistors à effet de champ	13
II.1.2. Les micro-commutateurs à base de diodes PIN	17
II.2. Les micro-commutateurs mécaniques	19
II.2.1. Les relais électromécaniques	19
II.2.2. Les dispositifs MEMS	22
II.3. Comparaison des différentes technologies de micro-commutateurs	27
III. Le dioxyde de vanadium (VO₂)	29
III.1. Transition MIT dans les matériaux corrélés	31
III.2. Dopage du dioxyde de vanadium	32
III.3. Applications du dioxyde de vanadium	32
III.4. Méthodes de dépôt du dioxyde de vanadium en couches minces	33
III.4.1. Méthodes utilisées	33
III.4.1.1. L'ablation laser	34
III.4.2. Choix du substrat et de la cible	36
III.5. Synthèses et caractérisations des films minces de VO ₂	36
III.5.1. Conditions expérimentales	36
III.5.2. Caractérisation des films minces de VO ₂ obtenus par ablation laser	37
III.5.2.1. Caractéristiques structurales des dépôts	37
III.5.2.1.1. Diffraction des rayons X (DRX)	37
III.5.2.1.2. Microscopie à force atomique (AFM)	38
III.5.2.2. Caractéristiques optiques	39
III.5.2.2.1. Mesures en transmission	39
III.5.2.2.2. Mesures en réflexion	41
III.5.2.3. Caractéristiques électriques	43
IV. Conclusion	455

Références chapitre I	46
<u>CHAPITRE II : Réalisation de commutateurs micro-ondes basés sur la transition semi-conducteur métal du VO₂</u>	<u>57</u>
I. Introduction	59
II. Commutateurs électriques à deux terminaux à base de VO₂	60
II.1. Activation thermique et électrique des commutateurs à deux terminaux à base de VO ₂	61
II.1.1. Activation thermique des commutateurs	61
II.1.2. Activation électrique des commutateurs	64
II.1.2.1. Caractéristiques I-V des commutateurs à deux terminaux	64
II.1.2.2. Temps de réponse des commutateurs à deux terminaux	70
II.1.3. Modification des propriétés de transmission optique du VO ₂ pendant l'activation électrique	73
III. Intégration de films de VO₂ dans des guides coplanaires (CPW)	75
III.1. Principe de fonctionnement et fabrication des commutateurs micro-ondes à base de VO ₂	75
III.2. Caractéristiques électriques des commutateurs dans le domaine micro-onde	77
III.2.1. Actionnement thermique des commutateurs	77
III.2.2. Actionnement électrique des commutateurs	81
III.3. Etude de la fiabilité des commutateurs à base de VO ₂	83
IV. Commutateurs à base de VO₂ utilisant le carbone dopé nickel comme élément chauffant initiant la transition MIT	86
V. Conclusion	90
Références chapitre II	92
<u>CHAPITRE III : Réalisation de limiteurs de puissance basés sur la transition semi-conducteur métal du VO₂</u>	<u>95</u>
I. Introduction	97
II. Les différentes technologies de limiteurs de puissance passifs	100

Table des matières

II.1. Les limiteurs de puissance à base de semi-conducteurs _____	100
II.2. Les limiteurs de puissance à base de matériaux supra-conducteurs _____	103
II.3. Les limiteurs de puissance à base de matériaux ferro-électriques _____	105
II.4. Les limiteurs de puissance à base de matériaux ferro-magnétiques _____	106
II.5. Les limiteurs de puissance de type éclateurs à gaz _____	108
II.6. Les autres types de limiteurs de puissance _____	109
II.7. Récapitulatif sur les limiteurs de puissance _____	111
III. Limiteurs de puissance à base de VO₂ _____	112
III.1. Limiteurs de puissance de type « disjoncteur » _____	112
III.1.1. Principe de fonctionnement et fabrication des limiteurs _____	112
III.1.2. Caractérisation des limiteurs de type « disjoncteur » _____	114
III.2. Limiteurs de puissance de type « écrêteur » de puissance _____	119
III.2.1. Principe de fonctionnement des limiteurs de type « écrêteurs » de puissance	119
III.2.2. Design, fabrication et caractérisation des limiteurs de puissance de type « écrêteur » _____	121
III.2.2.1. Design et fabrication du coupleur en anneau _____	121
III.2.2.2. Design, fabrication et caractérisation d'un limiteur de puissance micro- onde de type « écrêteur » associé à un diviseur de puissance symétrique _____	125
III.2.2.3. Design, fabrication et caractérisation de limiteurs de puissance micro- ondes de type « écrêteur » associés à différents diviseurs de puissance _____	131
III.2.2.3.1 Caractérisation de limiteurs de puissance micro-ondes de type «écrêteur » atténuant un tiers ou deux tiers du signal _____	132
III.2.2.3.2 Caractérisation de limiteurs de puissance micro-ondes de type « écrêteur » composés de plusieurs diviseurs de puissance _____	137
IV. Conclusion _____	149
Références chapitre III _____	151
<u>CHAPITRE IV : Réalisation de filtres réjecteurs de bande de fréquences accordables basés sur la transition semi-conducteur métal du VO₂ _____</u>	<u>155</u>
I. Introduction _____	157

II. Filtres réjecteurs de bandes reconfigurables	158
II.1. Exemple de réalisation d'un filtre réjecteur multipôle à base de dispositifs MEMS à contacts capacitifs	160
III. Réalisation d'un filtre réjecteur multipôle à base de VO₂	163
III.1. Conception électromagnétique d'un filtre réjecteur multipôle à base de VO ₂	165
III.1.1. Ligne de transmission couplée à un résonateur	165
III.1.2. Filtre réjecteur accordable à actionnement thermique intégrant deux résonateurs	169
III.1.3. Filtre réjecteur accordable à actionnement thermique intégrant quatre résonateurs symétriques « deux à deux »	171
III.1.4. Filtre réjecteur accordable intégrant quatre résonateurs actionnables électriquement	174
III.1.4.1. Optimisation de la topologie du filtre quatre pôles	174
III.1.4.2. Conception et intégration des électrodes d'actionnement des motifs de VO ₂	177
III.1.5. Filtre réjecteur accordable quatre pôles intégrant des micro-résistances de carbone dopé au nickel	184
IV. Conclusion	188
Références chapitre IV	1900
<u>Conclusion générale</u>	<u>1933</u>
<u>Annexes</u>	<u>199</u>
ANNEXE I. :	2011
1. Les oxydes de vanadium	2011
2. Les différentes formes cristallographiques du VO ₂	20202
3. Mode opératoire du dépôt des couches minces de VO ₂ par ablation laser	20404
ANNEXE II. :	20606
1. Caractérisations des films minces de VO ₂	20606
1.1. Profilométrie	20606
1.2. Caractérisation structurale	20606
1.3 Microscopie à force atomique	20808

Table des matières

1.4. Caractérisations optiques _____	20808
1.5. Caractérisation électrique _____	20909
ANNEXE III : _____	2111
1. La gravure et le lift-off _____	21111
2. Etapes de fabrication des micro-commutateurs à deux terminaux _____	2122
3. Etapes de fabrication des micro-commutateurs à deux terminaux à base de carbone dopé nickel _____	2144
ANNEXE IV : _____	2117
<u>Production scientifique</u> _____	<u>2211</u>

Introduction générale

Depuis plusieurs années, nous assistons à un développement très rapide des systèmes de télécommunication grand public (téléphonie cellulaire, wifi, télévision par satellite, télévision numérique terrestre...). La concurrence pousse les fabricants à trouver sans cesse de nouvelles solutions permettant d'augmenter les performances des appareils tout en diminuant leurs coûts. Dans ce contexte, les circuits intégrés monolithiques micro-ondes sont devenus incontournables (réduction de la taille, du poids, augmentation de la fiabilité et réduction de la consommation des composants). Une solution complémentaire consiste à développer des composants reconfigurables, qui permettent d'augmenter encore plus la compacité des circuits. En particulier, une large variété de composants reconfigurables et commutables ont été développés pour pallier le problème du chevauchement des bandes de fréquences, allouées aux différents systèmes de communication. Habituellement, la reconfiguration de ces composants est réalisée en utilisant des semi-conducteurs, ou à un stade moins avancé des dispositifs MEMS (Micro Electro Mechanical Systems). Cependant, les performances de ces composants à base de semi-conducteurs sont limitées par leur forte consommation et leurs caractéristiques électriques non linéaires, tandis que les dispositifs MEMS souffrent de temps de réponse assez élevés.

Les recherches effectuées sur les matériaux dits « intelligents », prouvent qu'ils peuvent être une nouvelle solution pour réaliser des composants électroniques offrant de meilleures fonctionnalités, des temps de réponse plus faibles et des tailles plus réduites. Ces matériaux ont des propriétés électriques et optiques (résistivité électrique, permittivité diélectrique, indice de réfraction, transmittance, réflectance, émittance...) qui peuvent être modifiées par des stimuli externes (température, champ électrique, rayonnement incident, contrainte mécanique, pression). C'est dans ce contexte que se situe ce travail de thèse. Nous nous sommes attachés à développer des solutions alternatives aux technologies semi-conducteurs et dispositifs MEMS en exploitant les propriétés d'un tel matériau ; le dioxyde de vanadium. Le VO_2 présente une transition réversible entre un état semi-conducteur (à basse température) et un état métallique (température supérieure à 68°C). L'important changement des propriétés électriques pendant la transition du matériau est exploité pour concevoir des micro-commutateurs, des limiteurs de puissances, et des filtres reconfigurables. Toutes les étapes de la fabrication de ces composants sont réalisées (laboratoires SPCTS et XLIM) ; du dépôt des couches minces de VO_2 (SPCTS), en passant par la conception, le design et les simulations des composants, leur fabrication dans la salle blanche de la plate forme PLATINOM de XLIM, jusqu'à leur caractérisation. Ce rapport est composé de quatre chapitres, dont le contenu est organisé de la manière suivante :

Dans le Chapitre I, nous dressons un état de l'art des différentes technologies de commutateurs micro-ondes pour définir un cahier des charges, permettant de concevoir par la suite un commutateur à base de dioxyde de vanadium (qui sera présenté dans le Chapitre II). Nous présentons le matériau en lui-même, ses applications, et en particulier sa transition entre l'état semi-conducteur et l'état métallique. La technique et les paramètres de dépôt (température, pression, nature du substrat, distance cible-substrat, temps de dépôt), sont également définis dans ce chapitre.

Dans le Chapitre II, nous exposons les travaux concernant la fabrication et la caractérisation (caractéristiques électriques, temps de commutation, fiabilité) de commutateurs micro-ondes basés sur la transition semi-conducteur métal du VO₂. Nous présentons différents types de commutateurs (en configuration série et parallèle), et leurs réponses, suite à différents types d'actionnement (thermique et électrique).

Dans le Chapitre III, nous nous intéressons à la fabrication de limiteurs de puissance micro-ondes, intégrant comme élément actif le VO₂. Dans un premier temps, nous présentons un état de l'art des limiteurs de puissance, puis la fabrication et la caractérisation de différents types de limiteurs. Nous avons fabriqué des limiteurs de type « disjoncteurs » réarmables, et des limiteurs plus classiques permettant d'écrêter la puissance incidente à partir d'une valeur seuil.

Dans le Chapitre IV, nous présentons la fabrication de filtres réjecteurs de bande reconfigurables basés sur la transition semi-conducteur métal du VO₂. Différents filtres composés de deux ou quatre pôles, actionnables thermiquement ou électriquement sont réalisés.

Ces travaux de recherche s'inscrivent dans le cadre du projet ANR Jeune Chercheur ADMOS-VO₂ ("Advanced microwave and optical switching devices based on reversible Metal-Insulator Transition (MIT) in VO₂ thin films", 2007-2011, coordinateur A. Crunteanu).

CHAPITRE I : Etat de l'art des
commutateurs micro-ondes et
présentation du dioxyde de vanadium
(VO₂)

I. Introduction

Premièrement, notre travail consiste à réaliser des commutateurs à deux terminaux simples à base de VO_2 , puis des commutateurs micro-ondes qui constitueront les éléments de base pour la conception de dispositifs plus complexes. Nous avons donc, dans ce premier chapitre, établi un état de l'art des différents types de commutateurs micro-ondes existants.

Ces composants peuvent être divisés en deux familles distinctes, les micro-commutateurs statiques et mécaniques.

La première famille regroupe des composants actifs utilisant des matériaux semi-conducteurs dopés, qui sont principalement les transistors à effet de champs (FET) et les diodes PIN (Positive Intrinsic Negative). Ces composants sont les plus employés actuellement dans la fabrication de commutateurs dans le domaine micro-onde.

La deuxième famille comprend quant à elle, les micro-commutateurs constitués d'une structure mobile permettant d'effectuer un actionnement mécanique. On retrouve les relais électromécaniques, et les composants issus d'une technologie plus récente, les dispositifs MEMS (Systèmes Micro-Electro Mécaniques).

Nous présentons ensuite dans ce chapitre le VO_2 et les propriétés de sa transition semi-conducteur métal. Ce matériau est intégré aux dispositifs micro-ondes sous forme de films minces dont nous présentons également l'élaboration et les caractéristiques.

II. Fonction de commutation

Dans ce paragraphe, on s'attache à définir brièvement les caractéristiques générales d'un commutateur utilisé dans le domaine RF/ micro-onde. Un commutateur présente deux états binaires, un état passant où il transmet le signal et un état bloqué où il empêche le signal d'être transmis. Un commutateur idéal pourrait transmettre le signal à l'état passant sans induire de perte ni distorsion du signal, et isoler complètement le reste du circuit à l'état bloqué. En d'autres mots, à l'état passant un commutateur idéal est un court-circuit (impédance nulle), et un circuit ouvert (impédance infinie) à l'état bloqué. En réalité, les commutateurs utilisés dans le domaine RF/ micro-onde présentent une faible impédance à l'état passant (résistance R_{on} de l'ordre de quelques ohms), et une forte impédance à l'état bloqué (faible capacité C_{off} de l'ordre de quelques dizaines de femto-farad provoquant une diminution de l'impédance avec l'augmentation de la fréquence) comme le montre le schéma électrique équivalent de la **Figure I.1**.

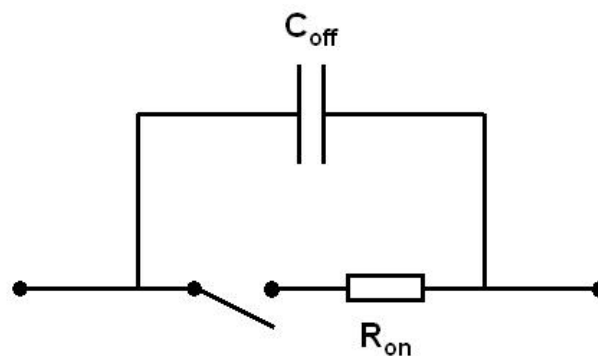


Figure I.1 : Schéma électrique équivalent d'un commutateur micro-onde.

On caractérise les performances électriques d'un commutateur par son facteur de mérite f_c (appelé aussi fréquence de coupure). Plus f_c est grand, plus les caractéristiques électriques du commutateur se rapprochent de celles d'un commutateur idéal. f_c est défini par l'équation 2.1 :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot C_{off} \cdot R_{on}} \quad (\text{éq 1.1.})$$

Les commutateurs présentés dans la suite du manuscrit peuvent être identifiés à des quadripôles. A basse fréquence un quadripôle est caractérisé par des tensions et des courants (**Figure I.2 (a.)**). Les équations 2.2 et 2.3 permettent de décrire un quadripôle sur toute la plage de fréquences.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{21}a_2 \quad (\text{éq. 1.2})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{éq. 1.3})$$

a_i est l'onde incidente à l'accès "i" et b_i est l'onde réfléchiée à l'accès "i". On appelle matrice S (scattering parameters) (**Figure I.2 (b.)**) les rapports d'ondes S_{ii} qui sont calculés selon les équations 1.4, 1.5, 1.6 et 1.7.

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{éq. 1.4})$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{éq. 1.5})$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (\text{éq. 1.6})$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (\text{éq. 1.7})$$

Pour évaluer la capacité des commutateurs à transmettre ou bloquer le signal micro-onde, on mesure les paramètres S des composants en « petits signaux ». On appelle « petits signaux » des signaux de faibles énergies, de l'ordre de grandeur du dixième de watt.

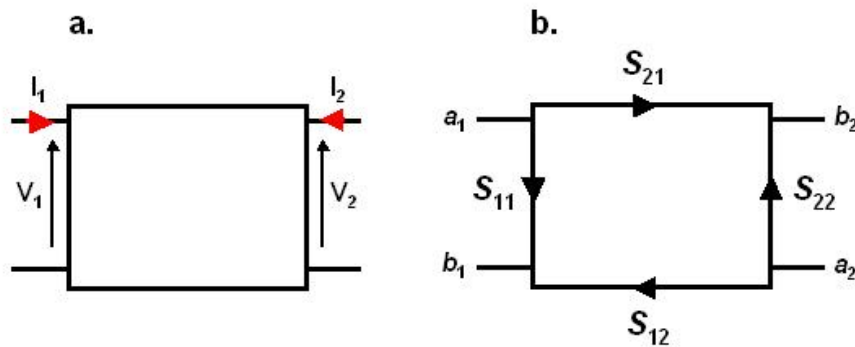


Figure I.2 : (a.) Schéma d'un quadripôle à basse fréquence et (b.) représentation des paramètres S en fonction des ondes incidentes a_i et des ondes réfléchiées b_i dans un quadripôle.

Le paramètre S_{21} représente le rapport entre le signal transmis (b_2) et le signal incident (a_1). Son module $|S_{21}|_{dB} = 20 \log \left| \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$ s'exprime généralement en dB. $|S_{21}|_{dB}$ sera appelé dans la suite du manuscrit pour des raisons de facilité S_{21} . Ce paramètre décrit le gain du dispositif, il est aussi appelé coefficient de transmission direct. Quand le paramètre S_{21} est égal à 0 dB, le signal se propage sans perte dans le système, c'est le cas idéal pour un commutateur à l'état passant. Le paramètre S_{21} doit être le plus faible possible quand le commutateur est à l'état bloqué, un niveau d'isolation de -20 dB est considéré comme étant acceptable dans la majorité des applications.

Le paramètre S_{11} quantifie le rapport entre le signal réfléchi (b_1) et le signal incident (a_1), on l'appelle le coefficient de réflexion (exprimé en dB). Plus le paramètre S_{11} est proche

de zéro, plus le signal incident est réfléchi vers la source. Dans certaines applications, il est important de limiter la réflexion qui peut endommager le système d'alimentation du circuit.

II.1. Les micro-commutateurs statiques

Les micro-commutateurs statiques utilisent des matériaux semi-conducteurs dopés (essentiellement le silicium et l'arséniure de gallium) pour réaliser leur fonction de commutation. Les semi-conducteurs sont des matériaux solides, qui ont des propriétés se situant entre celles des isolants et celles des métaux (ils ont des bandes interdites ΔE faibles d'environ 1 eV). Dans leur phase basse température, ils se comportent comme des isolants. Si on apporte de l'énergie à un électron du semi-conducteur, il peut passer de la bande de valence à la bande de conduction. La résistivité du matériau décroît donc, quand la température s'élève, mais sans saut de résistivité notable. Les semi-conducteurs sont dopés par des impuretés de type n (éléments donneurs d'électrons comme le phosphore) ou p (éléments accepteurs d'électrons comme le bore) pour former la célèbre jonction p-n sur laquelle le fonctionnement des diodes et transistors repose.

Les composants à matériaux semi-conducteurs dopés sont progressivement apparus avec la radio-électricité et la téléphonie. Depuis les années 1930, on cherchait à remplacer les relais électromécaniques des centraux téléphoniques par des dispositifs plus fiables. La solution a été apportée par les commutateurs à base de semi-conducteurs. La difficulté technologique principale dans la fabrication de semi-conducteurs réside dans le fait d'avoir des matériaux d'une extrême pureté (au maximum un atome d'impureté pour 10^{12} atomes du matériau semi-conducteur pour réaliser un transistor). Différents matériaux ont été utilisés pour fabriquer ces composants (galène, oxyde de cuivre, sélénium, germanium...), mais les premiers semi-conducteurs modernes au silicium dopé n et p datent du début des années 1940. La commercialisation des transistors et autres composants semi-conducteurs a débuté dans les années 1960. Cette technologie est devenue depuis de nombreuses années incontournable, et trouve des applications dans tous les domaines de l'électronique.

II.1.1. Les micro-commutateurs à base de transistors à effet de champ

Les transistors à effet de champ (FET) sont des transistors idéaux pour fonctionner en régime de commutation dans les applications d'électronique numérique [Gop85][Cav98]. Il existe de nombreux types de transistors à effet de champ utilisés dans les applications de commutation. Les transistors principalement utilisés sont les JFET (Jonction Field Effect Transistors), les MESFET (Metal Semiconductor FET), les MOSFET (Metal Oxide FET) et les HEMT (High Electron Mobility Transistor) connus aussi sous la dénomination de HFETs (Hétérostructure FET) ou MODFETs (Modulation Dopé FET). Les **Figures I.3, I.4 et I.5** schématisent les principes de fonctionnement respectifs des commutateurs JFET, MESFET et MOSFET. Ces schémas visent à expliquer simplement le fonctionnement des JFET, MESFET et MOSFET, sans tenir compte de la complexité technologique de ces composants, qui sont souvent constitués d'empilements de couches semi-conductrices dopées progressivement en éléments donneurs ou accepteurs. Dans ces schémas, les zones dopées du composant sont uniformément représentées par des zones n ou p.

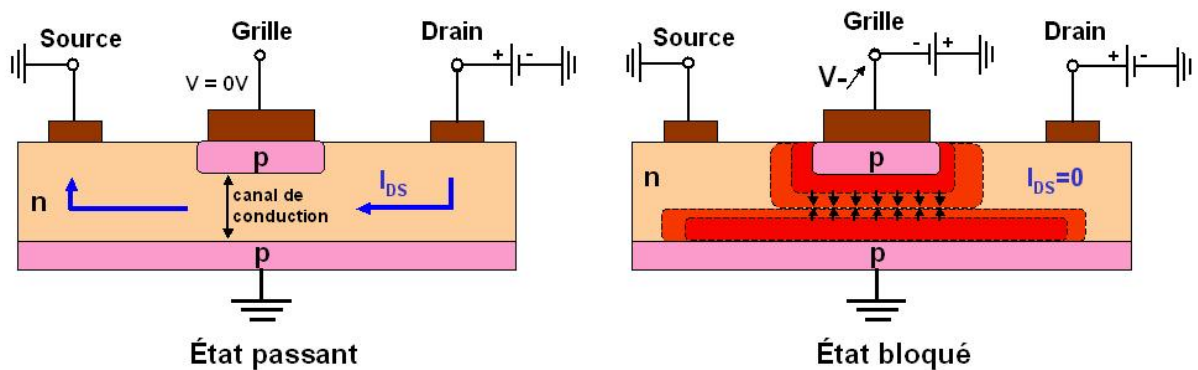


Figure I.3 : Profil d'un transistor JFET à l'état passant et à l'état bloqué.

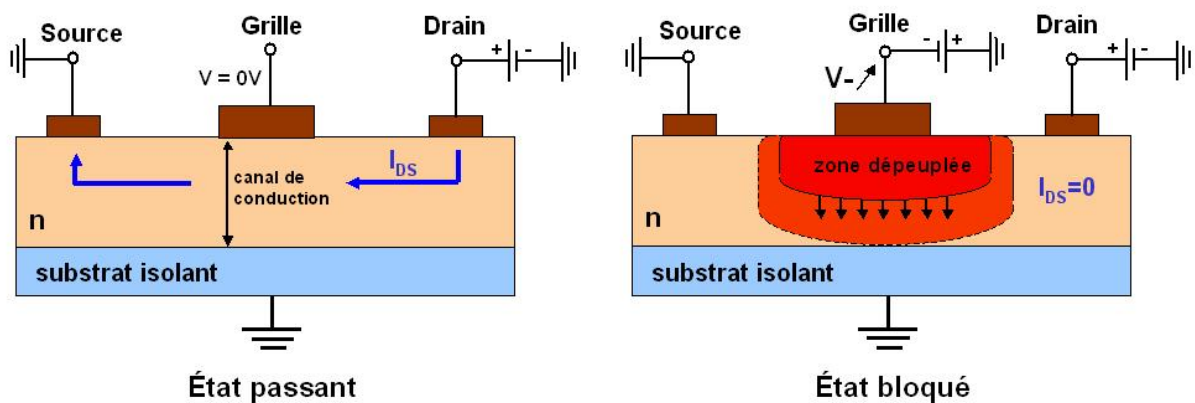


Figure I.4 : Profil d'un transistor MESFET à l'état passant et à l'état bloqué.

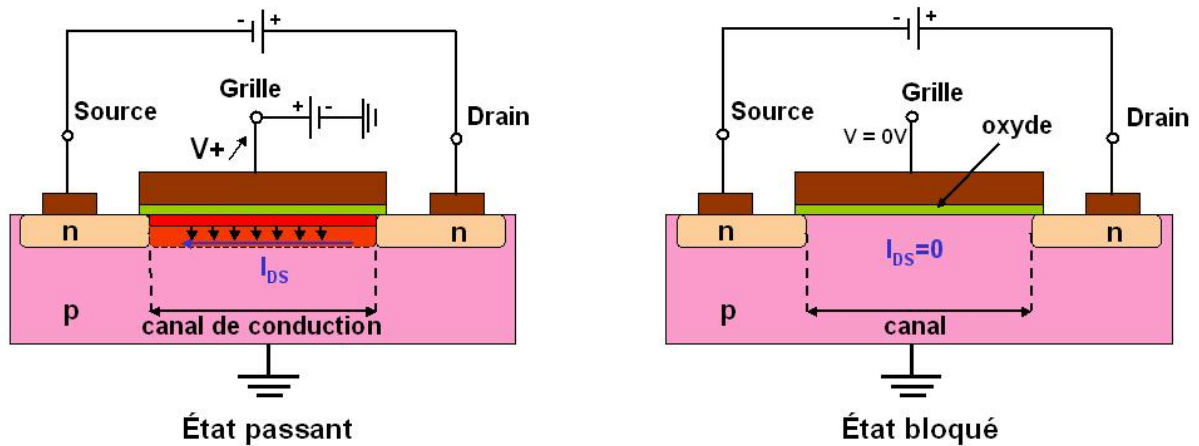


Figure I.5 : Profil d'un transistor MOSFET à l'état passant et à l'état bloqué.

Ces transistors sont équivalents à des commutateurs : ils présentent une faible impédance de l'ordre de l'ohm à l'état passant, et une forte impédance à l'état bloqué. On provoque la commutation des transistors par une tension de commande que l'on applique sur la grille.

Les JFET et les MESFET sont à l'état passant quand la tension de grille $V_g = 0$ V. Dans ce cas, le canal de conduction est ouvert, et un courant I_{DS} circule parallèlement à la surface du semi-conducteur (**Figures I.3 et I.4**). Pour une tension de grille négative, une zone dépeuplée de charge, appelée zone de déplétion, équivalente à un matériau de forte impédance, se crée autour de la grille. Plus cette tension diminue, plus on diminue la largeur du canal de conduction (I_{DS} diminue). Lorsque la tension de commande V_g atteint la valeur seuil V_p (tension de pincement) le canal de conduction disparaît complètement et les charges ne peuvent plus circuler entre le drain et la source ($I_{DS} = 0$) ; le transistor est à l'état bloqué.

Les JFET et les MESFET ont le même principe de fonctionnement. Les différences notables entre ces deux technologies sont :

- une isolation du circuit de commande supérieure dans les JFET,
- les MESFET sont quant à eux plus simples à fabriquer (ils ne nécessitent l'emploi que d'un seul type de dopage).

Les transistors MESFET et JFET trouvent principalement des applications dans la fabrication de circuits hautes fréquences, commutateurs, amplificateurs, oscillateurs, mélangeurs, etc.

Le transistor HEMT fonctionne selon le même principe que le MESFET ; il présente néanmoins des améliorations technologiques. Une de ces améliorations est l'élaboration des couches minces constituant les HEMT par croissance épitaxiale, augmentant ainsi leur

qualité. L'hétéro-jonction du transistor HEMT entre des semi-conducteurs à grands et petits gaps permet d'augmenter la mobilité des électrons et de réduire la résistance R_{on} du transistor à l'état passant. Les transistors HEMT ont des caractéristiques supérieures à celles des MESFET classiques, ils ont des pertes d'insertion plus faibles, peuvent fonctionner à de plus hautes fréquences, et supporter plus de puissance.

Les MOSFET ont la particularité d'avoir une couche d'oxyde entre la grille et le semi-conducteur (**Figures I.5**). Cet oxyde, dans le cas d'une utilisation du MOSFET en tant que commutateur, permet entre autres, de découpler le circuit micro-onde du circuit de commande. La commutation de ces transistors est commandée par une tension V_g que l'on applique sur la grille. Les MOSFET sont à l'état bloqué quand on applique une tension $V_g = 0$ V (contrairement aux JFET et MESFET qui sont à l'état passant à $V_g = 0$ V). Si la tension V_g augmente au delà d'une tension seuil V_{th} , il apparaît une couche d'inversion où les charges peuvent circuler à l'interface entre l'oxyde et le semi-conducteur (courant I_{DS}), le transistor est alors à l'état passant.

Le MOSFET a un temps de réponse plus élevé que celui des JFET ou des MESFET mais sa capacité d'intégration est largement supérieure (on dénombre un milliard de MOSFET sur certaines puces à mémoire). Les MOSFET ont également des fréquences de coupure plus faibles que celles des JFET ou MESFET (une dizaine de GHz) et sont utilisés principalement pour des applications dans le domaine fréquentiel bas des micro-ondes.

Ces trois transistors, ayant des caractéristiques complémentaires, sont principalement utilisés pour la commutation de signaux de puissance inférieures à 10 W. Leurs avantages principaux sur les autres technologies de commutateurs sont ;

- une grande vitesse de commutation (~ 1 ns),
- un grand potentiel d'intégration monolithique,
- une large bande de fréquence potentielle d'utilisation (du DC à plusieurs dizaine de GHz),
- un faible coût de production,
- une bonne isolation entre le circuit d'isolation et de commande,
- une faible consommation de puissance (0.05 à 0.1 mW),
- une bonne fiabilité associée à une longue durée de vie.

Cependant ils présentent plusieurs inconvénients comme ;

- d'importantes pertes d'insertion (0.4 à 2.5 dB),
-

- des températures maximales d'utilisation relativement faibles ($\sim 200^{\circ}\text{C}$),
- des non-linéarités qui provoquent des distorsions du signal [Cav98],
- une mauvaise isolation aux très hautes fréquences (centaine de GHz),
- des puissances d'utilisation inférieures à 10 W.

Un exemple de réalisation dans le domaine micro-onde de transistors AsGa HEMT [Kim03] est un circuit commutateur SPDT (Single Pole Double Throw, en Français une voie vers deux) qui est présenté dans la **Figure I.6**.

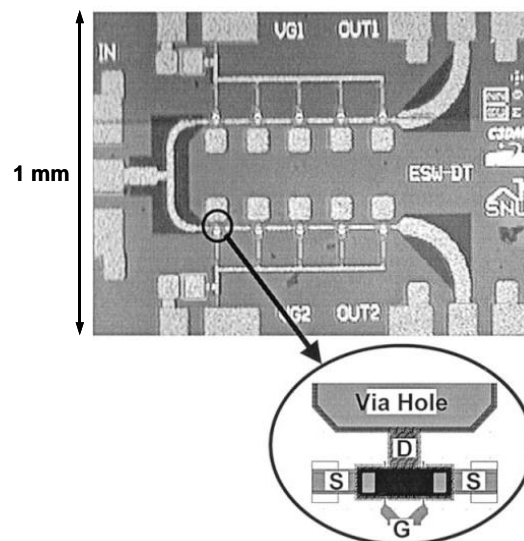


Figure I.6 : Commutateur SPDT, incorporant des transistors HEMT, développé par J. Kim et al. [Kim03].

Ce circuit est un réseau de commutateurs statiques permettant d'étendre la plage fréquentielle de fonctionnement de simples commutateurs « une voie vers une » (SPST : Single Pole Single Throw). Il est composé de deux SPST, reliés par une jonction en té (**Figure I.6**). Les caractéristiques électriques de transmission, d'isolation et de réflexion de ce composant sont présentées dans la **Figure I.7**. J. Kim et al. ont simulé et mesuré les paramètres S du circuit qui admet des pertes d'insertion d'environ 2 dB, et une isolation supérieure à 30 dB de 30 à 90 GHz.

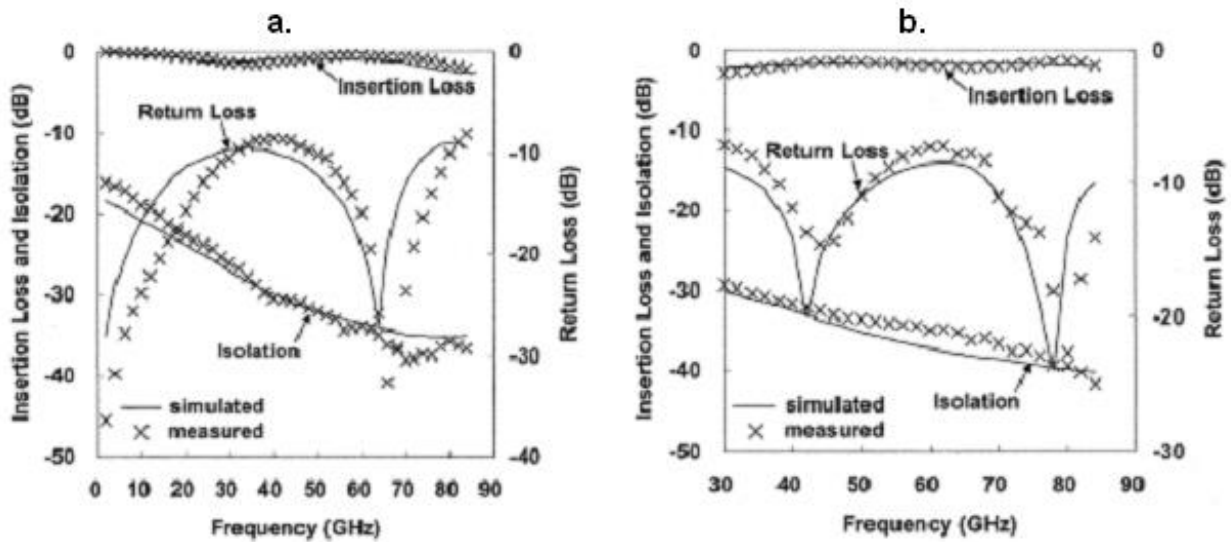


Figure I.7 : Pertes d’insertion, isolation et réflexion d’un commutateur SPST (a.) et SPDT (b.).

II.1.2. Les micro-commutateurs à base de diodes PIN

Les diodes PIN sont largement employées dans la réalisation de circuits de commutation. Elles sont composées de deux régions dopées, n et p, entre lesquelles s’intercale une région non dopée i, dite intrinsèque. La fonction de commutation des diodes PIN est basée sur la différence de caractéristique électrique lorsque la diode est polarisée en direct (état passant) et lorsqu’elle est polarisée en inverse (état bloqué). Quand on applique une tension E_{ex} dans le sens direct sur la diode, la zone de charge d’espace (ZCE) diminue et un courant I_D la traverse, la diode présente une faible impédance de l’ordre de l’ohm. Quand on applique une tension E_{ex} dans le sens inverse, la zone de charge d’espace augmente ; la diode présente une très grande impédance (M Ω) et une faible capacité de l’ordre de la dizaine de femto-farad (Figure I.8).

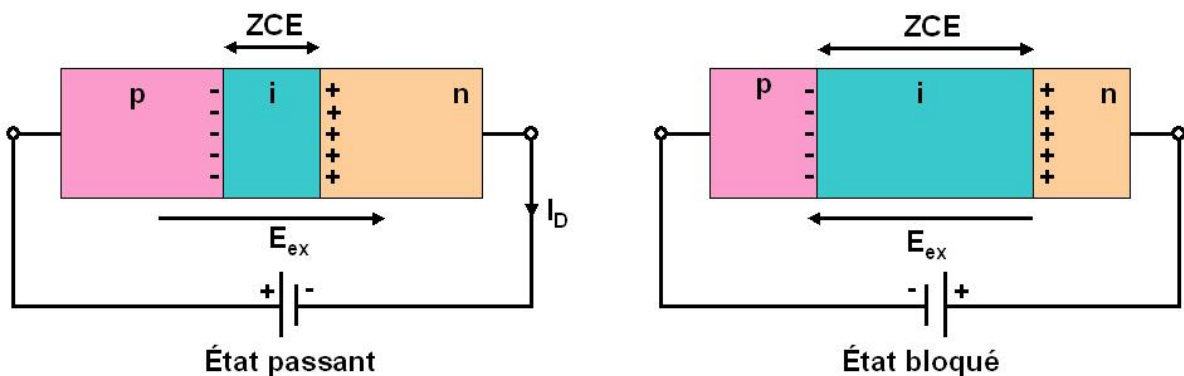


Figure I.8 : Schéma d’une diode PIN à l’état passant et à l’état bloqué.

Les diodes PIN possèdent des caractéristiques proches de celles des transistors à effet de champs, cependant on peut noter quelques différences ;

- contrairement aux FET, ces diodes offrent une bonne isolation à hautes fréquences, mais mauvaise en dessous du MHz,
- un temps de réponse court, mais moins bon que celui d'un FET ($\sim 0.1 \mu\text{s}$),
- une distorsion du signal plus grande que celle d'un FET [Cav92],
- une consommation de puissance 100 fois plus importante que celle d'un FET,
- des pertes d'insertion plus faibles,
- les diodes PIN peuvent supporter d'importants niveaux de puissance $\gg 10$ W,
- les diodes PIN présentent de plus petites capacités à l'état bloqué que les transistors (environ deux fois plus faibles).

Un exemple illustrant une application micro-onde de commutateur SPST à base de diode PIN verticale en InGaAs sur substrat de InP fonctionnant à 83 GHz, est donné dans la **Figure I.9** [Ale96]. Cette puce monolithique fabriquée par E. Alekseev et al. à l'université du Michigan, mesure $1.5 \times 0.6 \text{ mm}^2$. Le circuit de commande de la diode est découplé du signal micro-onde par un stub quart d'onde. Les caractéristiques de transmission, d'isolation de ce commutateur sont 1.3 dB de perte d'insertion, 25 dB d'isolation (**Figure I.10**). Ce composant présente une faible bande de fréquence de fonctionnement d'environ 100 MHz.

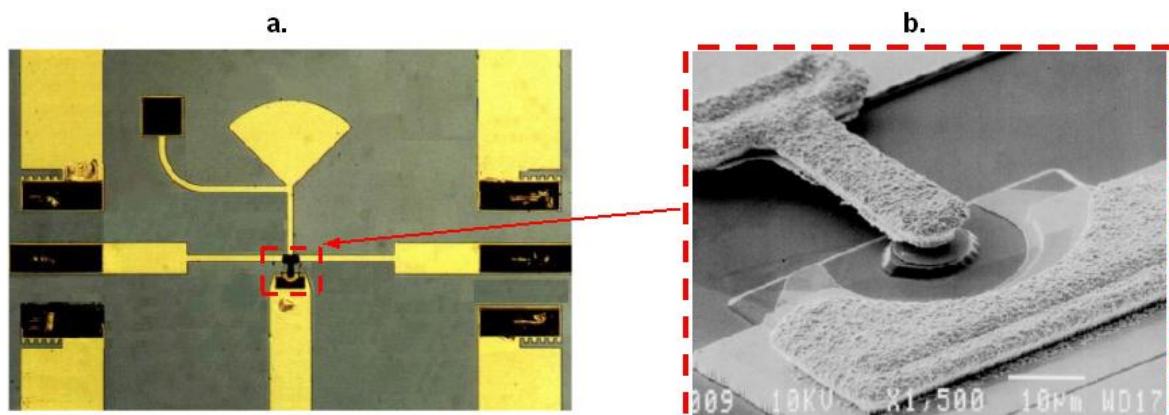


Figure I.9 : (a.) Commutateur SPST à base de diode PIN, et (b.) image MEB de la diode PIN du commutateur développé par E. Alekseev et al. [Ale96].

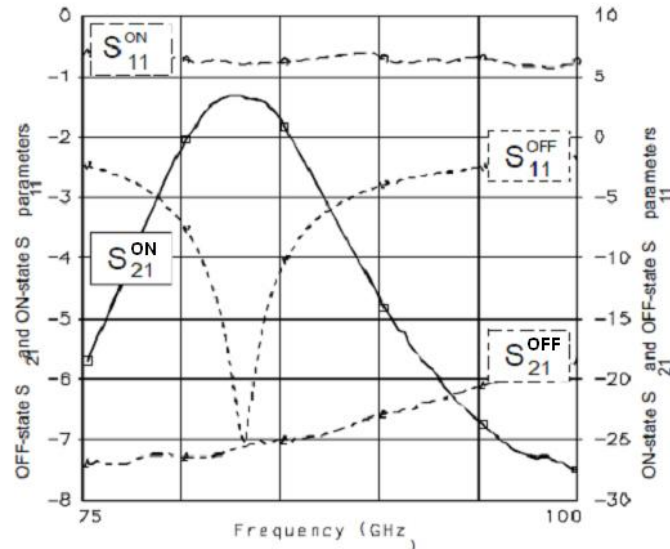


Figure I.10 : Pertes d'insertion (S_{21}^{ON}), isolation (S_{21}^{OFF}) et réflexion (S_{11}^{ON} et S_{11}^{OFF}) d'un commutateur SPST fonctionnant à 83 GHz.

II.2. Les micro-commutateurs mécaniques

Les micro-commutateurs mécaniques sont des composants actifs, déformables, constitués d'une structure mobile, qui en fonction de sa position, définit l'état passant et l'état bloqué du système. Il en existe deux types : les relais électromécaniques qui sont historiquement les plus anciens micro-commutateurs et les dispositifs appelés couramment MEMS beaucoup plus compacts, qui ont commencé à se développer sous l'impulsion donnée par les procédés technologiques de fabrication des circuits intégrés.

II.2.1. Les relais électromécaniques

Les relais électromécaniques sont les commutateurs présentant le plus grand facteur de mérite. Le fonctionnement d'un relais électromécanique est assuré par un circuit de commande constitué par un solénoïde ou un électro-aimant dans la majorité des cas. Quand un courant traverse la bobine, des lamelles conductrices souples sont mises en contact par la force électromagnétique induite : le commutateur est alors à l'état passant. Quand le courant ne circule plus dans la bobine, une force de rappel par ressort assure la séparation des lamelles conductrices, on revient alors à l'état bloqué (**Figure I.11 (a.)**).

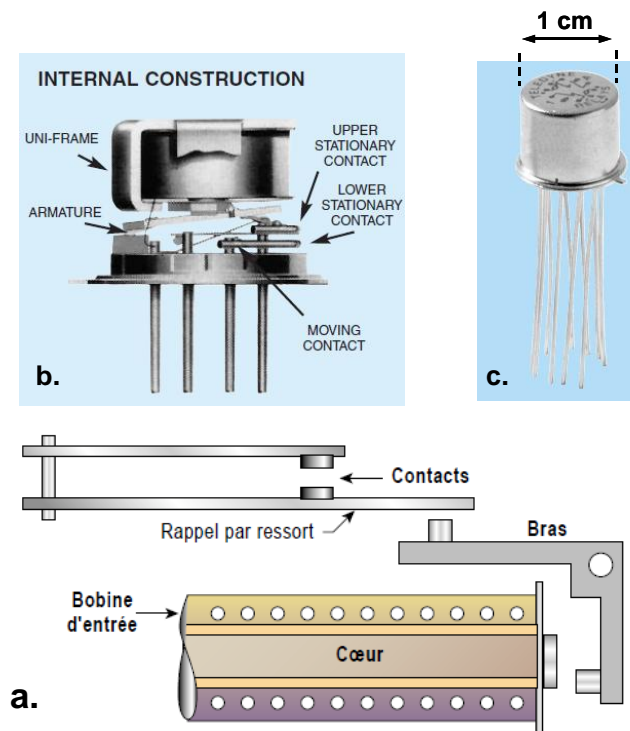


Figure I.11 : (a.) Schéma général de fonctionnement d'un relais électromécanique. (b.) Schéma et (c.) photographie d'un relais électromécanique pouvant être monté en surface développé par la société Teledyne [Tel05].

Cette technologie de commutateur se présente sous différentes formes : elle peut être intégrée aux circuits sous forme de composants CMS (Composants Montés en Surface) (**Figure I.11 (b.)** et **(c.)**) ou sous forme de relais coaxiaux. Ce type de relais est souvent doté d'un actionnement à commande manuelle, ayant comme application la transmission d'un signal d'une voie vers plusieurs (SPDT, SP3T...), (**Figure I.12 (b.)**). La **Figure I.12 (a.)** montre un relais « reed » coaxial à actionnement inductif développé par la société Meder [Meder]. Ce micro-commutateur fonctionnant jusqu'à 7 GHz a la forme d'une ligne coaxiale et mesure 5 mm de long.

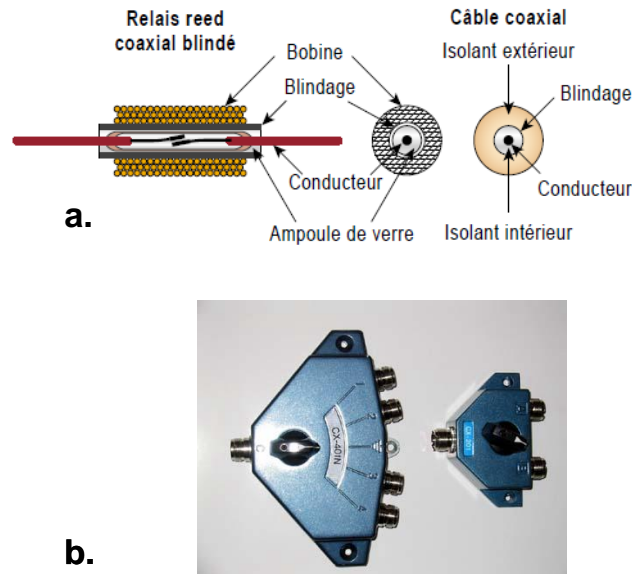


Figure I.12 : (a.) Exemple de relais coaxiaux développés par la société Meder [Meder] (le blindage permet d'éliminer l'influence de la bobine sur les signaux RF transmis) et (b.) photographie d'un relais coaxial à actionnement manuel développé par la société Haydon Communication.

Le commutateur développé par la société Américaine Hirose Electric Corporation [Hir09], présente de très faibles pertes d'insertion (< 0.2 dB) (Figure I.13 (a.)), une isolation excellente à très basse fréquence (50 dB à 500 MHz) (Figure I.13 (b.)). Ses caractéristiques électriques se dégradent à plus haute fréquence, à 6 GHz, les pertes d'insertion augmentent (0.6 dB) et l'isolation a chuté à 18 dB.

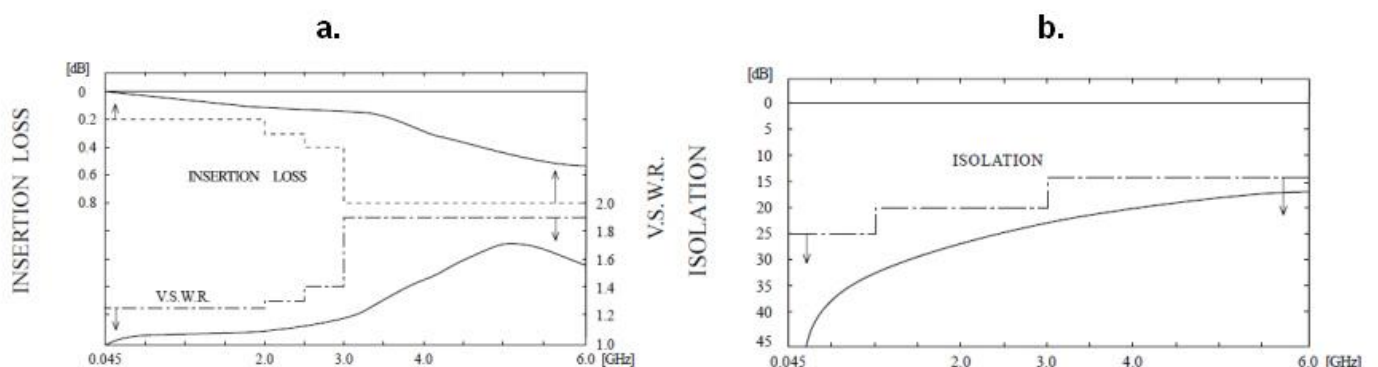


Figure I.13 : (a.) Pertes d'insertion à l'état passant, et (b.) isolation à l'état bloqué d'un relais coaxial MS 147 développé par la société Hirose communication fonctionnant jusqu'à 6 GHz [Hir09].

Les relais électromécaniques disposent d'importants avantages du point de vue électriques sur tous les autres types de commutateurs, à savoir :

- leurs pertes d'insertion sont très faibles (typiquement R_{on} vaut quelques dizaines de $m\Omega$),
- leur pouvoir d'isolation est très grand (C_{off} est de l'ordre de 1 picofarad),
- le commutateur n'induit pas d'inter-modulation ou de distorsion du signal,
- leur consommation de puissance est très faible, et n'existe qu'à l'état bloqué,
- certains types peuvent être utilisés sous de fortes puissances incidentes et d'autres pour la commutation de très petits signaux (de l'ordre du dixième de μA , aucune autre technologie de micro-commutateur ne permet d'atteindre ces valeurs).

Cependant, ils présentent des inconvénients majeurs qui ne les rendent attractifs que pour des applications très spécifiques de haute précision comme par exemple la transmission de signaux RF de bancs de mesures en laboratoire ou encore dans la téléphonie filaire. Ces inconvénients sont :

- un temps de commutation très grand (de l'ordre de plusieurs dizaines de millisecondes) ; de plus, il existe un phénomène de rebond de la partie mobile à l'activation qui retarde encore plus la réponse de ce type de composants,
- une incapacité à fonctionner à haute fréquence (< 10 GHz),
- l'utilisation de la bobine dans le circuit de commande limite fortement la miniaturisation de ces composants. Il n'est bien sûr pas possible d'intégrer les relais coaxiaux directement sur les circuits monolithiques,
- une durée de vie généralement courte, les contacts se détériorent rapidement quand le niveau de puissance du signal commuté est important,
- un coût de fabrication beaucoup plus élevé,
- la nécessité d'utiliser souvent une diode en parallèle de la bobine dans le circuit de commande pour limiter les surtensions.

II.2.2. Les dispositifs MEMS

La technologie MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems), issue des techniques de micro-fabrication, est la technologie la plus récente de commutateurs. Ce n'est qu'à partir de 1995 avec les travaux de Goldsmith [Go195] (**Figure I.14**) que la communauté scientifique prend conscience que les dispositifs MEMS peuvent offrir de nombreux avantages sur les

autres technologies de micro-commutateurs. Depuis, les dispositifs MEMS se sont largement répandus dans de nombreux domaines et applications comme l'électronique, la micromécanique, l'optique, la fluidique, la chimie, et la biologie. Dans le domaine micro-onde, on les retrouve dans la fabrication de micro-commutateurs, de capacités variables, de résonateurs, d'inductances micro-usinée, de filtres, etc.

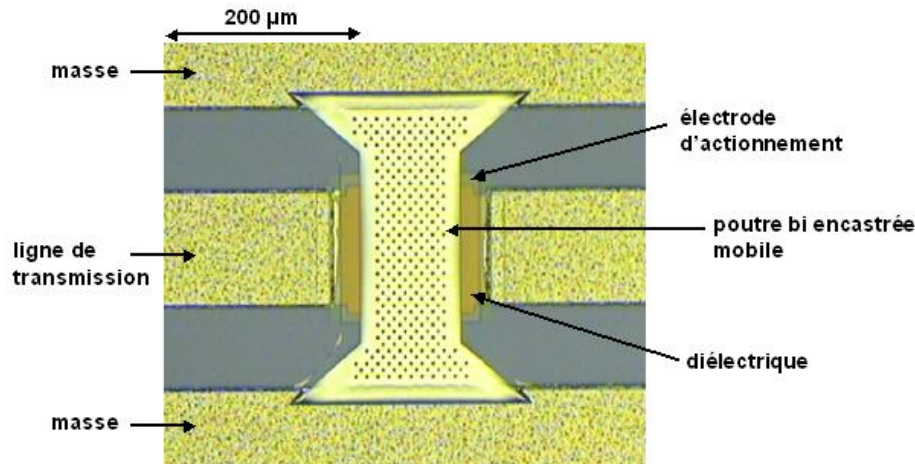


Figure I.14 : Dispositif MEMS capacitif à poutre bi-encastree développé par Goldsmith et al. en 1995 [Go95].

La fonction de commutation des dispositifs MEMS est réalisée par la déformation d'une poutre mono-encastree ou bi-encastree jouant le rôle d'un interrupteur. Une électrode d'actionnement située sous la structure mobile, force électrostatiquement la poutre à se plier jusqu'à sa mise en contact avec la ligne de transmission. Comme dans le cas des relais électromécaniques, le retour de la poutre dans sa position initiale est assuré par sa force de rappel mécanique. Dans la configuration poutre mono-encastree, le dispositif MEMS est à l'état bloqué quand la poutre est dans la position haute et à l'état passant quand la poutre est en contact avec la ligne de transmission (**Figure I.15**). Dans la configuration poutre bi-encastree (souvent dans les guides coplanaires), la poutre est au dessus de la ligne de transmission et reliée à la ligne de masse. Quand la poutre est dans la position haute, le signal est transmis (état passant), puis, quand elle s'abaisse et entre en contact avec la ligne de transmission, le signal est court-circuité à la masse et le système est à l'état bloqué.

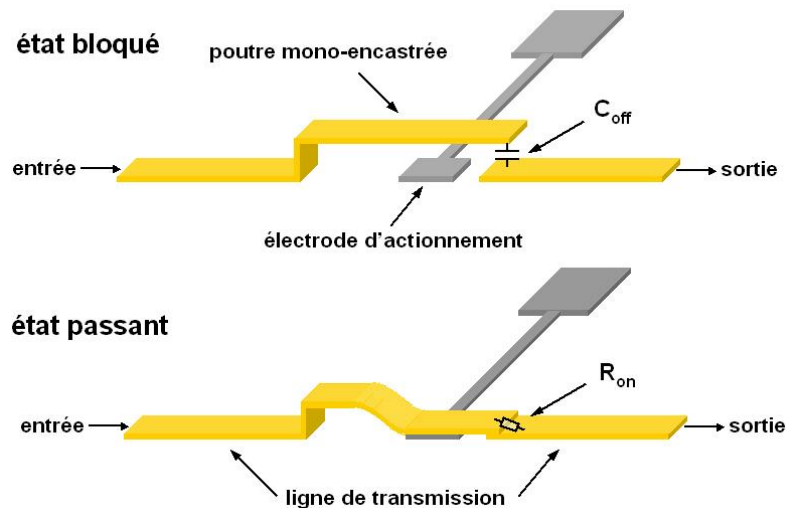


Figure I.15 : Schéma d'un dispositif MEMS de type poutre mono-encastree à contact ohmique, à l'état bloqué et à l'état passant.

Les dispositifs MEMS peuvent être divisés en deux catégories : les dispositifs MEMS à contacts ohmiques et ceux à contacts capacitifs :

- Dans les dispositifs MEMS à contacts ohmiques, les surfaces de la poutre mobile métallique et de la ligne de transmission métallique sont directement mis en contact lors de l'actionnement du dispositif. Les surfaces en vis-à-vis des deux éléments métalliques sont soumises à des forces mécaniques importantes à haute répétition et à température élevée (chauffage du métal induit par la transmission de signaux micro-ondes de fortes puissances) pendant les commutations du dispositif MEMS. Ces contacts directs répétés provoquent des phénomènes d'accumulation ou d'érosion de la surface des métaux pouvant aller jusqu'à la micro-soudure des surfaces. Ces dégradations sont des sources de défaillance bien connues de la technologie MEMS. Pour pallier la dégradation des interfaces métalliques, des dispositifs MEMS à contacts capacitifs ayant une fine couche de diélectrique entre la poutre et la ligne de transmission ont été conçus : ils permettent d'éviter le contact direct métal-métal. Quand la poutre vient au contact de cette couche, la capacité en série entre la poutre et la ligne de transmission augmente ($C_{on} \gg C_{off}$), le rapport C_{on}/C_{off} caractérise les performances électriques de ces commutateurs. On choisit des diélectriques avec de fortes permittivités afin d'avoir une capacité C_{on} élevée pour limiter les pertes d'insertion [Go198].

- Les dispositifs MEMS à contacts capacitifs sont adaptés à une utilisation à haute fréquence. Ils souffrent quant à eux d'un phénomène d'accumulation de charges dans la couche de diélectrique après un nombre aléatoire de commutations qui provoque une

déficience du dispositif : la partie mobile peut rester bloquée à l'état bas ou à l'état haut. Même si la valeur de leur capacité à l'état passant est difficile à contrôler, leur mise en œuvre reste moins compliquée que celle des dispositifs MEMS à contacts ohmiques où le contrôle des résistances de contacts pose problème. La technologie MEMS arrive actuellement à maturité, avec par exemple les tests de fiabilité effectués par la société Américaine RADANT MEMS qui prouvent avec de plus de 100 milliards de cycles de commutations (**Figure I.16**), l'amélioration de la durée de vie des commutateurs MEMS en puissance [Radan]. Les travaux réalisés par D. Mardivirin et al. démontrent également la fiabilité de ces dispositifs [Mar08]. La société EPCOS programme même, la prochaine mise sur le marché, dès 2010, de dispositifs MEMS accordables [Epc09].

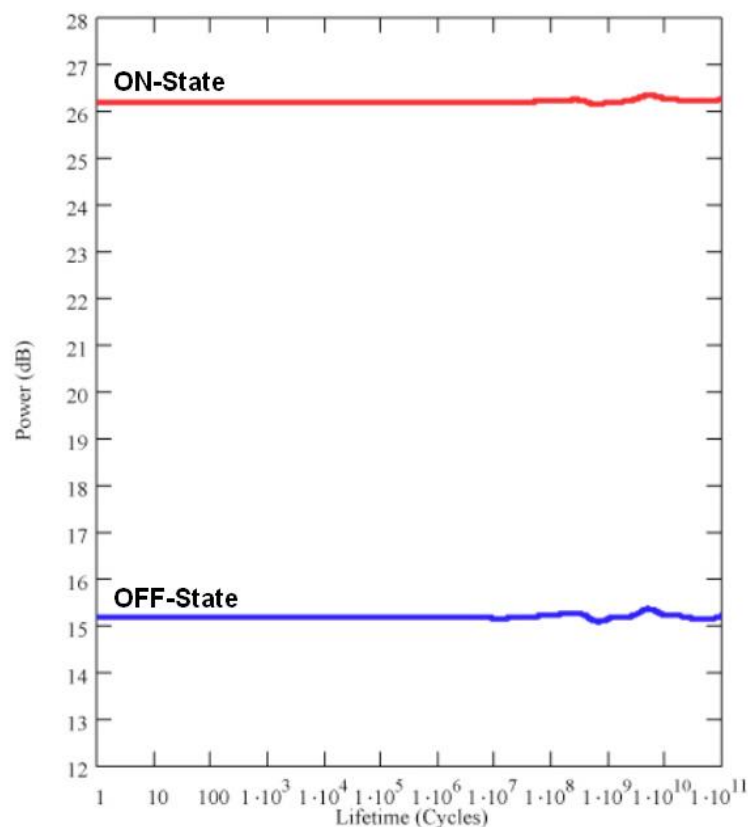


Figure I.16 : Test de fiabilité réalisé par la société RADANT MEMS sur des commutateurs MEMS [Radan].

Un exemple de commutateur MEMS à contacts ohmiques développé par A. Pothier et al. à l'université de Limoges [Pot02] est présenté dans la **Figure I.17**. Ce commutateur à contacts ohmiques à poutre mono-encastree fonctionne sur une plage de fréquences, de DC à 5 GHz. Quand la partie mobile du dispositif MEMS est à l'état haut, le commutateur est à l'état bloqué et on observe une isolation supérieure à 30 dB (**Figure I.18**).

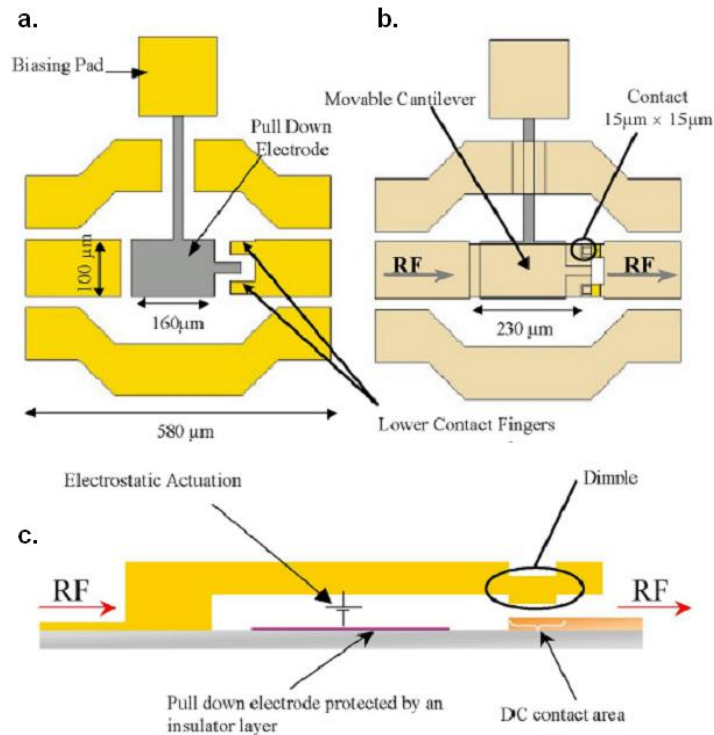


Figure I.17 : Design du commutateur MEMS à contacts ohmiques développé par A. Pothier et al. à l'université de Limoges [Pot02], en vue de dessus (a) sans la poutre suspendue, (b) avec la poutre suspendue et (c) en vue de coupe transversale.

Quand la poutre s'abaisse et entre en contact avec la ligne de transmission sous l'effet de l'actionnement électrostatique, le signal est transmis, et on mesure des pertes d'insertion de l'ordre de 0.1 dB (**Figure I.18**).

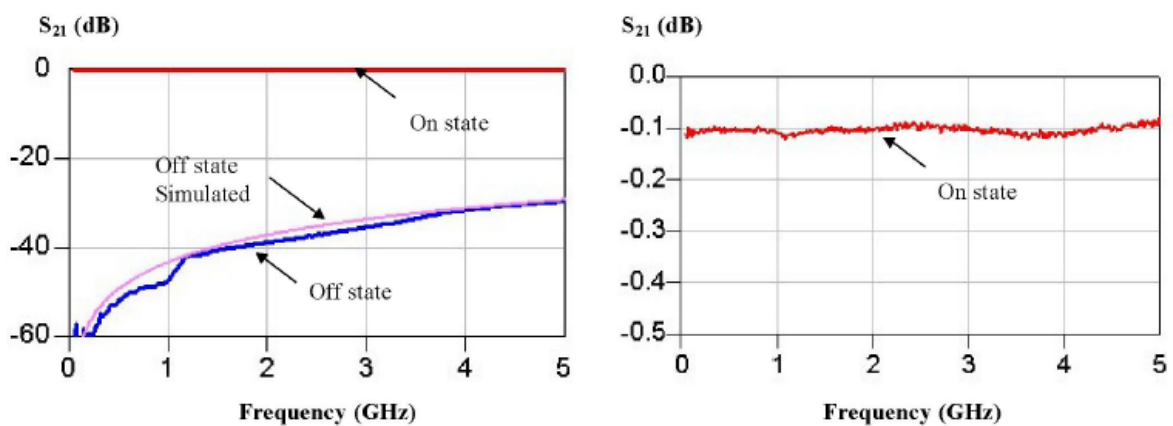


Figure I.18 : Mesures et simulations en transmission (S_{21}) du commutateur MEMS développé par A. Pothier et al. à l'état bloqué (Off state) et à l'état passant (On state).

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

- de bonnes caractéristiques électriques, avec de faibles pertes d'insertion (R_{on} de l'ordre de l'ohm) à l'état passant, et une bonne isolation à l'état bloqué (C_{off} est faible, de l'ordre de la dizaine de pF),
- une très faible consommation de puissance quasi-nulle (actionnement en tension, pas de courant),
- une grande capacité d'intégration,
- un faible coût des composants (fabrication collective).

Cette technologie encore récente présente cependant plusieurs inconvénients :

- des tensions d'actionnement élevées qui peuvent limiter leur emploi dans les systèmes embarqués,
- des temps de commutations relativement lents par rapport aux autres technologies de commutateur,
- la fiabilité de ces composants reste encore à être démontrée à long terme, surtout dans la commutation de signaux de forte puissance ($> 10 \text{ W CW}$).

II.3. Comparaison des différentes technologies de micro-commutateurs

Toutes ces technologies de micro-commutateurs présentent des avantages et des inconvénients et sont employées dans des domaines distincts et spécifiques. Le **Tableau I.1** permet de comparer les caractéristiques importantes des technologies de micro-commutateurs statiques (transistors FET et diodes PIN) et des commutateurs mécaniques (commutateurs coaxiaux, relais électromécaniques et MEMS). À défaut d'avoir de faibles pertes d'insertion à l'état passant et de fortes isolation à l'état bloqué, les commutateurs statiques se démarquent largement en ce qui concerne la vitesse de commutation, le coût de fabrication, la facilité d'intégration et la fiabilité. Ces caractéristiques les rendent beaucoup plus attractifs pour les applications commerciales. Les commutateurs mécaniques se partagent des applications plus spécifiques ou très exigeantes sur le plan des caractéristiques électriques.

	Micro-commutateurs mécaniques			Micro-commutateurs statiques	
	Commutateur coaxial	Commutateur électromécanique	MEMS	Diode PIN	Transistors FET
Intégration	Impossible	Bonne	Très bonne	Très bonne	Très bonne
Pertes (dB)	0.1	0.3	0.05-0.2	0.3-1.2	0.4-2.5
Résistance de contact (Ω)	0.5	0.05	0.5-2	1-5	1-5
Isolation (dB)	80	50	30-40	30	30
Capacité série état bloqué (fF)	~0.5	~1	1-10	40-80	70-140
Fréquence de coupure (THz)	630	3000	20-80	1-4	0.5-2
Temps de commutation (μ s)	~40000	~5000	1-300	0.001-0.1	0.001-0.1
Fréquence de travail (GHz)	DC-10	DC-5	DC-120	<20 (bande étroite)	<10 (bande étroite)
Tenue en puissance (W)	40	10	<10	<10	<10
Tension de commande (V)	12-28	1.5-24	5-80	3-5	3-5
Consommation (mW)	<1000	0-140	0.05-0.1	5-100	0.05-0.1
Durée de vie (nombre de cycles)	10^5 - 10^6	0.5 - $5 \cdot 10^6$	10^{11} - 10^{12}	10^{12}	10^{12}
IP3 (dBm)	Infini	Infini	+66-80	+27-45	+27-45
Mise en boîtier	Aucune	Facile (mais volumineux)	Difficile	Aucune	Aucune
Coût (€)	38-90	0.85-12	8-20	0.9-8	0.5-4.5

Tableau I.1 : Tableau comparatif des différentes technologies de micro-commutateurs tirés de [Radan][Mar08][Duc05][Pot03] et [Reb02].

C'est dans ce contexte que se situe ce travail de thèse, l'objectif est ici de proposer une solution alternative aux technologies évoquées précédemment. Dans un souci de simplification des procédés de fabrication et donc de réduction du coût, nous voulons réaliser des dispositifs micro-ondes (et plus particulièrement des commutateurs) qui exploitent les propriétés de la transition semi-conducteur métal d'un matériau « intelligent », le dioxyde de

vanadium. Nous présentons dans la suite de ce chapitre ce matériau et les propriétés des films minces élaborés.

III. Le dioxyde de vanadium (VO_2)

Le VO_2 est un matériau adaptatif, plus communément appelé matériau « intelligent », c'est-à-dire dont les propriétés intrinsèques (résistivité électrique, transmittance, réflectance, indice de réfraction, etc.) peuvent être modifiées sous l'effet de stimuli naturels ou provoqués. Les matériaux intelligents sont actuellement au centre de la recherche en ce qui concerne le développement de nouvelles technologies de circuits électroniques, et de modules optiques plus rapides et plus compacts. Dans le domaine micro-onde, ces matériaux sont susceptibles d'être d'intégrés dans des composants accordables (résistances, capacités, inductances) et peuvent être classés suivant leur type de propriété intrinsèque modulable, à savoir : les matériaux changeant de résistivité électrique (semi-conducteurs, matériaux à changement de phase), ceux changeant de permittivité (matériaux ferroélectriques, cristaux liquides...) ou ceux changeant de perméabilité (matériaux ferromagnétiques) [Gev08]. Ils peuvent être utilisés pour fabriquer toutes sortes de composants destinés à de nombreuses applications : déphaseurs, lignes à retard, commutateurs, filtres, adaptateurs d'impédance, antennes reconfigurables, capteurs, détecteurs, etc. Une des classes les plus attractives de matériaux intelligents pour ces applications, est celle présentant une Transition entre un état Isolant et un état Métallique (MIT). Il existe un grand nombre de famille de matériaux ayant une transition isolant-métal (ou semi-conducteur métal) comme les chalcogénides, les magnétorésistances géantes, les cuprates supra-conducteurs, les ferroélectriques, nickelates, etc. [Mot68][Edw98]. Certains oxydes métalliques subissent cette transition isolant-métal [Ric70]. Parmi ces derniers se trouve la famille des oxydes de vanadium (V_2O_5 , V_2O_3 , VO_2 , etc. (voir **Annexe I.**)) qui montre une transition isolant-métal où la résistivité électrique varie de trois à cinq ordres de grandeur. Dans cette famille de matériaux, le dioxyde de vanadium (VO_2) a été particulièrement étudié dans les dernières décennies. A température ambiante, le VO_2 est à l'état semi-conducteur, et possède une bande interdite de 0.7 eV. A 68°C, le VO_2 subit une transformation abrupte et réversible [Mor59][Mot68] (**Figure I.19**) de ses propriétés électriques et optiques : la résistivité électrique du VO_2 diminue de plusieurs ordres de grandeur, et la réflectivité dans le domaine infra-rouge augmente fortement [Ver68][Zyl75]. Cette transition réversible peut être initiée par différents types d'excitations extérieures :

thermique, optique [Cav01][Cav04][Cav05][Ben08][Lee07], électrique (par injection de charges) [Ste00][Che08][Kim04][Guz96][Dum07] et aussi par une modification de la pression [Sak08].

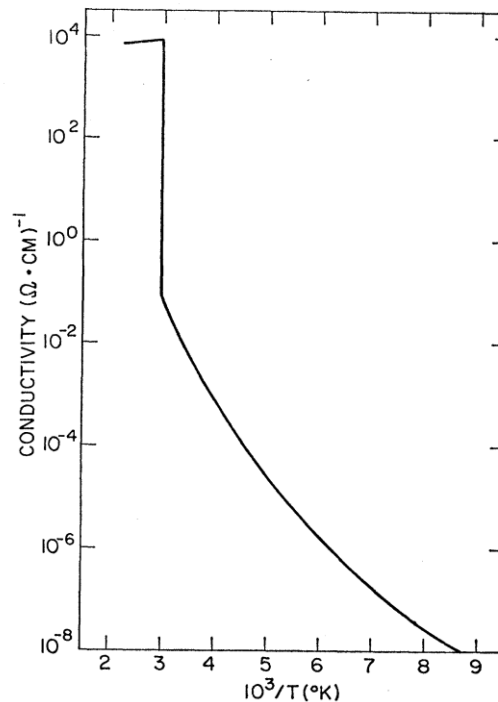


Figure I.19 : Conductivité électrique du VO₂ massif en fonction de la température [Adl68].

Des études récentes ont montré que les transitions induites électriquement et optiquement, pouvaient se produire très rapidement [Ste00][Cav01] avec un temps de transition inférieur à 100 fs pour l'excitation optique [Cav05].

Un grand nombre de publications a été dédié à la compréhension de la nature du mécanisme de la transition semi-conducteur métal dans le VO₂. Le VO₂ est un isolant de Mott, et les mécanismes de sa transition répondent aux lois physiques des matériaux à structure électronique fortement corrélée. Ces lois sont complexes, et dans le cas du VO₂, la nature de la transition semi-conducteur métal est restée longtemps controversée. Deux mécanismes sont susceptibles d'initier cette transition ; la transition de Peierls [Pei79] (interactions électrons-phonons) et la transition de Mott-Hubbard [Hub63][Mot68] (interactions électrons-électrons). La nature du mécanisme de la transition est encore débattue [Ste00][Cav01][Per03][Kim04][Kim08], mais il semblerait que la transition est typique d'un réarrangement électronique dans le VO₂, ce qui est une conséquence de la transition de Mott-Hubbard.

métallique, la densité électronique n_e est trop faible pour écranter efficacement les interactions électrons-trous et le système devient isolant (quand la distance inter atomique augmente, n_e diminue). La transition est donc purement électronique. En d'autres termes, dans un isolant, quand le potentiel coulombien liant une paire électron-trou décroît trop (c'est à dire quand n_e devient trop élevée), les électrons se délocalisent et la métallisation apparaît (les atomes métalliques se trouvent ionisés). Dans le cas inverse, quand, dans ce métal le potentiel coulombien d'attraction d'une paire électron-trou n'est plus suffisamment écranter par les électrons de conduction itinérants, les électrons se retrouvent alors relocalisés dans les bandes d'énergie situées de part et d'autre du niveau de Fermi, et le matériau redevient isolant. Le critère de Mott (**équation 1 1**) permet assez efficacement de prévoir le comportement d'un matériau par rapport à une transition éventuelle métal-isolant ; (avec n_c la densité électronique critique et a_h le rayon de l'atome métallique jusqu'à ses électrons de valence).

$$n_c^{1/3} \cdot a_h = 0.2 \quad (\text{éq. 1.8})$$

Hubbard en 1963 [Hub63] apporte une formulation hamiltonienne simplificatrice à l'idée de Mott, caractérisant les propriétés des systèmes électroniques fortement corrélés, appelé modèle de Mott-Hubbard.

III.2. Dopage du dioxyde de vanadium

Le dopage par impureté de donneurs (type n) ou accepteurs (type p) influence les propriétés de la transition semi-conducteur métal du VO₂. Les dopants du type n (Nb, Ta, Mo, W) de valence supérieure à quatre augmentent la densité électronique n_c du VO₂, et ont pour effet de diminuer la température de transition du VO₂ pur [Ber07][Pic08][Jia08]. Dans le cas d'une activation électrique, la transition est observée pour une injection d'électrons inférieure à ce qu'elle est dans du VO₂ pur. A l'inverse, les dopants du type p (Al, Cr, Fe, Ti) de valence inférieure à 4, augmentent la température de transition [Xu03][Sol04]. Cependant, le dopage a pour conséquence de dégrader les propriétés de la transition MIT, associant une augmentation de la largeur de l'hystérésis et une diminution de son amplitude.

III.3. Applications du dioxyde de vanadium

Ces caractéristiques remarquables font du VO₂ un candidat très intéressant pour la fabrication de circuits hyperfréquences avancés et depuis quelques années, le nombre de

publications portant sur les applications potentielles du VO₂ est en augmentation. Ces applications sont diverses, on trouve des travaux concernant les micro-bolomètres [Che01][Yi02][Li08], les revêtements thermochromiques intelligents pour vitrages [Man02][Man04][Man06][Xu04], les détecteurs à gaz [Str09], les couches protectrices pour détecteurs laser [Che04], les modulateurs de lumière [Ric98][Jia04][Wan06] et les commutateurs électriques [Guz96][Ste00][Kim04][Qaz07]. Cependant, dans ces commutateurs, la transition semi-conducteur métal est principalement induite thermiquement. Cette activation thermique est beaucoup plus lente que celle purement électrique, ou optique. Les quelques travaux sur la possible intégration de couches minces de VO₂ dans des composants et systèmes hyperfréquences concernent leurs propriétés diélectriques [Hoo91], la fabrication de modulateurs et polariseurs fonctionnant dans le domaine sous millimétrique, [Fan77], la fabrication de micro-commutateurs coplanaires contrôlés thermiquement [Sto99], et la simulation numérique de micro-commutateurs [Dra06]. Le domaine de fréquence d'opération des commutateurs basés sur la transition du VO₂ est estimée à 1 THz [Ste00], ce qui rend le matériau très attractif pour réaliser des composants large bande dans le domaine millimétrique. Le VO₂ est également utilisé sur le plan commercial dans la fabrication de détecteurs infrarouges microbolométriques non refroidis (qui sont produits par les sociétés Raytheon Vision Systems, DRS, Bae, L3, Flir/ Indigo, NEC et SCD) et qui représentent actuellement la technologie la plus avancée de détecteurs infrarouges.

En ce qui nous concerne, nous avons choisi d'intégrer des films de VO₂ déposés par ablation laser dans divers types de composants hyperfréquences à activation thermique ou électrique, plus complexes, comme des micro-commutateurs [Cru07][Dum07][Dum09], des filtres accordables [Giv08], et récemment un limiteur de puissance auto-actionnable [Giv09].

III.4. Méthodes de dépôt du dioxyde de vanadium en couches minces

III.4.1. Méthodes utilisées

La fabrication de couches minces de VO₂ peut être réalisée selon plusieurs techniques de dépôt dites chimiques et physiques. On observe d'importantes différences dans la qualité des couches obtenues en fonction de la technique de dépôt utilisée, mais également en fonction de très nombreux autres facteurs paramétrant les dépôts.

Les techniques chimiques utilisent des précurseurs contenant l'élément vanadium sous forme de gaz (VOCl_3 , VCl_4 ...) ou d'alkoxydes métalliques. On retrouve les procédés sol-gel [Nin04] et les procédés de dépôts chimiques en phase vapeur. Parmi les procédés de dépôts en phase vapeur ; la CVD (Chemical Vapor Deposition) [Mat07] ou techniques dérivées comme l'APCVD (Atmospheric Pressure Chemical Vapor Deposition) [Man02], ou également l'ADL (Atomic Layered Deposition) [Dag04][Dag05] sont utilisés pour le dépôt de VO_2 .

Les techniques physiques sont de type PVD (Dépôts physiques en phase Vapeur) et nécessitent, quant à elles, l'utilisation de cibles métalliques de vanadium pur ou de poudre d'oxydes de vanadium. Ces techniques sont l'ablation laser ou PLD (Pulsed Laser Deposition) [Kim94][Maa00][Gar04][Cha05], la pulvérisation cathodique radio fréquence magnétron [Yun07][Nih08], et l'évaporation [Lee96].

III.4.1.1. L'ablation laser

Parmi les procédés PVD, on retrouve la méthode de dépôt par ablation laser réactive. Son principe consiste à focaliser un faisceau laser impulsif sur une cible du matériau que l'on souhaite déposer, et de placer en vis à vis un substrat chauffé ou non, pour recueillir les particules éjectées de la cible sous forme de films minces (**Figure I.21**). Cette technique permet d'obtenir des films de grande qualité présentant des propriétés électriques très intéressantes, avec de fortes amplitudes entre les valeurs de résistivité entre l'état semi-conducteur et l'état métallique [Kim94][Cha05]. Il n'est pas nécessaire de recuire après dépôt les films qui sont directement composés de VO_2 stoechiométrique. Cette technique permet également de fabriquer des films multicouches, et permet aussi de réaliser des dépôts sur de grandes surfaces (environ 10 cm de diamètre).

L'impact du faisceau laser sur la cible provoque sa vaporisation et la création d'un panache plasma. L'énergie transférée à ces particules sous forme d'énergie cinétique, conduit à son expansion et au transfert des espèces jusqu'au substrat. Ce transfert ainsi que la croissance de la couche dépendent de nombreux paramètres comme : l'énergie du faisceau laser, la surface irradiée, la nature du matériau composant la cible, la nature et la pression du gaz environnant, la température du substrat, conduisant à différents mécanismes de croissances complexes.

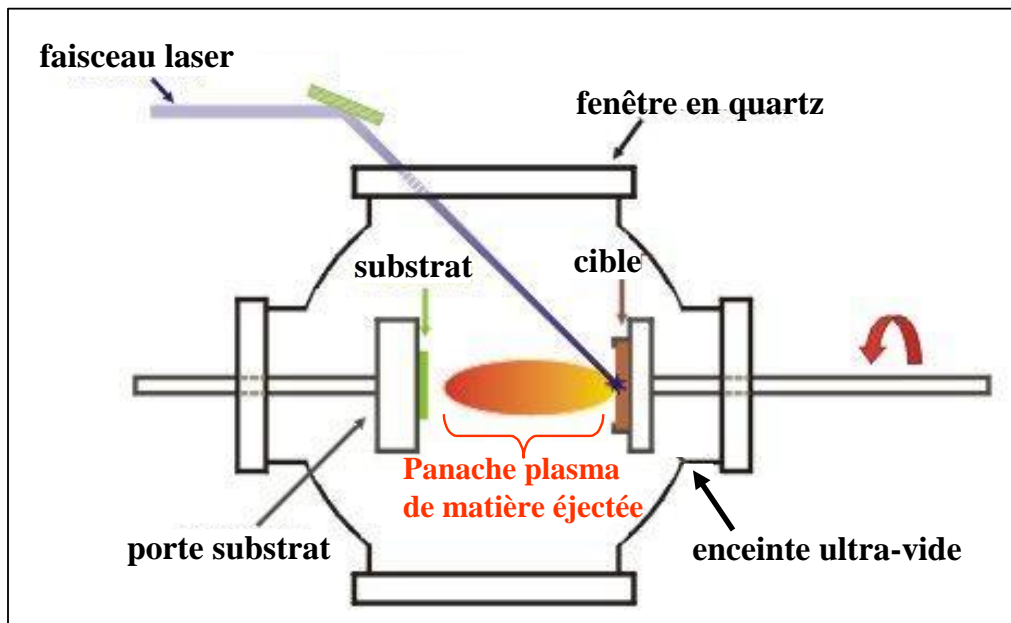


Figure I.21 : Schéma de principe d'un réacteur PLD.

Le dispositif expérimental du laboratoire SPCTS est constitué d'un laser à excimères LAMBDA PHYSIK LPX 210i et d'une enceinte ultra-vide fabriquée par la société MECA2000. Le laser fonctionne avec le mélange gazeux krypton-fluor (KrF) et émet dans le domaine UV à une longueur d'onde $\lambda = 248$ nm avec une durée d'impulsion de 25 ns. Le faisceau laser est dirigé jusqu'à la cible par l'intermédiaire d'un jeu de miroirs à multicouches diélectriques de diamètre 50 mm qui introduisent 5 à 10% de perte chacun. La fluence du faisceau laser (énergie/ unité de surface) est déterminée à partir de la mesure des impacts par microscopie optique.

L'enceinte, réalisée en technologie ultra-vide (vide maximum atteint 10^{-6} Pa) est équipée d'un porte-cible tournant, d'un porte-échantillon chauffant pouvant atteindre des températures de 800°C et de hublots en silice fondue adaptés à la longueur d'onde du laser. Le sas d'introduction-extraction, isolé de l'enceinte par une vanne tiroir, permet d'introduire substrat et cible dans l'enceinte sans la remettre à pression atmosphérique, ce qui évite sa « pollution » et permet un gain de temps important entre deux dépôts. Le vide dans l'enceinte est effectué grâce à une pompe primaire à palette et à une pompe secondaire turbo moléculaire.

III.4.2. Choix du substrat et de la cible

Le substrat utilisé doit présenter une orientation cristalline et un bon accord de maille avec le matériau à déposer pour favoriser le plus possible une forte croissance cristalline, et limiter l'apparition de contraintes résiduelles à l'interface substrat-film. Dans le cas du VO₂, ces dépôts seront utilisés pour caractériser les propriétés électriques et optiques et pour réaliser des circuits micro-ondes nécessitant diverses opérations en salle blanche. Ceci impose que le substrat soit transparent et de taille suffisante pour pouvoir être manipulé. Dans la littérature, de nombreux substrats ont été utilisés ; alumine dans la phase corindon (Al₂O₃), silicium (Si), silice (SiO₂), silicium/ silice (Si/ SiO₂), verre, quartz, saphir Al₂O₃ R (0012) et C (0001) etc... Nous avons choisi le saphir C, car il est transparent, et présente un bon accord de maille avec le VO₂. Par ailleurs, les films obtenus sur ce substrat ont une transition semi-conducteur métal de grande amplitude (trois à quatre ordres de grandeurs en fonction des conditions de dépôt) [Ang95]. Les dimensions typiques des substrats utilisés sont de 10x10x0.5 mm³ ou 15x15x0.5 mm³.

La cible est une cible de vanadium de pureté 99.95 % de forme cylindrique de 25 mm de diamètre, et de 2 mm d'épaisseur.

III.5. Synthèses et caractérisations des films minces de VO₂

III.5.1. Conditions expérimentales

Les différents paramètres de dépôt ont été optimisés dans le cadre de la thèse de M. Georgescu menée en parallèle et dont la soutenance est prévue en octobre 2010 [Geo10]. Les paramètres d'obtention des films de bonne qualité sont : une température du substrat de l'ordre de 500°C pour une pression partielle d'oxygène de 2.10^{-2} mbar, à une fluence de 7.5 J cm², à un taux de répétition du laser de 10 Hz et pendant une durée de 30 minutes. La distance cible-substrat a été fixée à 50 mm de façon à ce que le panache plasma de matière éjectée recouvre uniformément la surface du substrat. Dans ces conditions, les films minces de VO₂ obtenus présentent un rapport de résistivité entre l'état semi-conducteur et l'état métallique élevé, d'environ cinq ordres de grandeur (valeur qui se rapproche de la dynamique du VO₂ massif). Le mode opératoire de l'élaboration des dépôts est détaillé dans l'**Annexe I**.

III.5.2. Caractérisation des films minces de VO₂ obtenus par ablation laser

Les paramètres expérimentaux à respecter pendant les dépôts sont fixés à partir de [Geo10]. Des informations complémentaires sur les techniques de caractérisation utilisées dans ce paragraphe sont présentées en **Annexe II**.

III.5.2.1. Caractéristiques structurales des dépôts

III.5.2.1.1. Diffraction des rayons X (DRX)

La structure cristallographique des dépôts est déterminée par diffraction des rayons X. Cette analyse qualitative nous permet directement de savoir quelle phase d'oxyde de vanadium a été synthétisée pendant les dépôts. Nous utilisons un diffractomètre Siemens D 5000 de type Bragg-Brantano disposant d'une anti-cathode de cuivre émettant une radiation $\lambda(\text{CuK}_\alpha) = 1.541 \text{ \AA}$ et d'un monochromateur arrière en graphite qui permet d'éliminer la radiation K_β du cuivre.

Dans le cas d'études de couches minces, il est impératif d'utiliser un atténuateur car le type de détecteur employé ne peut pas mesurer une intensité supérieure à 60000 coups ce qui serait synonyme de destruction du détecteur. L'appareillage utilisé est plutôt voué à l'étude de diffraction de poudres qui sont beaucoup moins cristallisées que des films minces. Le substrat de saphir C que nous utilisons est monocristallin et le diffractomètre détecte très fortement cette phase au travers du dépôt de VO₂. Il est donc nécessaire de réduire au maximum l'intensité des pics du saphir par un atténuateur qui divise par 36 l'intensité des rayonnements diffractés.

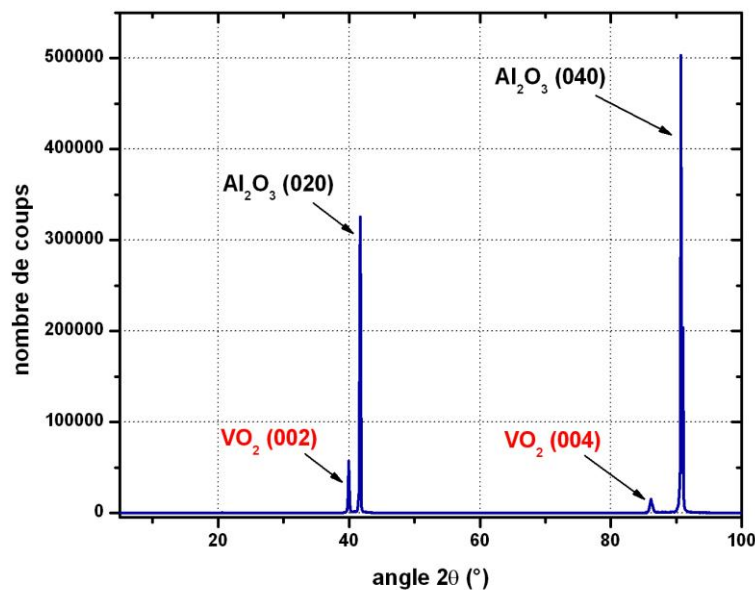


Figure II.22 : Spectre de diffraction caractéristique des films minces de VO_2 obtenus par PLD dans les conditions expérimentales mentionnées dans la section III.5.1.

Le spectre de diffraction obtenu (**Figure II.22**) révèle la présence de la phase monoclinique du dioxyde de vanadium. En effet, deux pics de diffraction apparaissent à $2\theta = 39.9^\circ$ et 86.1° , correspondant respectivement aux plans de diffraction (002) et (004) du VO_2 monoclinique. Les deux pics très intenses à $2\theta = 41.7^\circ$ et 90.7° correspondent respectivement aux plans (020) et (040) du substrat de saphir. Les couches minces de VO_2 réalisées avec différentes durées de dépôt présentent toutes ces deux pics de diffraction mettant en évidence la présence de la phase monoclinique du VO_2 .

III.5.2.1.2. Microscopie à force atomique (AFM)

La Microscopie à Force Atomique (AFM) permet d'observer la surface des matériaux, mêmes non conducteurs. Elle donne accès à la rugosité et à la taille des grains des films réalisés. Dans notre cas, nous avons visualisé la surface d'un film mince de VO_2 déposé dans les conditions de [Geo10] pendant 30 minutes (**Figure I.23**).

On mesure une rugosité de 4 nm, et une taille de grains de diamètre de l'ordre de 50 nm. La taille des grains dépend de la température et de la fluence laser.

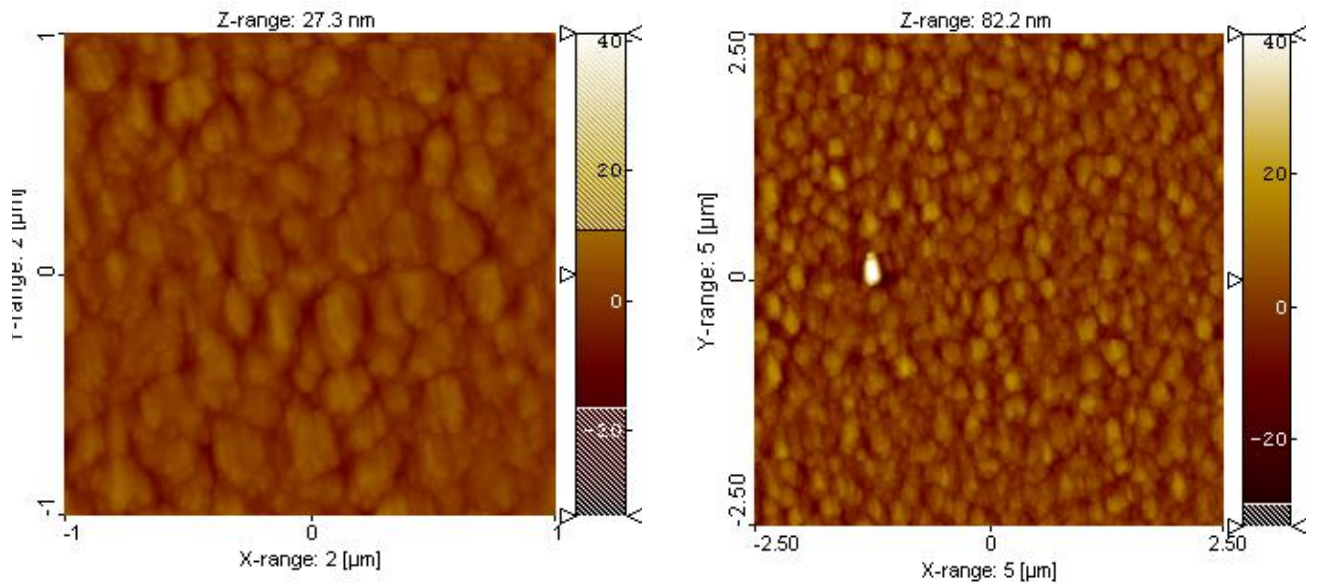


Figure I.23 : Images AFM d'un film mince de VO₂ (obtenu après 30 minutes de dépôt) visualisées sur des surfaces de 2 μm² et 5 μm².

III.5.2.2. Caractéristiques optiques

III.5.2.2.1. Mesures en transmission

Les couches minces de VO₂ sont transparentes dans l'infrarouge à l'état semi-conducteur (à température ambiante). Pour le vérifier, nous avons réalisé des mesures de transmission optique des films de VO₂ à différentes longueurs d'onde. Les **Figures I.24, I.25** et **I.26** représentent la transmission optique d'un film de 50 nm de VO₂ en fonction de la longueur d'onde pour différents substrats, respectivement Al₂O₃ C, Al₂O₃ R, et SiO₂/ Si. Comme on peut le voir, à basse température, le VO₂ transmet à plus de 80 % les longueurs d'onde comprises entre 2250 et 3350 nm correspondant au domaine infrarouge moyen. Quand la température s'élève, le nombre de porteurs libres augmente progressivement, ce qui a pour effet d'augmenter l'absorption du VO₂. Quand la température avoisine la température de transition, le matériau devient métallique et réfléchit la quasi-totalité du signal (seulement 20 % du signal est transmis). Les caractéristiques obtenues correspondent à celles du VO₂ que l'on peut trouver dans la littérature [Gen07] [Lap08].

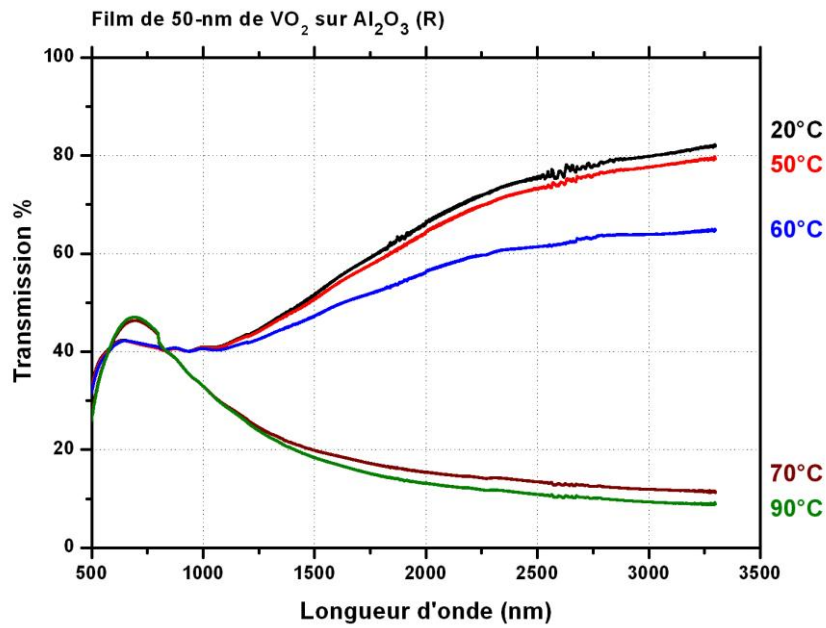


Figure I.24 : Exemple de transmission optique d'un film de VO₂ en fonction de la longueur d'onde et de la température sur un substrat de Al₂O₃ C.

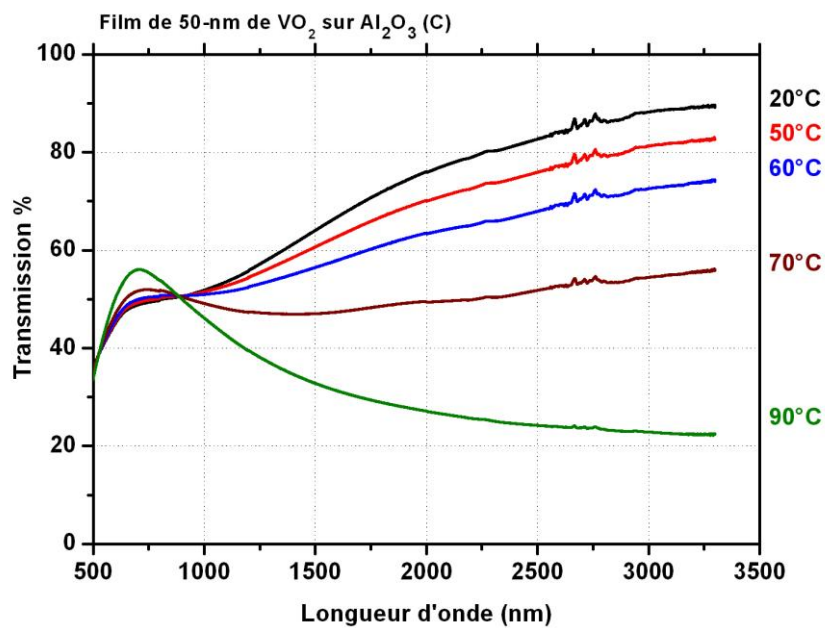


Figure I.25 : Exemple de transmission optique d'un film de VO₂ en fonction de la longueur d'onde et de la température sur un substrat de Al₂O₃ R.

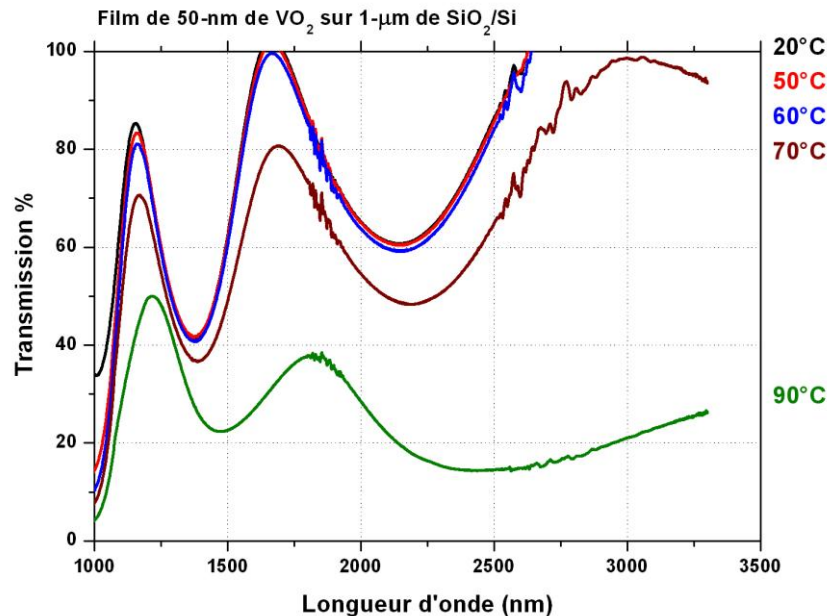


Figure I.26 : Exemple de transmission optique d'un film de VO_2 en fonction de la longueur d'onde et de la température sur un substrat de SiO_2/Si (1 μm de SiO_2 thermique sur Si).

III.5.2.2.2. Mesures en réflexion

La transition semi-conducteur métal dans le VO_2 induit non seulement un changement des propriétés de transmission optique du matériau mais aussi une modification des propriétés de réflexion dans le domaine IR. Pour caractériser les modifications, nous avons mesuré la puissance réfléchie à la surface d'un film de VO_2 en fonction de la température du matériau. La mesure est réalisée expérimentalement à une longueur d'onde $\lambda = 1536$ nm comme le montre la **Figure I.27**. On place un laser à fibre (EDFA) avec un angle d'incidence de 30° par rapport à la surface de l'échantillon. On veille à éviter de se placer dans l'angle d'incidence de Brewster où la réflexion sur la surface disparaît quand le faisceau incident est polarisé parallèlement. Avec une plaque chauffante réglable en température au degrés près, on effectue un cycle montée-descente en température. La source laser a une puissance incidente en sortie de fibre optique de 26 mW, et elle est non polarisée. Un puissance mètre non sensible à la chaleur recueille la puissance réfléchie à la surface de l'échantillon de VO_2 . La mesure de la réflexion en fonction de la température de l'échantillon est représentée sur la **Figure I.28**. A basse température, le VO_2 est à l'état semi-conducteur et réfléchit peu le faisceau incident, il est quasi-transparent à cette longueur d'onde. A une température d'environ 70°C , on observe

la transition semi-conducteur métal. Le VO_2 devient métallique et la réflexion augmente. Quand on diminue la température, le VO_2 redevient semi-conducteur en suivant un cycle d'hystérésis, et le film de VO_2 est de nouveau quasi-transparent dans l'infrarouge. L'augmentation relative de la réflexion due à la transition du VO_2 est de 27 %. Ce résultat est en accord avec ceux observés par Ruzmetov et al. [Ruz08] qui obtiennent un changement de réflexion d'un film de 100 nm de VO_2 , déposé sur saphir C, d'environ 20 % avec un faisceau d'énergie incidente de 0.8 eV (correspondant à une longueur d'onde de 1536 nm). A des énergies incidentes supérieures (0.13 eV soit $\lambda = 9.54 \mu\text{m}$), Ruzmetov et al. ont mesuré un changement de réflexion de 92 % d'un film de VO_2 de 100 nm d'épaisseur sur saphir C à pendant sa transition semi-conducteur métal.

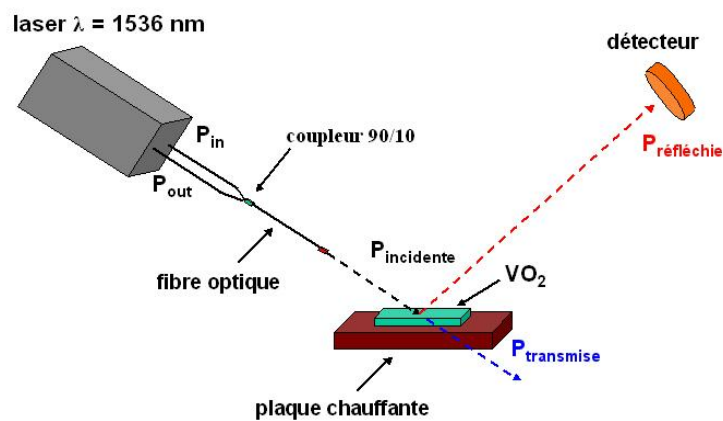


Figure I.27 : Schéma de principe de la mesure en réflexion.

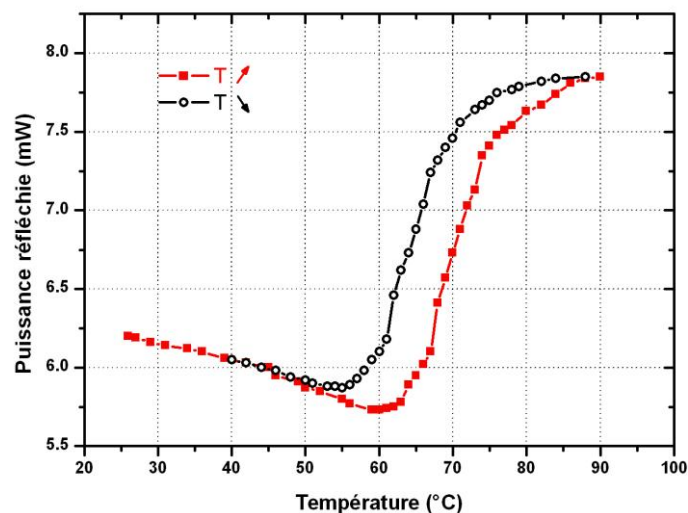


Figure I.28: Représentation de la puissance réfléchie en fonction de la température sur un échantillon de VO_2 de 35 nm d'épaisseur déposé sur saphir C à $\lambda = 1536 \text{ nm}$.

III.5.2.3. Caractéristiques électriques

Les résistivités mesurées à l'état semi-conducteur et à l'état métallique seront utilisées pour simuler le comportement du VO₂ dans les dispositifs micro-ondes. On caractérise la résistivité électrique des films minces de VO₂ obtenus par la méthode dite « quatre pointes ». Le principe de la mesure est d'imposer un courant entre les deux pointes extérieures, et de mesurer la tension résultante entre les deux pointes intérieures. On mesure la résistivité des échantillons à différentes températures. On contrôle la température du film de VO₂ grâce à un élément chauffant de type Peltier. On peut voir sur la **Figure I.29** que lorsque la température augmente (courbe 1), la résistivité du film de VO₂ diminue lentement jusqu'à environ 70°C, puis chute brutalement d'environ cinq ordres de grandeur (dans le cas de films élaborés dans des conditions optimales) jusqu'à atteindre une valeur de résistivité quasi-constante. Lorsque la température diminue (courbe 2), la résistivité du film de VO₂ augmente jusqu'à atteindre sa valeur initiale où le matériau est redevenu semi-conducteur. Cette transition s'accompagne d'un faible hystérésis (d'une largeur d'environ 5°C) ce qui atteste de la grande qualité du film.

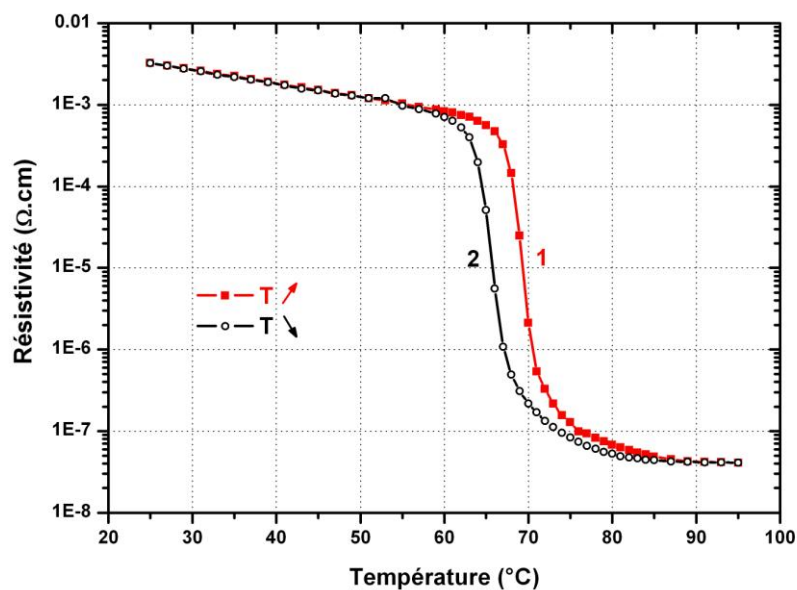


Figure I.29: Mesure par la méthode « quatre pointes » de la résistivité en fonction de la température de l'échantillon 4 (film de VO₂ d'épaisseur 265 nm).

De façon systématique, les résistivités des films sont mesurées à température ambiante et à une température bien supérieure à celle de la transition, à environ 90°C. La transition est quantifiée par le rapport entre les résistivités à l'état semi-conducteur et à l'état métallique

(rapport que l'on appelle la dynamique du film). En effet, la dynamique $\rho_0/\rho_{\text{m\u00e9tal}}$ du film qui constituera la partie active du composant, imposera le contraste entre l'\u00e9tat passant et l'\u00e9tat bloqu\u00e9 des commutateurs. Des temps de d\u00e9p\u00f4t de 30 minutes permettent d'obtenir des films d'\u00e9paisseur d'environ 250 nm. Cette \u00e9paisseur est suffisamment importante pour fabriquer des motifs de VO₂ \u00e0 l'\u00e9chelle des micro-composants qui permettront d'assurer le passage de courants de l'ordre de la dizaine de mA.

Il faut prendre soin lors de la r\u00e9alisation des films de respecter strictement les conditions exp\u00e9rimentales pour avoir des d\u00e9p\u00f4ts aux caract\u00e9ristiques reproductibles.

IV. Conclusion

La première partie de ce chapitre permet de situer les caractéristiques des différentes technologies de commutateurs les unes par rapport aux autres et ainsi de faire naître un cahier des charges pour la réalisation d'un commutateur à base de VO₂. Nous avons également présenté brièvement la transition semi-conducteur métal (MIT) du dioxyde de vanadium (VO₂), les applications du matériau et son élaboration sous forme de couches minces. La réalisation des premiers films minces a été assurée antérieurement à cette thèse par F. Dumas-Bouchiat [Dum07]. La corrélation paramètres d'élaboration – propriétés des films de VO₂ est menée en parallèle (thèse M. Georgescu [Geo10]). Elle a pour but d'optimiser les paramètres de dépôt, permettant d'élaborer des films présentant des dynamiques maximales. Il est évident que nous n'avons pas pu attendre la fin de cette optimisation pour commencer la fabrication des composants micro-ondes intégrant du VO₂. Nous avons cependant veillé à utiliser ici en priorité les films présentant la plus grande dynamique en fonction de l'avancée de l'optimisation,. C'est pour cette raison que les composants intégrant du VO₂ présentés dans la suite de ce travail n'ont pas toujours pu être réalisés à partir de films ayant des caractéristiques identiques. Les paramètres de dépôt permettant d'élaborer des films présentant une dynamique maximale de 5 ordres de grandeur sont :

- une température de substrat de 500°C,
- une pression de O₂ dans l'enceinte de 2.10⁻² mbar,
- une distance cible-substrat de 5 cm
- une fluence laser de l'ordre de 7.5 J cm⁻²
- une durée de dépôt de 30 minutes (soit une épaisseur de 250 nm)

Dans ce chapitre, nous avons donc défini les bases du travail ayant pour but de concevoir des composants micro-ondes intégrant du VO₂.

Références chapitre I

[Adl68] D. ADLER,

“Mechanisms for metal-nonmetal transitions in transition-metal oxides and sulfides”,
Reviews of Modern Physics, 40, (1968), 714-735

[Ale96] E. ALEKSEEV, D. PAVLIDIS, J. DICKMANN, T. HACKBARTH,

“W-band InGaAs/ InP PIN diode monolithic integrated switches”,
IEEE GaAS IC Symposium, (1996)

[And54] G. ANDERSON,

“Studies on vanadium oxides”,
Acta Chemica Scandinavica, 8, (1954), 1599-1606

[Ang95] B. ANGLERAUD,

“Etude de l’ ablation laser par laser U.V. de cibles de nitrure de bore ; application à la réalisation de couches minces”,
Thèse de 3^{ème} cycle de l’ Université de Limoges, Matériaux Céramiques & Traitements de Surfaces, N° 40, (1995)

[Ber07] O. Y. BEREZINA, A. A. VELICHKO, L. A. LUGOVSKAYA, A. L. PERGAMENT, G. B. STEFANOVICH, D. V. ARTYUKHIN, A. N. STRELKOV,

“Properties of tungsten-doped vanadium oxide films”,
Technical Physics Letters, 33, (2007), 552-555

[Ben08] T. BEN-MESSAOUD, G. LANDRY, J. P. GARIÉPY, B. RAMAMOORTHY, P. V. ASHRIT, A. HACHÉ,

“High contrast optical switching in vanadium dioxide thin films”,
Optics Communications, 281, (2008), 6024-6027

[Cav92] R. H. CAVERLY, G. HILLER,

“Distortion properties of MESFET and PIN diode microwave switches”,
IEEE MTT-S Digest, (1992), 533-536

[Cav98] R. H. CAVERLY,

“Nonlinear properties of gallium arsenide and silicon FET-based RF and microwave switches”,
IEEE Circuit & Systems, 4, (1998), 337-340

- [Cav01] A. CAVALLERI, C. TÓTH, C. W. SIDERS, J. A. SQUIER, F. RÁKSI, P. FORGET P. J. C. KIEFFER,**
“Femtosecond structural dynamics in VO₂ during an ultrafast solid-solid phase transition”,
Physical Review Letters, 87, (2001), 1-4
- [Cav04] A. CAVALLERI, T. DEKORSY, H. H. W. CHONG, J. C. KIEFFER, R. W. SCHOENLEIN,**
“Evidence for a structurally-driven insulator-to-metal transition in VO₂: A view from the ultrafast timescale”,
Physical Review B, 70, (2004)
- [Cav05] A. CAVALLERI, M. RINI, H. H. W. CHONG, S. FOURMAUX, T. E. GLOVER, P. A. HEIMANN, J. C. KIEFFER, R. W. SCHOENLEIN,**
“Band-selective measurement of electronic dynamics in VO₂ using femtosecond near edge X-ray absorption”,
Physical Review. Letters 95, (2005)
- [Cha05] B. G. CHAE, H. T. KIM, D. H. YOUN, K. Y. KANG,**
“Abrupt metal-insulator transition observed in VO₂ thin films induced by a switching voltage pulse”,
Physica B, 369, (2005), 76-80
- [Che01] C. CHEN, X. YI, X. ZHAO, B. XIONG,**
“Characterizations of VO₂-based uncooled microbolometer linear array”,
Sensors and Actuators A, 90, (2001), 212-214
- [Che04] S. CHEN, H. MA., X. YI, T. XIONG, H. WANG, C. KE,**
“Smart VO₂ thin film for protection of sensitive infrared detectors from strong laser radiation”,
Sensors and Actuators A, 115, (2004), 28–31
- [Che08] C. CHEN, R. WANG, L. SHANG, C. GUO,**
“Gate-field-induced phase transitions in VO₂: Monoclinic metal phase separation and switchable infrared reflections”,
Applied Physics Letters, 93, (2008)
- [Cru07] A. CRUNTEANU, F. DUMAS-BOUCHIAT, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, A.; POTHIER, P. BLONDY,**
“Microwave Switching Functions Using Reversible Metal-Insulator Transition (MIT) in VO₂ Thin Films”,
-

- 37th European Microwave Conference (EuMC), (2007)
- [Dag05] P. DAGUR, A. U. MANE, S.A. SHIVASHANKAR,**
“Thin films of VO₂ on glass by atomic layer deposition: microstructure and electrical properties”,
Journal of Crystal Growth, 275, (2005), 1223-1228
- [Dra06] M. DRAGOMAN, A. CISMARU, H. HARTNAGEL, R. PLANA,**
“Reversible metal-semiconductor transitions for microwave switching applications”,
Applied Physics Letters, 88, (2006), 073503-1 - 073503-3
- [Duc05] B. DUCAROUGE,**
“Conception et caractérisation de micro-commutateurs électromécaniques hyperfréquences de puissance: application à un circuit de commutation d'émission/réception large bande”,
Thèse, Electronique des hautes fréquences et optoélectronique, Université Paul Sabatier, Toulouse, (2005), 18
- [Dum07] F. DUMAS-BOUCHIAT, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, A. CRUNTEANU, P. BLONDY,**
“RF microwave switches based on reversible semiconductor-metal transition of VO₂ thin films synthesized by pulsed laser deposition”,
Applied Physics Letters, 91, (2007), 1-3
- [Dum09] F. DUMAS-BOUCHIAT, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, J. GIVERNAUD, A. CRUNTEANU, P. BLONDY.**
“RF microwave switches based on reversible metal-semiconductor transition properties of VO₂ thin films: an attractive way to realise simple RF microelectronic devices”,
Materials and Devices for Smart Systems III, edited by J. Su, L-P. Wang, Y. Furuya, S. Troler-McKinstry, J. Leng, MRS Symposium Proceedings, (2009)
- [Edw98] P. P. EDWARDS, R. L. JOHNSTON, C. N. R. RAO, D. P. TUNSTALL, F. HENSEL,**
“The Metal-insulator transition: a perspective”,
Philosophical Transaction of the Royal Society of London A., 356, (1998), 5-22
- [Epc09] EPCOS, J. BIELEN,**
“RF-MEMS design for reliability in smart RF communication systems”,
IMS Workshop WFD: Emerging RF-MEMS Applications, (2009)
-

- [Fan77] J. C. C. FAN, H. R. FETERMAN, F. J. BACHNER, P. M. ZAVRACKY, C. D. PARKER,**
“Thin-film VO₂ submillimeter-wave modulators and polarizers”,
Applied Physics Letters, 31, (1977), 11-13
- [Gar04] G. GARRY, O. DURAND, A. LORDEREAU,**
“Structural, electrical and optical properties of pulsed laser deposited VO₂ thin films on R- and C-sapphire planes”,
Thin Solid Films (2004), 427-430
- [Gen07] A. GENTLE, A. MAAROOF, G. SMITH,**
“Temperature dependence of optical and transport properties in VO₂ with high temperature anomalies”,
Journal of Applied Physics, 8, (2008), 229-232
- [Geo10] M. GEORGESCU,**
“Elaboration de matériaux innovants appliqués à la conception de dispositifs hyperfréquences”,
Thèse, Matériaux céramiques et traitements de surfaces, (2010)
- [Gev08] S. GEVORGIAN,**
“Tuneable materials for agile microwave devices, an overview”,
38th European Microwave Conference Workshop WWE-6, (2008)
- [Giv08] J. GIVERNAUD, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, A.; POTHIER, P. BLONDY, A. CRUNTEANU,**
“Tunable band stop filters based on metal insulator transition in vanadium dioxide thin films”,
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, (2008)
- [Giv09] J. GIVERNAUD, A. CRUNTEANU, A.; POTHIER, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, P. BLONDY,**
“CPW self-resetting power limiting devices based on microwave power induced semiconductor-metal transition in vanadium dioxide”,
IEEE MTT-S International Microwave Symposium, (2009)
- [Gol95] C. L. GOLDSMITH, T. H. LIN, B. POWERS, R. WEN, B. NORVELL,**
“Micromechanical Membrane Switches for Microwave Applications”,
IEEE Microwave Theory Techniques Symposium, 1, (1995), 91-94
- [Gol98] C. L. GOLDSMITH, Z. YAO, S. ESHAMAN, D. DENNISTON,**
“Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches”,
-

- IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 8, (1998), 269-271
- [Gop85] A. GOPINATH, J. B. RANKIN,**
“GaAs FET RF switches”,
IEEE Transaction on Electron Devices, ED-32, (1985), 1272-1278
- [Grazi] M. GRAZIELLA,**
“La diffraction de rayons X”,
<http://aasaa.free.fr/Methodes/Dx/DiffractionX.htm>
- [Guz96] G. GUZMAN, F. BETELLE, R. MORINEAU, J. LIVAGE,**
“Electrical switching in VO₂ sol-gel films”,
Journal of Materials Chemistry, 6, (1996), 505-506
- [Hir09] “Interface RF connector with switch, 3.9mm high, DC to 6GHz”,**
Fiche technique, <http://www.hirose-connectors.com/>, (2009), 110-116
- [Hoo91] P. J. HOOD, J. F. DENATALE,**
“Millimeter-wave dielectric properties of epitaxial vanadium dioxide thin films”,
Applied Physics Letters, 70, (1991), 376-381
- [Hub63] J. HUBBARD,**
“Electron correlations in narrow energy bands” Proceedings of the Royal Society of London, 276, (1963)
- [Jia04] L. JIANG, W. N. CARR,**
“Design, fabrication and testing of a micromachined thermo-optical light modulator based on a vanadium dioxide array”,
Journal of Micromechanics and Microengineering, 14, (2004), 833–840
- [Jia08] Y. JIAZHEN, Z. YUE, H. WANXIA, T. MINGJIN,**
“Effet of Mo-W Co doping on semiconductor-metal phase transition temperature of vanadium dioxide film”,
Thin Solid Films, 516, (2008), 8554-8558
- [Kim94] D. H. KIM, H. S. KWOK,**
“Pulsed laser deposition of VO₂ thin films”,
Applied Physics Letters, 65, (1994), 3188-3189
- [Kim03] J. KIM, W. KO, S.-H. KIM, J. JEONG, Y. KWON,**
“A high-performance 40–85 GHz MMIC SPDT switch using FET-integrated transmission line structure”,
IEEE Microwave and wireless components letters, 13, (2003), 505-507
-

- [Kim04] H. T. KIM, B. G. CHAE, D. H. YOUN, S. L. MAENG, G. KIM, K. Y. KANG, Y. S. LIM,**
“Mechanism and observation of Mott transition in VO₂-based two- and three terminal devices”,
New Journal of Physics, 6, (2004), 52-70
- [Kim08] H. T. KIM, B. J. KIM, Y. W. LEE, B. G. CHAE, S. J. YUN,**
“Switching of the Mott transition based on hole-driven MIT theory”,
Physica B, 403, (2008), 1434–1436
- [Lap08] J. LAPPALAINEN, S. HEINILEHTO, H. JANTUNEN, V. LANTTO,**
“Electrical and optical properties of metal-insulator-transition VO₂ thin films”,
Journal of Electroceramics, 22, (2008), 73-77
- [Lee96] M-H LEE, M-G KIM, H-K SONG,**
“Thermochromism of rapid thermal annealed VO₂ and Sn-doped VO₂ thin films”,
Thin Solid Films, 290-291, (1996), 30-33
- [Lee07] Y. W. LEE, B. J. KIM, S. CHOI, H. T. KIM, G. KIM,**
“Photo-assisted electrical gating in a two-terminal device based on vanadium dioxide film”,
Optics Express, 15, (2007), 12108-12113
- [Li08] G. LI, X. WANG, J. LIANG, A. JI, M. HU, F. YANG, J. LIU, N. WU, H. CHEN, H.**
“Low temperature deposited nano-structured vanadium oxide thin films for uncooled infrared detectors”,
2nd IEEE International Nanoelectronics Conference (INEC 2008), (2008), 921-923
- [Maa00] M. MAAZA, K. BOUZIANE, J. MARITZ, D. S. MCLACHLAN, R. SWANEPOOL, J. M. FRIGERIO, M. EVERY,**
“Direct production of thermochromic VO₂ thin film coatings by pulsed laser ablation”,
Optical Materials, 15, (2000), 41-45
- [McW74] D. B. MCWHAN, M. MAREZIO, J. P. REMEIKA, P. D. DERNIER,**
“X-ray diffraction study of metallic VO₂”,
Physical Review B, 10, (1974), 490-495
- [Man02] T. D. MANNING, I. P. PARKIN, R. J. H. CLARK, D. SHEEL, M. E. PEMBLE, D. VERNADOU,**
-

- “Intelligent window coatings: atmospheric pressure chemical vapour deposition of vanadium oxides”,
Journal of Materials Chemistry, 12, (2002), 2936–2939
- [Man04] T. D. MANNING, I. P. PARKIN,**
“Atmospheric pressure chemical vapour deposition of tungsten doped vanadium (IV) oxide from VOCl_3 , water and WCl_6 ”,
Journal of Materials Chemistry, 14, (2004), 2554–2559
- [Man06] T. D. MANNING, I. P. PARKIN,**
“Intelligent thermochromic windows”,
Journal of Chemical Education, 83, (2006), 393
- [Mar08] D. MARDIVIRIN, A. POTHIER, A. CRUNTEANU, B. VIALLE, P. BLONDY,**
“Charging in dielectricless capacitive RF-MEMS switches”,
IEEE, Transactions on Microwave Theory and Techniques, (2008), 1-6
- [Mat07] S. MATHUR, T. RUEGAMER, I. GROBELSEK,**
“Phase-selective CVD of vanadium oxide nanostructures”,
Chemical Vapor Deposition, 13, (2007), 42-47
- [Mede] “Characterization of reed relays capable of handling frequencies up to 10 GHz”,**
Fiche technique, <http://www.meder.com/>, 83-93
- [Mor59] F. J. MORIN,**
“Oxides which show a metal-to-insulator transition at the neel temperature”,
Physical Review. Letters, 3, (1959), 34-36
- [Mot68] N. F. MOTT,**
“Metal-insulator transition”,
Review of Modern Physics, 40, (1968), 677-683
- [Nih08] Y. NIHEI, Y. SASAKAWA, K. OKIMURA,**
“Advantages of inductively coupled plasma-assisted sputtering for preparation of stoichiometric VO_2 films with metal-insulator transition”,
Thin Solid Films, 516, (2008), 3572-3576
- [Nin04] Y. NINGYI, L. JINHUA, H. L. W. CHAN, L. CHENGLU,**
“Comparison of VO_2 thin films prepared by inorganic sol-gel and IBED methods”,
Applied Physics A, 78, (2004), 777-780
- [Pei79] R. PEIERLS,**
“More Surprises in Theoretical Physics”,
-

- édité par Princeton series in physics, (1979), 176p
- [Per03] A. PERGAMENT,**
“Metal–insulator transition: the Mott criterion and coherence length”,
Journal of Physics: Condensed Matter, 15, (2003), 3217–3223
- [Pic08] C. PICCIRILLO, R. BINIONS, I. PARKIN,**
“Synthesis and characterization of W-doped VO₂ by aerosol assisted chemical vapour deposition”,
Thin Solid Films, 516, (2008), 1992-1997
- [Pot02] A. POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S. VERDEYME, P. GUILLON, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT,**
“Low loss ohmic switches for RF frequency application”,
32nd European Microwave Conference, (2002), 805-808
- [Pot03] A. POTHIER,**
“Conception, réalisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables”,
Thèse, Electronique des hautes fréquences et optoélectronique, Université de Limoges, (2003), 72
- [Qaz07] M. M. QAZILBASH, M. BREHM, B. G. CHAE, P. C. HO, G. O. ANDREEV, B. J. KIM, S. J. YUN, A. V. BALATSKY, M. B. MAPLE, F. KEILMANN, H. T. KIM, D. N. BASOV,**
“Mott transition in VO₂ revealed by infrared spectroscopy and nano-imaging”,
Science 318, (2007), 1750
- [Radan] RADANT MEMS SWITCH**
Fiche technique,
<http://www.radantmems.com/radantmems/switchperformance.html>
- [Reb02] G. M. REBEIZ,**
“RF MEMS: theory, design, and technology”,
John Wiley & Sons; 1st edition June 15, 2002, ISBN: 0471201693
- [Ric70] T. M. RICE, D. B. MCWHAN,**
“Metal-insulator transition in transition metal oxides”,
IBM Journal of Research and Development, (1970), 251-257
- [Ric98] M. A. RICHARDSON, J. A. COATH,**
“Infrared optical modulators for missile testing”,
Optics & Laser Technology, 30, (1998), 137-140
-

- [Ruz08] D. RUZMETOV, K. T ZAWILSKI, S. D SENANAYAKE, V. NARAYANAMURTI, S. RAMANATHAN,**
“Infrared reflectance and photoemission spectroscopy studies across the phase transition boundary in thin film vanadium dioxide”
Journal of Physics: Condensed Matter, 20, (2008), 465204
- [Sak08] J. SAKAI, M. KURISU,**
“Effect of pressure on the electric-field-induced resistance switching of VO₂ planar-type junctions”,
Physical Review B, 78, (2008)
- [Sol04] M. SOLTANI, M. CHAKER, E. HADDAD, R. V. KRUZELECKY, J. MARGOT,**
“Effects of Ti–W codoping on the optical and electrical switching of vanadium dioxide thin films grown by a reactive pulsed laser deposition”,
Applied Physics Letters, 85, (2004), 1958-1960
- [Ste00] G STEFANOVICH, A PERGAMENT, D STEFANOVICH,**
“Electrical switching and Mott transition in VO₂”,
Journal of Physics: Condensed Matter, 12, (2000), 8837-8845
- [Sto99] M. STOTZ, S. D. FRITZE, H. DOWNAR, J. WENGER,**
“Thermally Controlled Coplanar Microwave Switches”,
29th European Microwave Conference Proceedings, (1999), 415-418
- [Str09] E. STRELCOV, Y. LILACH, A. KOLMAKOV,**
“Gas sensor based on metal-insulator transition in VO₂ nanowire thremistor”,
Nano Letters, 9, (2009), 2322-2326
- [Tel05] “Teledyne relays”,**
Fiche technique, <http://www.teledynerelays.com/>, (2005), 1-6
- [Van58] L. J. VAN DER PAUW,**
“A method of measuring specific resistivity and Hall effect of discs of arbitrary shape”,
Philips Research Reports, 13, (1958) 1-9
- [Ver68] H. W. VERLEUR, J. A. S. BARKER, C. N. BERGLUND,**
“Optical properties of VO₂ between 0.25 and 5 eV”,
Physical Review, 3, (1968), 788-798
- [Wan06] W. WANG, Y. LUO, D. ZHANG, F. LUO,**
-

“Dynamic optical limiting experiments on vanadium dioxide and vanadium pentoxide thin films irradiated by a laser beam”,

Applied Optics, 45, (2006), 3378-3381

[Wri89] H. A. WRIEDT,

“The O-V (Oxygen-Vanadium) system”,

Bulletin of Alloy Phase diagram, 10, (1989), 271

[Xu03] S. Q. XU, H. P. MA, S. X. DAI, Z. H. JIANG,

“Switching properties and phase transition mechanism of Mo⁶⁺-doped vanadium dioxide thin films”,

Chinese Physics Letters, 20, (2003), 148-150

[Xu04] G. XU, P. JIN, M. TAZAWA, K. YOSHIMURA,

“Optimization of antireflection coating for VO₂-based energy efficient window”,

Solar Energy Materials & Solar Cells, 83, (2004), 29–37

[Yi02] X. YI, S. CHEN, Y. WANG, B. XIONG, H. WANG,

“VO₂-based infrared microbolometer array”,

International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 23, (2002), 1699-1704

[Yun07] S. J. YUN, J. W. LIM, B.-G. CHAE, B. J. KIM, H.-T. KIM

“Characteristics of vanadium dioxide films deposited by RF-magnetron sputter deposition technique using V-metal target”,

Condensed Matter Physics B, 10, (2007)

[Zyl75] A. ZYLBERSZTEJN, N. F. MOTT,

“Metal-insulator transition in vanadium dioxide”,

Physical Review. B, 11, (1975), 4383-4395

CHAPITRE II : Réalisation de
commutateurs micro-ondes basés sur
la transition semi-conducteur métal
du VO₂

I. Introduction

Après avoir défini, dans le premier chapitre, les conditions expérimentales visant à obtenir des films minces de dioxyde de vanadium de grande qualité, nous proposons de fabriquer des commutateurs micro-ondes basés sur la transition semi-conducteur métal VO₂.

Pour réaliser de tels commutateurs, nous exploitons le changement très important de résistivité (quatre ordres de grandeur) dans un film mince de VO₂ pendant la transition semi-conducteur métal.

Dans un premier temps, nous avons fabriqué des commutateurs électriques simples à deux terminaux. Cette réalisation constitue une étape préliminaire avant l'intégration du VO₂ dans un circuit micro-onde et permet d'évaluer le temps de réponse et la consommation en courant (lors d'un actionnement électrique).

Nous avons ensuite intégré le VO₂ dans des commutateurs réalisés en technologie coplanaire (CPW) selon deux configurations distinctes :

- en série, où un motif de VO₂ relie les deux tronçons de la ligne centrale d'un guide CPW. Dans ce cas, le commutateur est à l'état bloqué lorsque le VO₂ est à l'état semi-conducteur, puis à l'état passant lorsque le VO₂ est à l'état métallique.
- en parallèle, où un motif de VO₂ relie la ligne centrale d'un guide CPW à la ligne de masse. Dans ce cas, le commutateur est à l'état passant lorsque le VO₂ est à l'état semi-conducteur et à l'état bloqué lorsque le VO₂ est à l'état métallique (le signal est alors court-circuité à la masse).

Ces commutateurs sont caractérisés suite à des actionnements thermique et électrique du VO₂.

Nous avons également réalisé un commutateur à deux terminaux où la transition semi-conducteur métal est initiée par chauffage par effet Joule. On polarise une couche de carbone dopé au nickel résistive déposée à la surface du VO₂, pour chauffer le motif de VO₂ au-delà de sa température de transition.

II. Commutateurs électriques à deux terminaux à base de VO₂

Nous avons fabriqué des dispositifs électriques à deux terminaux permettant de caractériser électriquement le comportement du matériau. Les dispositifs que l'on veut fabriquer sont des commutateurs simples constitués de deux lignes conductrices en or, reliées entre elles par un motif de VO₂. Le principe de fonctionnement est illustré dans la **Figure II.1**.

Lorsqu'on applique une tension continue sur les électrodes reliées entre elles par un motif de VO₂, on a deux cas de figure :

- quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, la résistance du motif de VO₂ est grande ($> 10 \text{ k}\Omega$), très peu de courant circule dans le composant et le commutateur est à l'état bloqué,
- quand le VO₂ est à l'état métallique, la résistance du motif de VO₂ devient faible ($\sim 5 \Omega$) : il y a formation d'un court-circuit entre les deux lignes conductrices et le commutateur est à l'état passant.

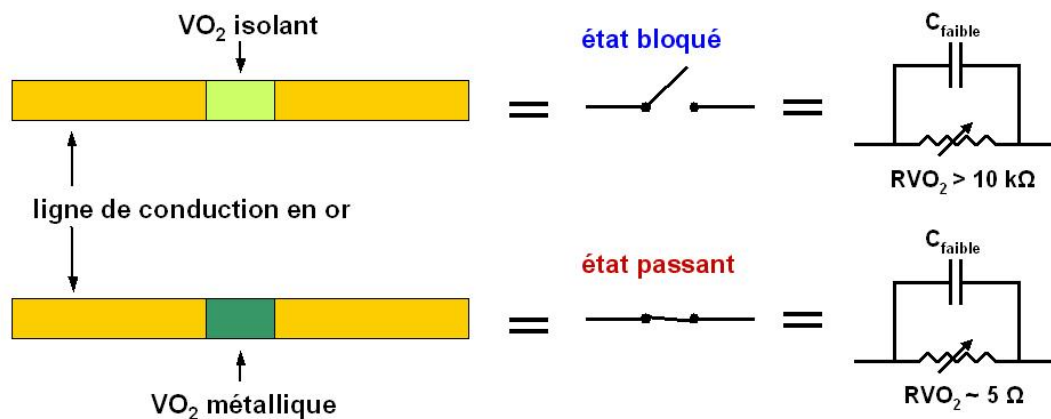


Figure II.1 : Schéma de principe de fonctionnement général d'un commutateur basé sur la transition semi-conducteur métal du VO₂ et son circuit équivalent.

Le design des commutateurs est réalisé grâce au logiciel 2.5 D ADS Momentum. Il est ensuite converti sous forme de masques de résine photosensible par un procédé d'exposition et de développement photographique dans la salle blanche de la plate-forme technologique

PLATINOM de XLIM. On utilise ces masques pour définir et faciliter l'alignement des motifs qui formeront le circuit définitif à réaliser. On distingue principalement deux étapes utilisées en lithographie : la gravure et le lift-off (**Annexe III**).

La fabrication des commutateurs à deux terminaux à base de VO_2 ne requiert que deux niveaux de masque. La couche de VO_2 est déposée par PLD sur le substrat, puis elle est gravée afin d'obtenir les parties actives des futurs commutateurs. On dépose ensuite successivement par évaporation, une fine couche d'accrochage de titane puis une couche d'or qui est ensuite épaissie par électrolyse. Les motifs des électrodes sont enfin réalisés par gravure humide. Les étapes de la fabrication de ces commutateurs sont détaillées en **Annexe III**. Un exemple de circuit obtenu par ces procédés de fabrication est photographié dans la **Figure II.2**.

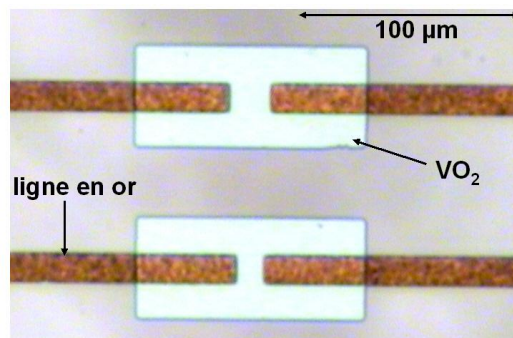


Figure II.2 : Photographie de commutateurs à base de VO_2 obtenus par le procédé de fabrication détaillé en Annexe III.

Afin de caractériser les commutateurs on étudie leurs propriétés électriques à l'état passant et à l'état bloqué, en initiant la transition du motif de VO_2 thermiquement, et électriquement (en signaux continus et pulsés pour mesurer le temps de réponse du commutateur).

II.1. Activation thermique et électrique des commutateurs à deux terminaux à base de VO_2

II.1.1. Activation thermique des commutateurs

On souhaite déterminer les caractéristiques électriques d'un commutateur à base de VO_2 en initiant la transition semi-conducteur métal thermiquement. Pour y parvenir, on mesure la résistance du motif de VO_2 en fonction de la température avec un multimètre

Keithley 26u en mode ohmmètre. Le schéma équivalent du montage électrique est présenté dans la **Figure II.3**. On impose une tension continue V_{ap} de 3 mV aux bornes d'un motif de VO_2 . La tension choisie doit être inférieure à la tension seuil provoquant l'actionnement du VO_2 ; elle doit également être suffisamment faible pour induire le moins possible de phénomènes d'échauffement du matériau par effet Joule.

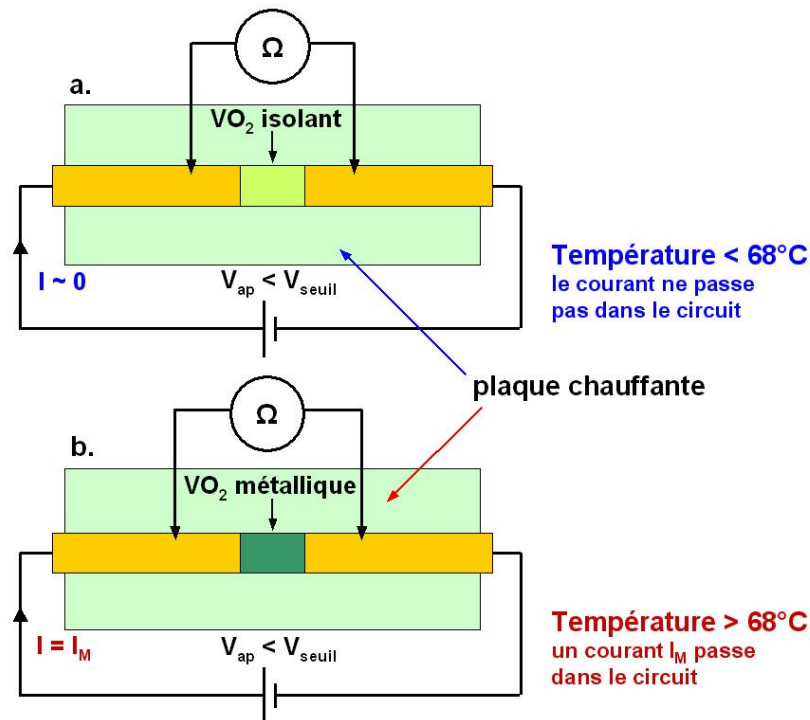


Figure II.3 : Schéma de fonctionnement d'un commutateur à base de VO_2 actionné thermiquement à l'état bloqué (a.) et à l'état passant (b.).

Le film de VO_2 , utilisé pour effectuer ces mesures, a une épaisseur d'environ 265 nm. Les résultats obtenus sont représentés dans la **Figure II.4**. A basse température le VO_2 est dans l'état semi-conducteur et présente une résistivité de $2.6 \times 10^{-3} \Omega \cdot cm$, le commutateur est à l'état bloqué. Jusqu'à une température de $72^\circ C$, la résistivité du VO_2 décroît progressivement jusqu'à $3 \times 10^{-4} \Omega \cdot cm$, puis chute brutalement jusqu'à atteindre une résistivité d'environ $8 \times 10^{-8} \Omega \cdot cm$. Le VO_2 est alors à l'état métallique, le commutateur à l'état passant et un courant I_M le traverse. Le rapport des résistances entre l'état isolant et métallique est d'environ 30 000, ce qui représente un saut de résistivité de grande amplitude. Quand on diminue la température, le VO_2 redevient semi-conducteur pour une température d'environ $69^\circ C$. L'hystérésis de la transition est étroit, d'environ $5^\circ C$, ce qui est signe d'une grande qualité du matériau.

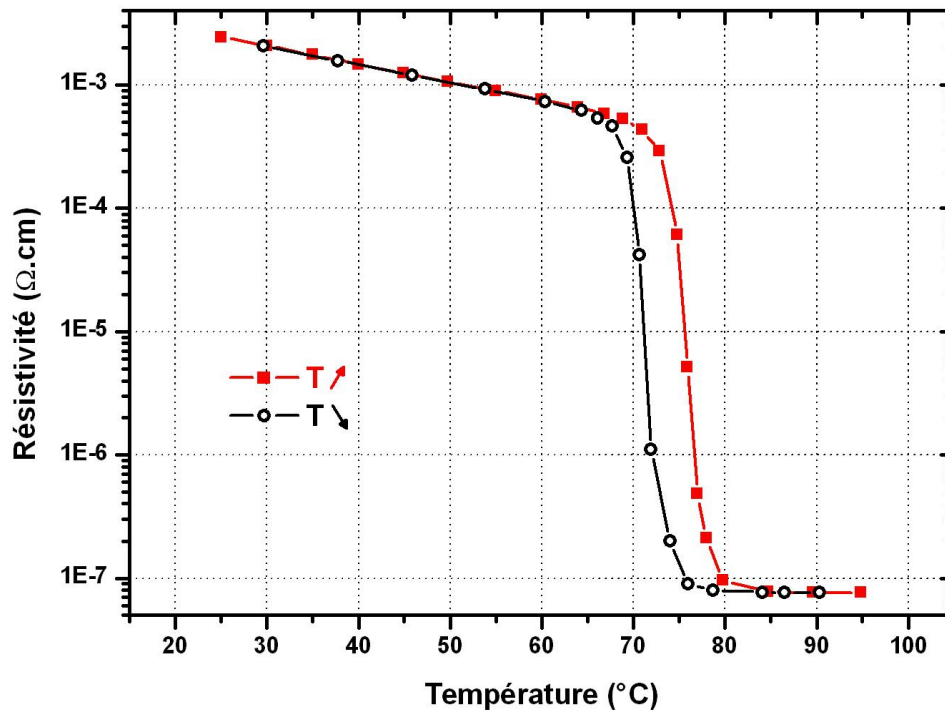


Figure II.4 : Résistivité en fonction de la température d'un motif de VO₂ (commutateur à deux terminaux) de 30 μm de long, 65 μm de large et 265 nm d'épaisseur.

On peut remarquer que la transition entre l'état semi-conducteur et l'état métallique se produit à 72°C. Il est fréquent que la température de transition mesurée du VO₂ ne soit pas de 68°C (température de transition théorique) car le thermocouple n'est pas situé à la surface du circuit mais au niveau du régulateur de température.

La **Figure II.5** montre l'influence de la longueur du motif L de VO₂, implémenté entre deux électrodes, sur la résistance du matériau pendant la transition semi-conducteur métal.

La résistance du VO₂ est proportionnelle à L. Plus L est grand, plus les résistances aux états semi-conducteur R_{off} et métallique R_{on} sont grandes. Les motifs de VO₂ de 30 et 50 μm de long ont respectivement des résistances à l'état métallique de $R_{on} = 15 \Omega$ et 31Ω et à l'état semi-conducteur de $R_{off} = 430 \text{ k}\Omega$ et $605 \text{ k}\Omega$. Les valeurs de R_{on} sont élevées, en comparaison des résistances de contact à l'état passant des autres technologies de commutateurs (**Tableau I.1**).

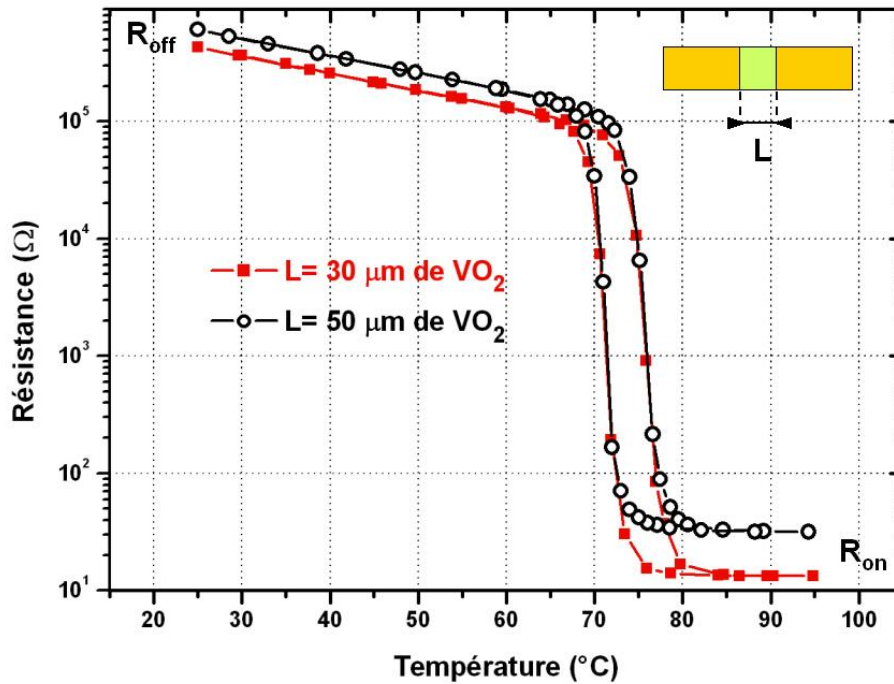


Figure II.5 : Résistance en fonction de la température de deux motifs de VO₂ de 65 μm de large, avec des longueurs L de 30 et 50 μm (la couche de VO₂ a une épaisseur de 265 nm).

Pour la réalisation de commutateurs, il est nécessaire qu'à l'état passant, le commutateur présente une faible résistance R_{on} pour limiter ses pertes d'insertion. Il faut donc réduire la longueur L des motifs de VO₂ mais on diminue alors obligatoirement la résistance d'isolation R_{off}. Cependant, comme cette résistance offre une isolation très satisfaisante, une variation de quelques dizaines de kΩ n'est absolument pas critique pour les propriétés d'isolation du commutateur.

II.1.2. Activation électrique des commutateurs

II.1.2.1. Caractéristiques I-V des commutateurs à deux terminaux

Comme nous l'avons déjà mentionné dans le **Chapitre I**, l'actionnement thermique des films de VO₂ met en jeu des mécanismes cinétiques lents. La transition du VO₂ est beaucoup plus rapide quand elle est induite optiquement ou électriquement conduisant à des temps de réponse de l'ordre de la centaine de femto seconde [Ste00][Cav01][Cav05]. Cependant, l'actionnement purement électrique (par injection de charges) du VO₂ est difficilement réalisable, car le courant circulant dans le matériau induit une augmentation de

la température par effet Joule. Pour caractériser la réponse électrique des commutateurs (caractéristique I-V) soumis à un actionnement électrique du VO₂, nous avons réalisé le circuit schématisé dans la **Figure II.6**.

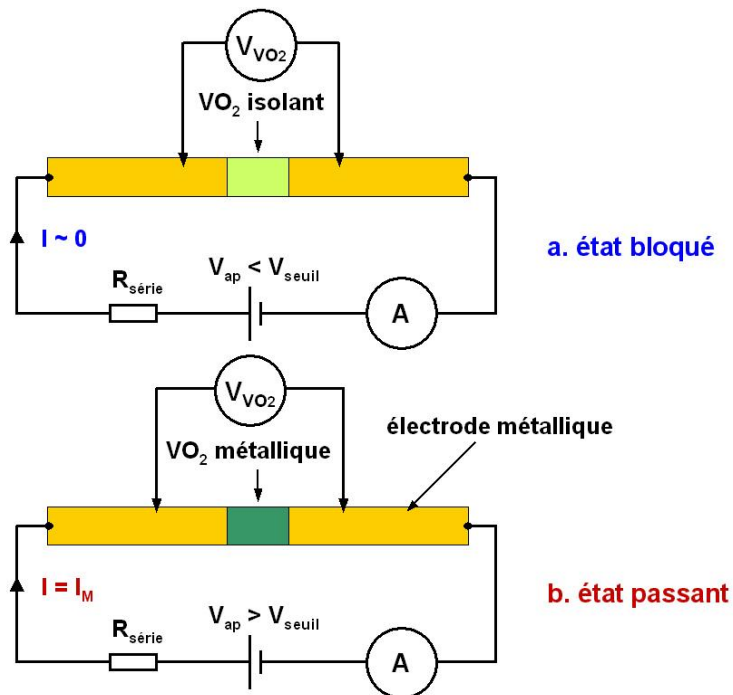


Figure II.6 : Schéma représentant la caractérisation I-V d'un commutateur à deux terminaux à base de VO₂. Le commutateur est à l'état passant $V_{ap} < V_{seuil}$ (a.) et à l'état bloqué $V_{ap} > V_{seuil}$ (b.).

Le commutateur à base de VO₂ est monté en série avec un générateur de tension continue et une résistance en série $R_s = 980 \Omega$. On utilise une résistance en série pour limiter l'intensité dans le circuit lorsque le commutateur est à l'état passant. Nous avons effectué deux types de mesures :

- l'enregistrement de la tension V_{VO_2} (tension aux bornes du VO₂) en fonction d'un courant I que l'on impose,
- l'enregistrement du courant I circulant dans le circuit en fonction de la tension appliquée par le générateur V_{ap} .

Les mesures sont réalisées en mode impulsionnel à l'aide d'une source Keithley 26u, en appliquant un train d'impulsions en tension ou en courant rapides avec une amplitude croissante (la durée de l'impulsion est de 0.1 seconde ; on ne revient pas à 0 volt ou 0 mA entre les impulsions). On choisit la durée de l'impulsion la plus courte possible (0.1 seconde), afin de limiter l'échauffement du VO₂ par effet Joule. Des mesures représentatives de la

caractéristique I-V d'un commutateur à deux terminaux à base de VO₂ sont représentées dans la **Figure II.7**.

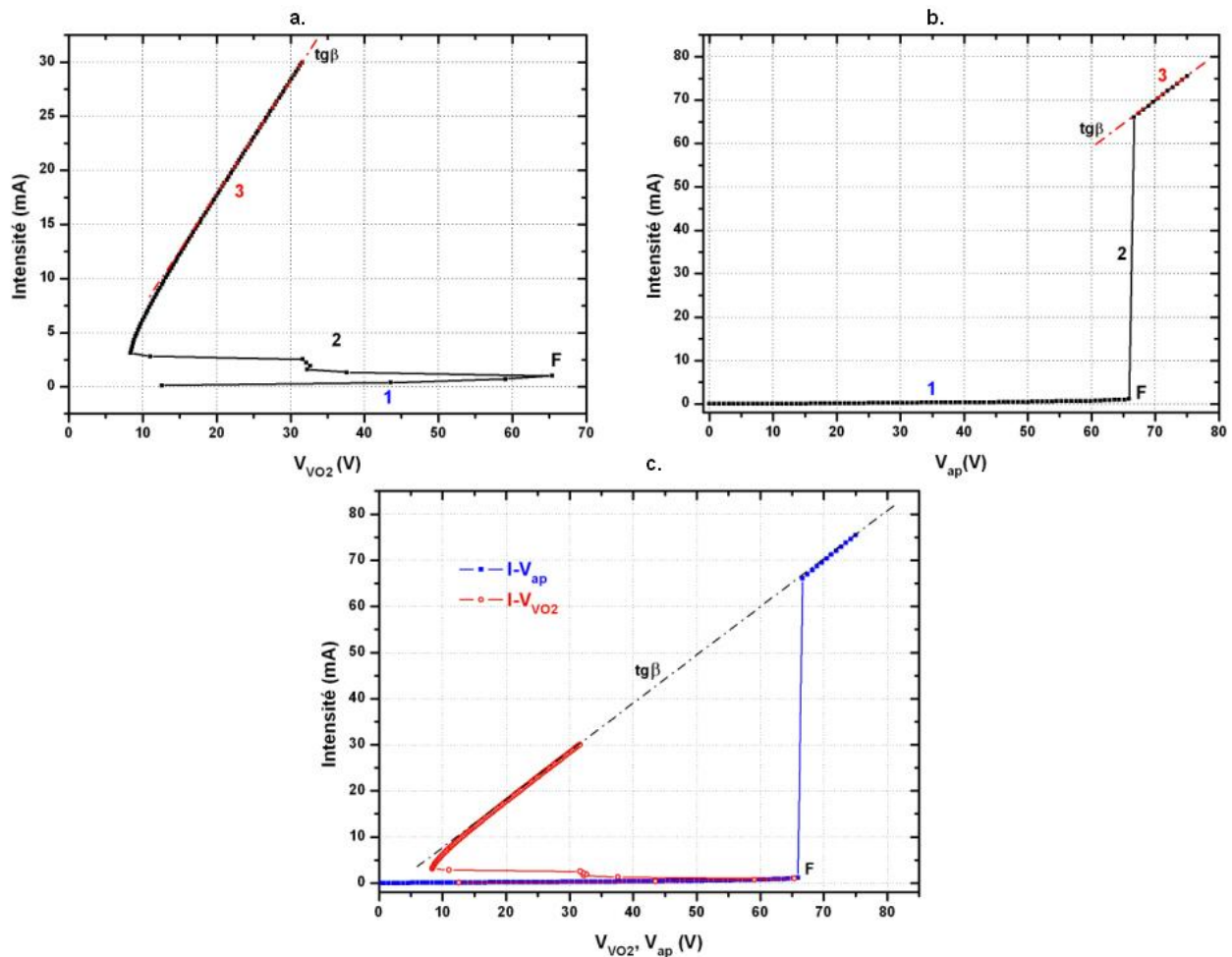


Figure II.7 : (a.) Caractéristiques I-V_{VO2} et (b.) I-V_{ap} d'un commutateur à deux terminaux intégrant un motif de VO₂ de 20 μm de long, 65 μm de large et d'une épaisseur de 265 nm, avec une résistance en série de 980 Ω à 30°C. (c.) Caractéristiques I-V_{VO2} et I-V_{ap} du même commutateur à deux terminaux.

La caractéristique $I = f(V_{VO2})$ (**Figure II.7 (a.)**) présente trois régimes de fonctionnement. Dans la première partie de la courbe pour des intensités inférieures à 1.2 mA (partie 1 sur la **Figure II.7 (a.)**), le VO₂ est à l'état semi-conducteur. La forme de la courbe dans cette zone est sujette à discussion, les mécanismes de conduction sont complexes et n'ont pas encore été déterminés. Le point F correspond au point d'instabilité donnant la tension et l'intensité seuils de transition V_s et I_s ($V_s = 66$ V et $I_s = 1$ mA). Quand la tension dépasse la valeur seuil de 66 V, une zone non-linéaire apparaît, caractéristique d'une résistance différentielle négative (partie 2) ; la tension V_{VO2} chute car la résistivité du

matériau diminue. La valeur du courant seuil avant que la transition ne s'opère, correspond à une densité de courant $n_c = 5.8 \times 10^3 \text{ A.cm}^2$. Cette valeur est environ un ordre de grandeur inférieure à celle de la littérature [Ste00][Cha05], obtenue pour des films d'épaisseur au moins deux fois plus faibles. De plus, le calcul suppose que le matériau transite entièrement mais ce n'est sans doute pas le cas. Quand on augmente encore V_{ap} , le VO_2 devient métallique et retrouve un comportement ohmique caractérisé par la pente positive $\text{tg}\beta$ (partie 3). Le motif de VO_2 atteint une résistance de 7Ω quand il est à l'état métallique, alors que sa résistance à l'état semi-conducteur était supérieure à $200 \text{ k}\Omega$.

La caractéristique $I = f(V_{ap})$ (**Figure II.7 (b.)**) présente également ces trois régimes de fonctionnement. Dans la première partie de la courbe (partie 1 sur la **Figure II.7 (b.)**), quand la tension appliquée (V_{ap}) est inférieure à 66 V , le VO_2 est à l'état semi-conducteur. Au point d'instabilité F où le VO_2 transite vers un état métallique, un saut d'intensité apparaît (partie 2), correspondant au deuxième régime de fonctionnement. L'intensité circulant dans le circuit augmente car la résistivité du VO_2 diminue. Quand on augmente encore V_{ap} au delà de 67 V , on atteint le troisième régime de fonctionnement (partie 3), où le VO_2 est métallique et a un comportement ohmique caractérisé par la pente $\text{tg}\beta$. La densité de courant maximale mesurée sur des échantillons équivalents avant la destruction du motif de VO_2 est de $5.22 \times 10^5 \text{ A.cm}^2$. La concordance des caractéristiques $I-V_{\text{VO}_2}$ et $I-V_{ap}$ est mise en évidence sur la **Figure II.7 (c)**. La mesure de $I-V_{\text{VO}_2}$ décrit la caractéristique complète $I-V$ du commutateur, avec la région correspondant à une résistance différentielle négative (partie 2 sur la **Figure II.7 (a.)**). Elle se confondrait avec la mesure $I-V_{ap}$ si l'intensité continuait à augmenter. Lors de la mesure $I-V_{ap}$, on impose la tension V_{ap} , ce qui ne permet pas de voir la chute de tension liée au comportement du VO_2 quand on dépasse le point d'instabilité F.

Des mesures effectuées suivant le même mode opératoire montrent l'évolution de la résistivité d'un commutateur à base de VO_2 de même type mais de longueur plus importante ($30 \mu\text{m}$ de long, $65 \mu\text{m}$ de large et 265 nm d'épaisseur) en fonction de la tension appliquée V_{ap} (**Figure II.8**).

La résistivité de ce motif de VO_2 est déterminée par la mesure de la caractéristique $I-V_{ap}$ du commutateur. Cette caractéristique (**Figure II.8 (a.)**) est mesurée pendant un cycle de montée et descente de la tension V_{ap} . Lorsque la tension V_{ap} augmente, on retrouve le même comportement que celui de la caractéristique $I-V_{ap}$ présentée dans la **Figure II.7 (b.)**, avec un point d'instabilité et une pente $\text{tg}\beta$ différents ($n_c = 1.38 \times 10^3 \text{ A.cm}^2$).

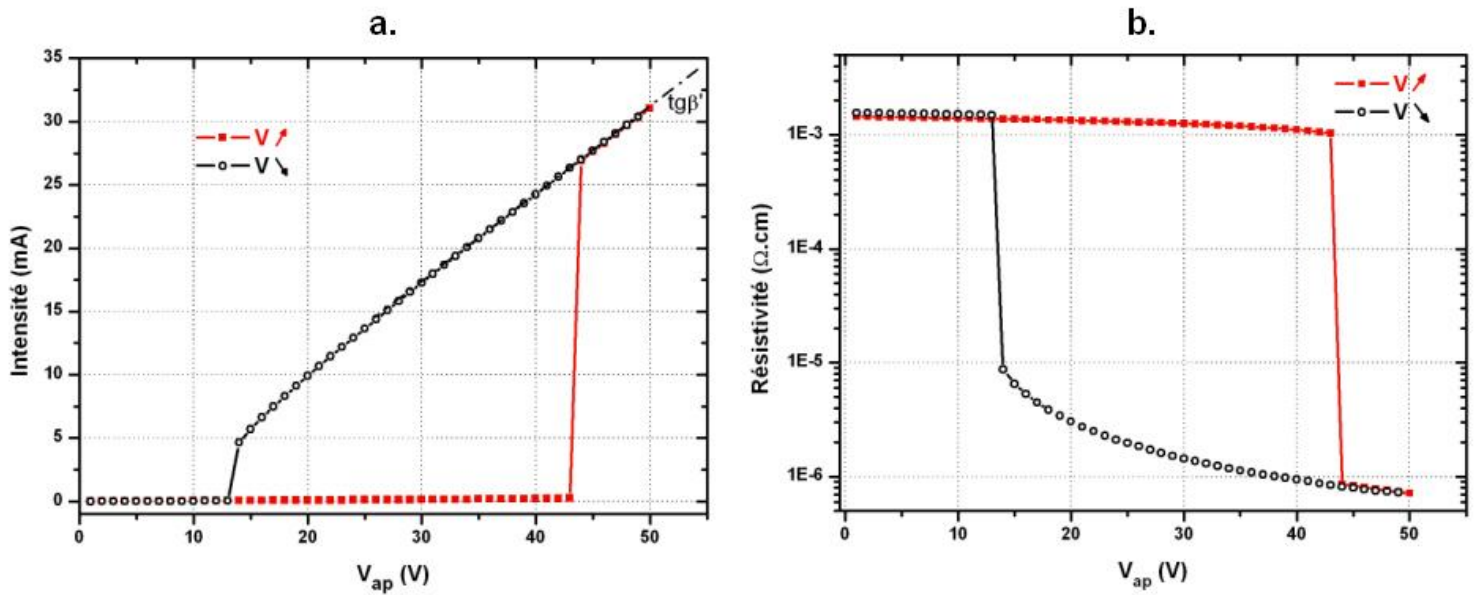


Figure II.8 : (a.) Caractéristique I - V_{ap} d'un commutateur à deux terminaux intégrant un motif de VO₂ de 30 μm de long, 65 μm de large et d'une épaisseur de 265 nm et (b.) résistivité d'un motif de VO₂ de 30 μm de long, 65 μm de large et d'une épaisseur de 265 nm en fonction de la tension appliquée au commutateur V_{ap} , à 20°C.

Lorsqu'on diminue la tension V_{ap} ((**Figure II.8 (a.)** courbe bleue), on retrouve le même enchaînement des régimes de fonctionnement de la courbe I - V_{ap} dans l'ordre inverse. Le VO₂ reste à l'état métallique (régime ohmique) jusqu'à une valeur de 14 V où un second saut d'intensité apparaît. Pour des tensions inférieures ou égales à 13 V, le VO₂ est de nouveau à l'état semi-conducteur. Comme dans le cas d'un actionnement thermique des commutateurs, il existe un hystérésis lors du désactionnement du VO₂, quand la tension V_{ap} diminue. De la même manière, quand on augmente la tension de 1 à 43 V, la résistivité du VO₂ reste à une valeur quasi-constante de $0.4 \times 10^{-3} \Omega \cdot \text{cm}$ (dans le commutateur à deux terminaux caractérisé dans la **Figure II.7**, avec une longueur de VO₂ de 20 μm , on trouve une résistivité proche à l'état métallique de $1.3 \times 10^{-3} \Omega \cdot \text{cm}$). A 44 V la tension seuil est atteinte, et la résistivité chute brutalement jusqu'à une valeur de $8 \times 10^{-7} \Omega \cdot \text{cm}$. En comparant ces résistivités avec celles obtenues dans la **Figure II.4**, dans le cas d'une activation du matériau par voie thermique, on s'aperçoit que l'amplitude du saut de résistivité est divisée par un coefficient d'environ 10. Les résistivités à l'état semi-conducteur sont du même ordre de grandeur dans les deux cas. La résistivité à l'état métallique du VO₂ quand il est activé électriquement est environ 10 fois plus grande que dans le cas d'une activation thermique. L'explication de ce phénomène a été trouvée intuitivement par une observation microscopique

de la surface du VO₂. Il faut savoir que lorsque le VO₂ devient métallique, il devient légèrement plus foncé. Nous avons remarqué que lors d'un actionnement électrique, seulement une petite partie du matériau formant un chemin conducteur entre les deux lignes d'or devient métallique. Il faut donc augmenter la tension jusqu'à des valeurs plus élevées (~ 100 V) pour transformer l'ensemble du motif de VO₂ à l'état métallique et atteindre des valeurs de résistivités comparables à celles obtenues avec un actionnement thermique.

Nous avons tenté de déterminer l'influence de la température sur la transition du VO₂ pendant un actionnement électrique (**Figure II.9 (a.)** et **(b.)**).

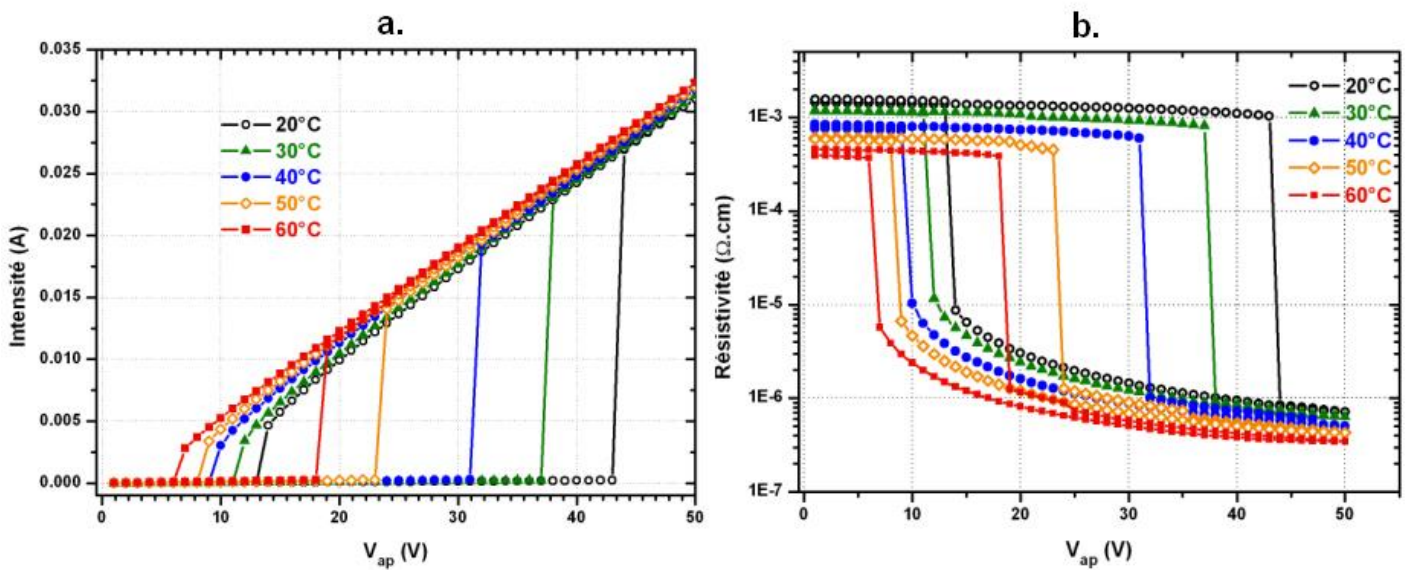


Figure II.9 : (a.) Caractéristiques I-V_{ap} d'un commutateur à deux terminaux, intégrant un motif de VO₂ (de 30 µm de long, 65 µm de large et d'une épaisseur de 265 nm) pour différentes températures (20, 30, 40, 50 et 60°C) et (b.) résistivité du même motif de VO₂ en fonction de la tension appliquée au circuit V_{ap} pour les mêmes températures.

On mesure les caractéristiques I-V de ces commutateurs en les maintenant en température. Plus la température est élevée, plus la tension seuil permettant l'actionnement électrique du VO₂ est faible. L'énergie thermique fournie au VO₂, entraîne une diminution de la contribution en énergie électrique nécessaire pour atteindre le seuil de transition du matériau. On peut remarquer, dans la **Figure II.9 (b.)**, que la résistivité mesurée à 60°C à l'état métallique est 50 % plus petite que celle mesurée à 20°C. Le chemin de conduction dans le VO₂ s'est élargi sous l'effet de l'apport d'énergie dû à l'augmentation de la température, ce qui a pour effet de diminuer la résistance globale du motif.

La question est de savoir quel type d'actionnement intervient lorsqu'on excite un motif de VO₂ électriquement. En effet, un actionnement électrique du VO₂ induit un phénomène de chauffage du matériau par effet Joule. On peut donc se demander : s'agit t'il d'un actionnement par injection de charges dans la structure électronique du matériau ? D'un actionnement thermique induit par effet Joule lors du passage du courant dans le matériau ? Ou, s'agit t'il d'une combinaison des deux mécanismes ? Une étude réalisée par Gopalakrishnan et al. [Gop09] montre que l'augmentation de la température induite par l'effet Joule au point d'instabilité F d'un commutateur à deux terminaux, n'est à priori pas suffisante pour provoquer la transition semi-conducteur métal du matériau. A partir des résultats de la littérature, ils ont tracé l'élévation de la température au point F en fonction des dimensions des motifs de VO₂ (**Figure II.10**), mettant en évidence une élévation de température n'excédant pas quelques degrés pour des dimensions de l'ordre de 100 μm. Ces résultats stipulent de ce fait, que la transition est essentiellement due à l'injection de charges.

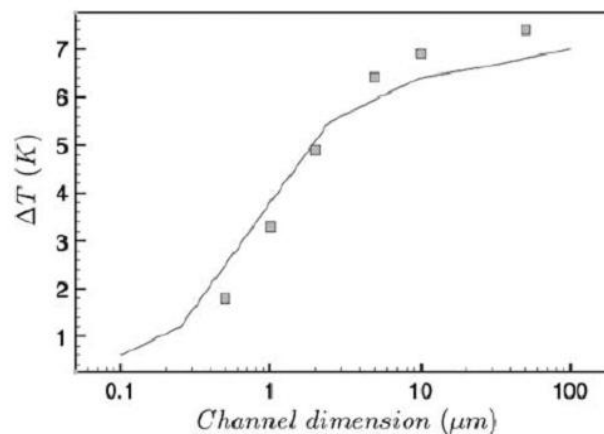


Figure II.10 : Représentation de l'augmentation maximale de la température au point d'instabilité F à la surface du motif de VO₂ en fonction de sa largeur pour une longueur fixée (ligne pleine) et en fonction de sa longueur pour une largeur fixée (carrés) pendant un actionnement électrique d'un commutateur à deux terminaux sur substrat de saphir [Gop09].

II.1.2.2. Temps de réponse des commutateurs à deux terminaux

Afin de mesurer le temps de réponse du commutateur à deux terminaux intégrant un motif de VO₂, il est soumis à des signaux périodiques (6μs) rectangulaires de tension (durée 3 μs), d'amplitude $V_{ap} = 100$ V supérieure à V_s de façon à actionner le VO₂ (**Figure II.11**), à l'aide d'un générateur Agilent 8015.

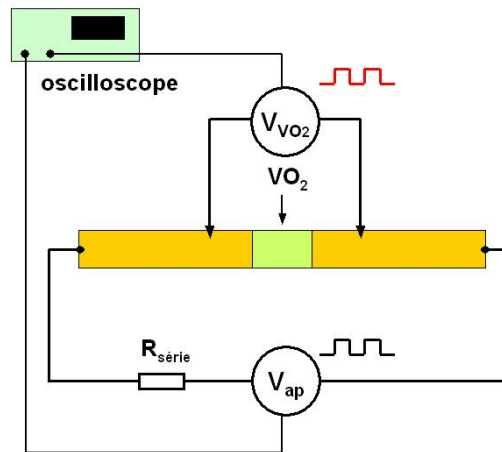


Figure II.11 : Circuit électrique du montage permettant de mesurer le temps de réponse d'un commutateur à deux terminaux à base de VO₂.

La réponse d'un commutateur à deux terminaux intégrant un motif de VO₂ (30 μm de long, 65 μm de large et d'une épaisseur de 265 nm), placé en série avec une résistance $R_{\text{série}} = 674 \Omega$ limitant l'intensité dans le circuit, est donnée sur la **Figure II.12**.

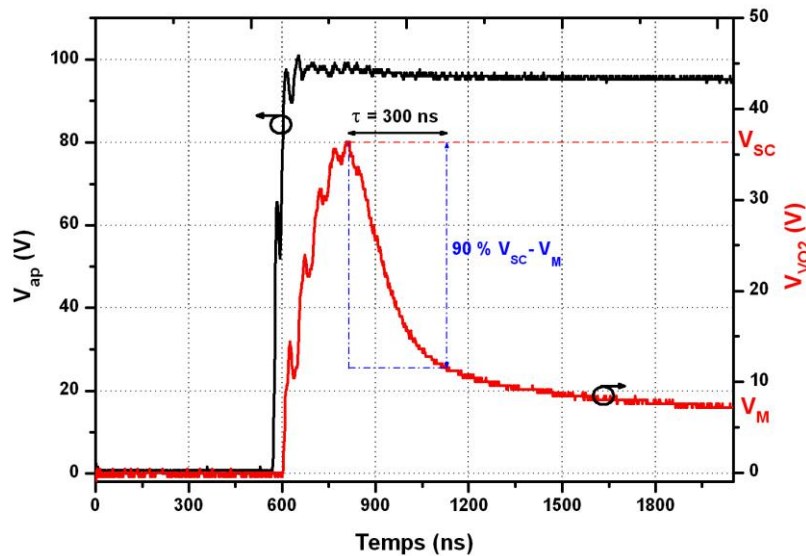


Figure II.12 : Réponse d'un commutateur à deux terminaux à base VO₂ (20 μm de long, 65 μm de large et d'une épaisseur de 265 nm) soumis à une impulsion de 3 μs d'amplitude $V_{\text{ap}} = 100 \text{ V}$.

La tension V_{VO_2} (courbe rouge **Figure II.12**) aux bornes du commutateur passe par un maximum correspondant à la tension aux bornes du motif de VO₂ quand il est à l'état semi-conducteur juste avant de passer à l'état métallique. Comme la tension V_{ap} est supérieure à V_s ,

le matériau devient métallique et la tension V_{VO_2} diminue jusqu'à la valeur V_M qui correspond au stade de transformation à l'état métallique le plus complet. Le temps de commutation τ est égal au temps nécessaire à une diminution de 90 % de la tension $V_{SC}-V_M$. En d'autres termes, on estime le temps de commutation τ , au temps nécessaire à transformer 90 % du motif de VO_2 à l'état métallique. Il est ici de $\tau \sim 300$ ns.

Le temps de réponse est cependant difficile à mesurer à cause de la constante de temps globale du circuit (incluant le générateur). On peut voir sur la **Figure II.12** que la tension V_{VO_2} n'augmente pas simultanément avec la tension d'entrée V_{ap} : il y a un décalage temporel de l'ordre de 40 ns, dû à la capacité du générateur d'impulsions [Cha05]. Afin de déterminer l'influence de la constante de temps du circuit, nous avons réalisé le montage consistant à mettre en série une résistance R variable (à la place du motif de VO_2) avec la résistance de protection $R_{série} = 674 \Omega$ et à appliquer une tension V_{ap} constante de 59 V. Le temps nécessaire à la stabilisation de la tension V_R dépend fortement de la résistance R (**Figure II.13**). De façon analogue, le temps nécessaire à la stabilisation de la tension V_{VO_2} dépend de la résistance du motif de VO_2 . Il est donc difficile de déterminer précisément le temps de réponse du commutateur. Cependant, pour s'affranchir de la constante de temps globale du circuit, nous avons mesuré le temps de réponse $\tau = 300$ ns une fois la tension V_{VO_2} stabilisée (**Figure II.12**).

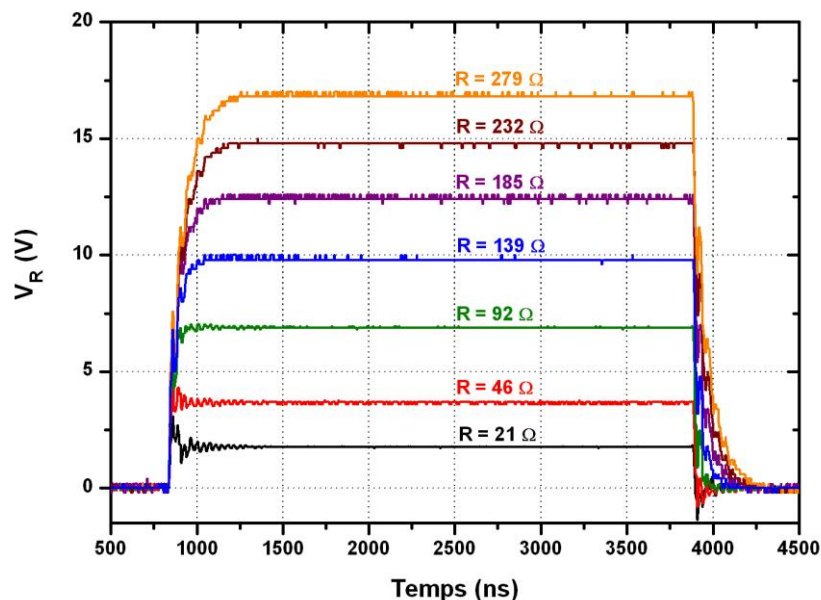


Figure II.13 : Influence de la résistance R placée en série avec une résistance $R_{série} = 674 \Omega$ sur le temps de stabilisation de la tension V_R .

La vitesse de la transition du VO₂ pendant un actionnement électrique dépend de l'amplitude de la tension $V_{ap} > V_s$ que l'on applique (**Figure II.14**). Plus la tension appliquée V_{ap} est grande, plus la tension V_{VO_2} atteint rapidement la valeur minimale de tension V_M (V_M est la valeur de la tension aux bornes du motif de VO₂ quand le VO₂ est à l'état métallique), donc plus la réponse du commutateur est rapide.

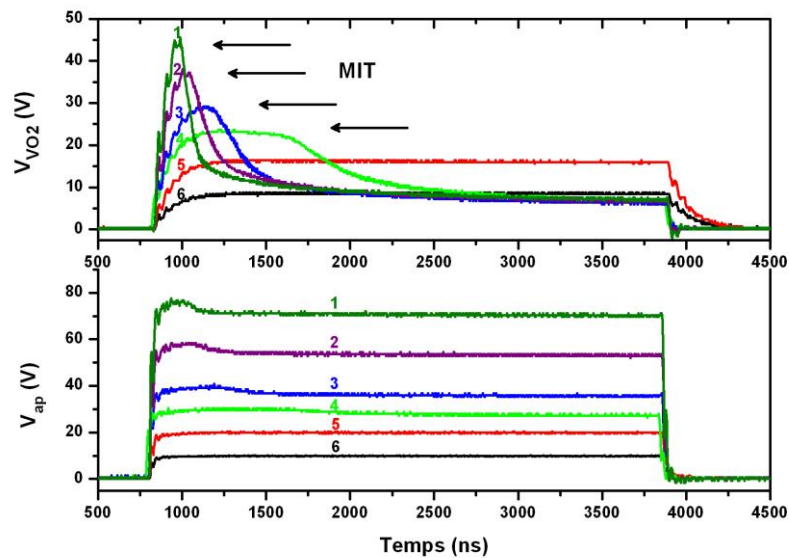


Figure II.14 : Influence de l'amplitude de la tension V_{ap} sur le temps de réponse d'un commutateur à deux terminaux intégrant un motif de VO₂ de 20 μm de long, 65 μm de large et d'une épaisseur de 265 nm.

Les **Figures II.13** et **II.14** montrent qu'il est difficile de mesurer avec exactitude le temps de réponse des commutateurs à deux terminaux à base de VO₂. Cependant, ces premiers résultats témoignent que la transition du matériau entre l'état semi-conducteur et l'état métallique est rapide et de durée inférieure à celle des micro-commutateurs mécaniques, mais supérieure à celle des micro-commutateurs solides. De nombreux travaux restent à faire dans cette voie, car en théorie, le temps de transition de ce matériau pourrait atteindre des valeurs de l'ordre de la picoseconde.

II.1.3. Modification des propriétés de transmission optique du VO₂ pendant l'activation électrique

De par ses propriétés optiques, le VO₂ peut être un candidat au remplacement des modulateurs (acousto-optiques, électro-optiques, dispositifs MOEMS...) dans les systèmes

optiques actuels. Dans le cadre d'un des projets du laboratoire concernant l'intégration du VO₂ dans des cavités laser, nous avons caractérisé la réponse optique du VO₂ soumis à un actionnement électrique. Le dispositif expérimental permettant de mesurer la transmission optique d'un film mince de VO₂, déposé sur un substrat transparent en quartz à une longueur d'onde $\lambda = 1536$ nm, est schématisé dans la **Figure II.15**. Pour réaliser cette mesure, nous utilisons un commutateur à deux terminaux intégrant un motif de VO₂ de 5 μm de long et de 30 nm d'épaisseur.

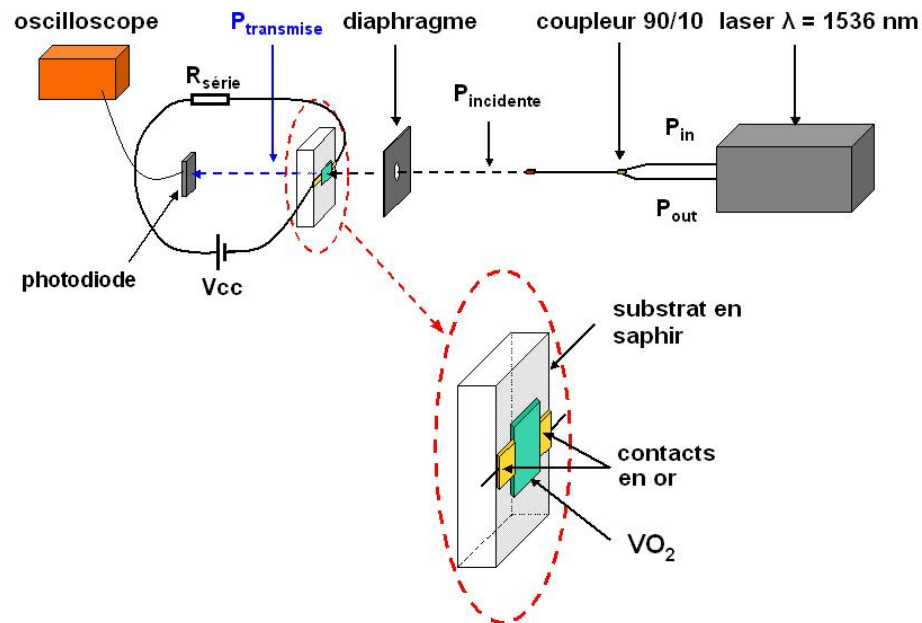


Figure II.15 : Schéma de principe de la mesure en transmission à partir d'un commutateur à deux terminaux intégrant un motif de VO₂ de 5 μm de longueur et 30 nm d'épaisseur.

Le principe de la mesure est d'envoyer perpendiculairement au VO₂ un signal incident entre les contacts d'or, et de mesurer la puissance transmise. Pendant cette mesure, on applique une tension $V_{cc} > V_s$ aux bornes du motif de VO₂, ce qui permet de faire transiter le VO₂ dans l'état métallique. On peut voir sur la **Figure II.16** que le VO₂ est à l'état semi-conducteur pour de faibles valeurs de V_{cc} (la puissance est transmise) et que la transition vers l'état métallique s'effectue brutalement à 30 V (la puissance est réfléchi).

Pour diminuer les pertes par réflexion sur les contacts en or, le faisceau incident a été réduit à un diamètre de l'ordre de la distance inter-contacts par un diaphragme (5 μm). La focalisation par une lentille du faisceau laser n'est pas envisageable car on atteindrait des densités de puissances qui détruiraient le film de VO₂.

La puissance du faisceau incident est de $180 \mu\text{W}$. Une résistance de 671Ω est mise en série avec le VO_2 pour limiter l'intensité qui pourrait endommager le matériau quand il devient métallique. La transition semi-conducteur métal du matériau entraîne une chute de 85 % de la transmission du film, valeur qui est en accord avec la littérature à cette longueur d'onde.

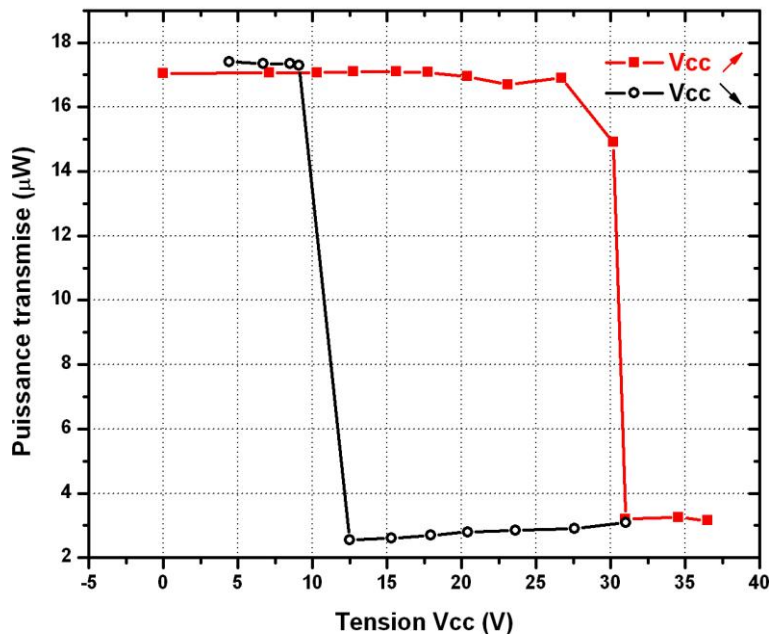


Figure II.16 : Puissance transmise dans le motif de VO_2 de 30 nm d'épaisseur en fonction de V_{cc} à $\lambda = 1536 \text{ nm}$.

III. Intégration de films de VO_2 dans des guides coplanaires (CPW)

III.1. Principe de fonctionnement et fabrication des commutateurs micro-ondes à base de VO_2

L'important changement de résistivité du VO_2 pendant sa transition semi-conducteur métal (induite par la température ou par un champ électrique) est exploitée pour fabriquer des commutateurs coplanaires de signaux micro-ondes. Un guide coplaire est formé d'une ligne centrale conductrice séparant deux plans de masse. La ligne centrale et les plans de masse sont situés sur le même plan et sur un substrat diélectrique. Nous avons choisi de travailler sur

des guides coplanaires, principalement pour leur grande facilité de mise en œuvre. En effet, les mesures sont réalisées sur ces guides directement grâce à des pointes GSG (Ground Signal Ground). Il n'est pas nécessaire d'effectuer de mise en boîtier des circuits comme avec les lignes de transmission micro ruban. Deux types de configuration de commutateurs ont été fabriqués :

- la configuration série (**Figure II.17 (a.)**), où le VO₂, comme précédemment dans le commutateur à deux terminaux permet la liaison entre deux lignes de transmission conductrices,
- la configuration parallèle (**Figure II.17 (b.)**), où le VO₂ relie la ligne de transmission à la ligne de masse.

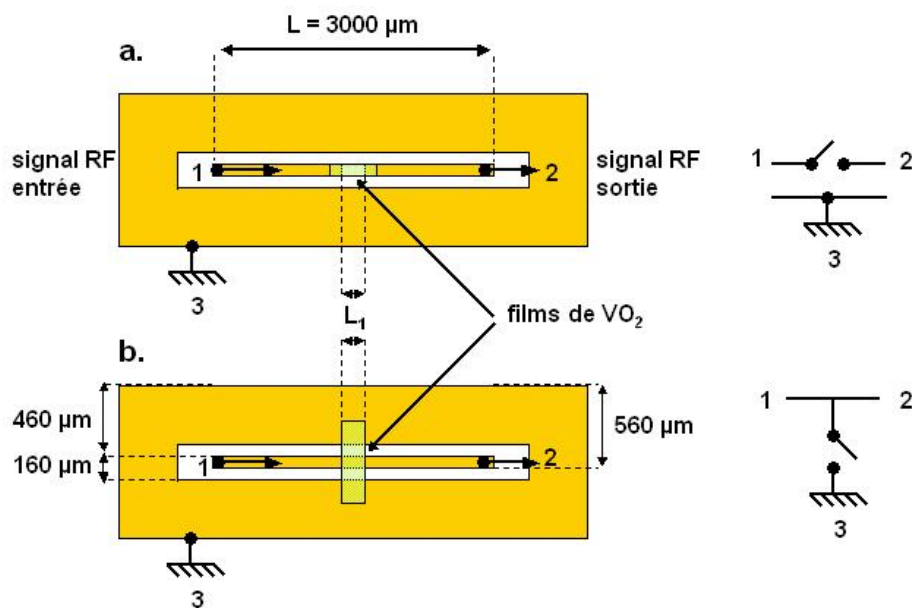


Figure II.17 : Schéma de commutateurs micro-ondes à base de VO₂ et leurs fonctions électriques équivalentes dans les configurations série (a.) et parallèle (b.).

Les dimensions des commutateurs décrites dans la **Figure II.17** sont données à titre d'exemple pour une ligne de transmission adaptée à 50 Ω mais elles peuvent être facilement réduites. Le principe de fonctionnement de ces composants est le suivant :

- Dans la configuration série (**Figure II.17 (a.)**), à température ambiante et sans mise sous tension du motif de VO₂, le matériau est à l'état semi-conducteur. Le signal micro-onde incident ne peut pas franchir le motif de VO₂ et il est réfléchi (du port 1 vers le port 1). Le commutateur est donc à l'état bloqué. A une température supérieure à la température de transition du VO₂, ou si on applique une tension supérieure à V_s (tension seuil

transition du motif de VO₂), le motif de VO₂ devient métallique et le signal est transmis dans le guide CPW (du port 1 vers le port 2). Le commutateur est alors à l'état passant.

- Dans la configuration parallèle (**Figure II.17 (b.)**), quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, le signal micro-onde est transmis avec peu de pertes dans le guide CPW (du port 1 vers le port 2) et le commutateur est à l'état passant. Quand le VO₂ est à l'état métallique (à une température élevée ou polarisé à une tension supérieure à V_s) il court-circuite le signal à la ligne de masse (le signal est réfléchi du port 1 à la ligne de masse) et le commutateur est à l'état bloqué. Ces commutateurs micro-ondes, relativement simples à mettre en œuvre (seulement deux niveaux de masque photolithographique), sont réalisés dans la salle blanche de la plate-forme PLATINOM de XLIM avec le même procédé de fabrication que les commutateurs à deux terminaux décrit en **Annexe III**.

III.2. Caractéristiques électriques des commutateurs dans le domaine micro-onde

III.2.1. Actionnement thermique des commutateurs

Pour évaluer la capacité des commutateurs à transmettre ou bloquer un signal micro-onde, on mesure les paramètres S des composants avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA) (Hewlett Packard 8722 ES) sur une très large plage de fréquence (100 MHz à 35 GHz) (**Figures II.18** et **II.19**) à température ambiante, et à température supérieure à la température de transition du VO₂. Cette mesure est réalisée avec des pointes RF GSG après avoir fait une calibration TRL (Throw, Reflexion, Load).

La **Figure II.18** montre que le commutateur en configuration série à l'état bloqué (à température ambiante) présente une très bonne isolation : le paramètre S_{21} est supérieur à 35 dB de 500 MHz à 25 GHz, et à 25 dB de 25 GHz à 35 GHz, ce qui représente d'excellentes caractéristiques d'isolation sachant que l'on considère qu'une isolation 20 dB comme satisfaisante. A 130°C, le VO₂ est à l'état métallique et le commutateur est à l'état passant. Il présente des pertes d'insertion comprises entre 2.5 et 5 dB qui sont essentiellement dues à l'implémentation du VO₂ sur le guide CPW.

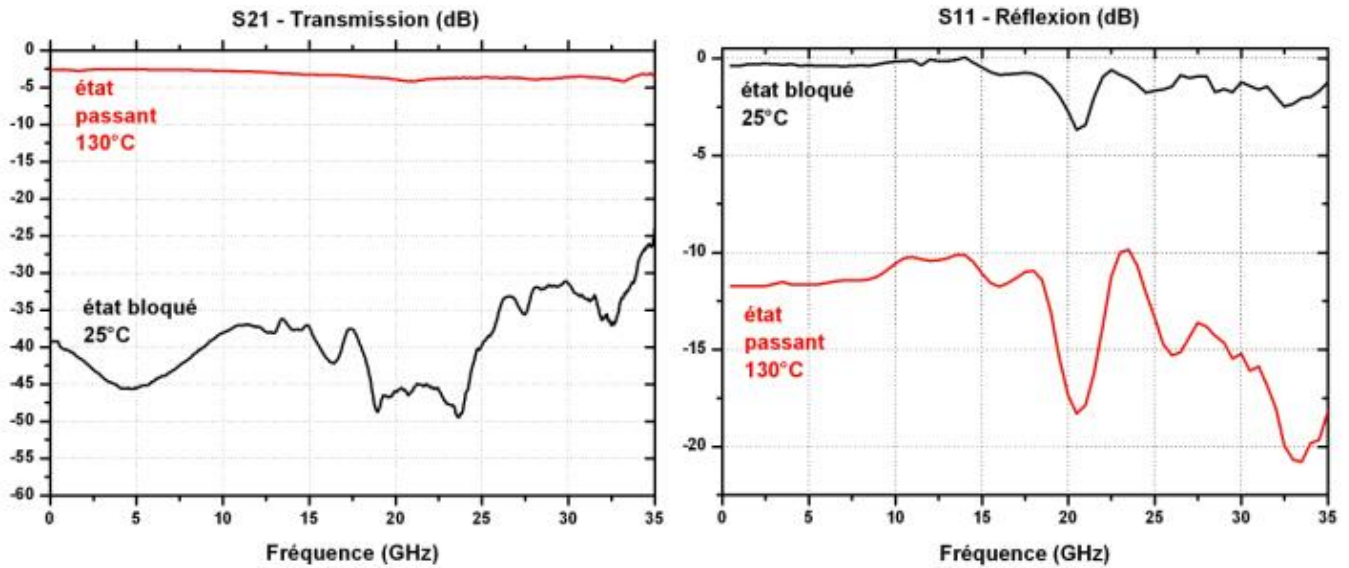


Figure II.18 : Transmission (S_{21}) et réflexion (S_{11}) à 25 et 130°C d'un commutateur en configuration série (avec une longueur L_1 de VO₂ implémentée de 500 μm et une épaisseur de 200 nm).

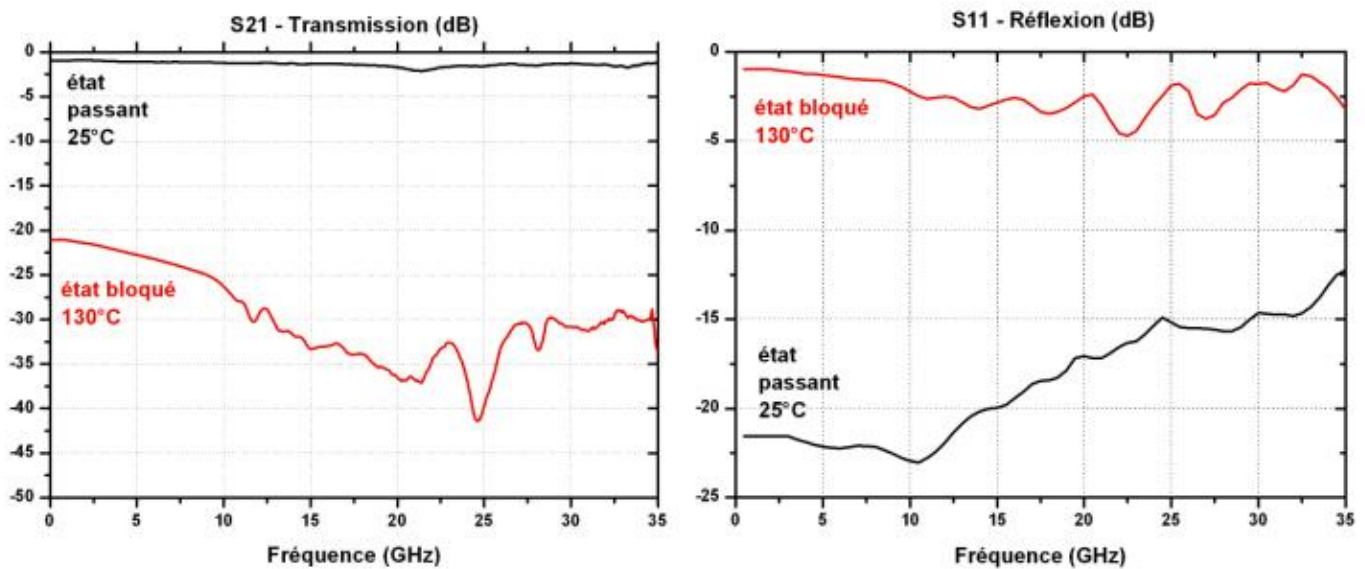


Figure II.19 : Transmission (S_{21}) et réflexion (S_{11}) à 25 et 130°C d'un commutateur en configuration parallèle (avec une longueur L_1 de VO₂ implémentée de 1000 μm et une épaisseur de 100 nm).

Le commutateur en configuration parallèle (Figure II.19) à l'état bloqué (à 130°C) présente une atténuation du signal supérieure à 20 dB de 500 MHz à 10 GHz et à 25 dB de 10 à 35 GHz. Les pertes d'insertion du commutateur à l'état passant (à température ambiante) sont seulement d'environ 0.8 dB sur toute la plage de fréquence (500 MHz à 35 GHz). On

remarque, du fait de son design, que le commutateur en configuration parallèle est moins assujéti aux pertes d'insertion à l'état passant, pertes liées à la présence du motif de VO_2 .

On peut voir que la réflexion à l'état passant dans la configuration parallèle est moins élevée (inférieure à 15 dB) que celle de la configuration en série, ce qui signifie qu'il est mieux adapté que son homologue en série.

Des mesures visant à montrer l'influence de la variation progressive de la température du film de VO_2 sur les caractéristiques électriques d'un commutateur micro-onde sont présentées dans la **Figure II.20**. La mesure est réalisée sur un commutateur en configuration parallèle sur un substrat de saphir.

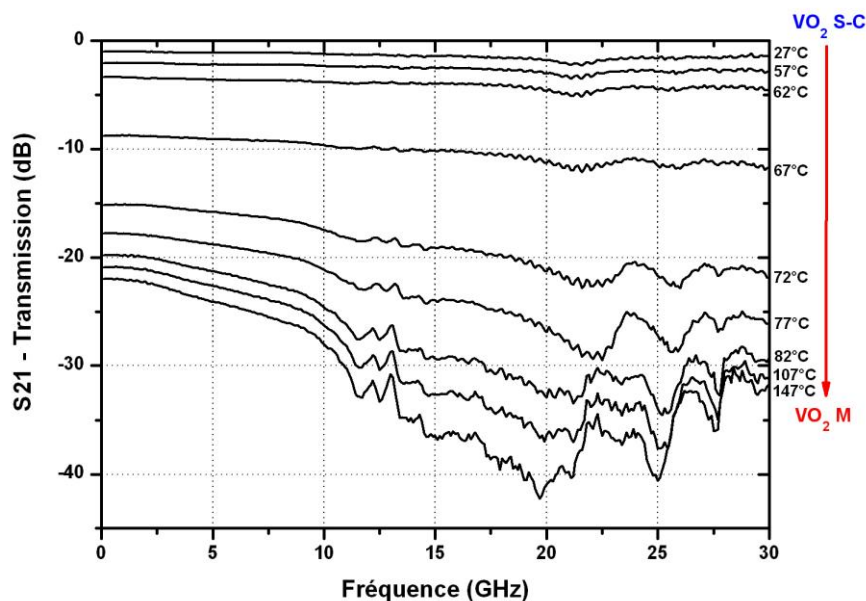


Figure II.20 : Transmission (S_{21}) d'un commutateur en configuration parallèle intégrant un motif de VO_2 de 1 mm de long et 200 nm d'épaisseur (sur substrat de saphir) en fonction de la température.

L'augmentation de la température provoque une diminution de la résistivité du motif de VO_2 , ce qui induit une augmentation des pertes dans la transmission du signal. Quand la température est supérieure à la température de transition du VO_2 , le signal micro-onde est court-circuité à la ligne de masse (l'atténuation du signal est supérieure à 20 dB). Ces résultats montrent qu'il est possible d'envisager l'utilisation de commutateurs à base de VO_2 pour ajuster l'atténuation du signal entre quelques dB jusqu'à 30 dB de pertes sur un large domaine de fréquences en fonction de la température et donc une éventuelle utilisation du VO_2 dans la fabrication de lignes à pertes. Nous nous sommes également intéressés à l'influence de la

longueur L_1 du motif de VO_2 , sur les caractéristiques électriques des commutateurs en configuration série et en configuration parallèle (**Figure II.21**).

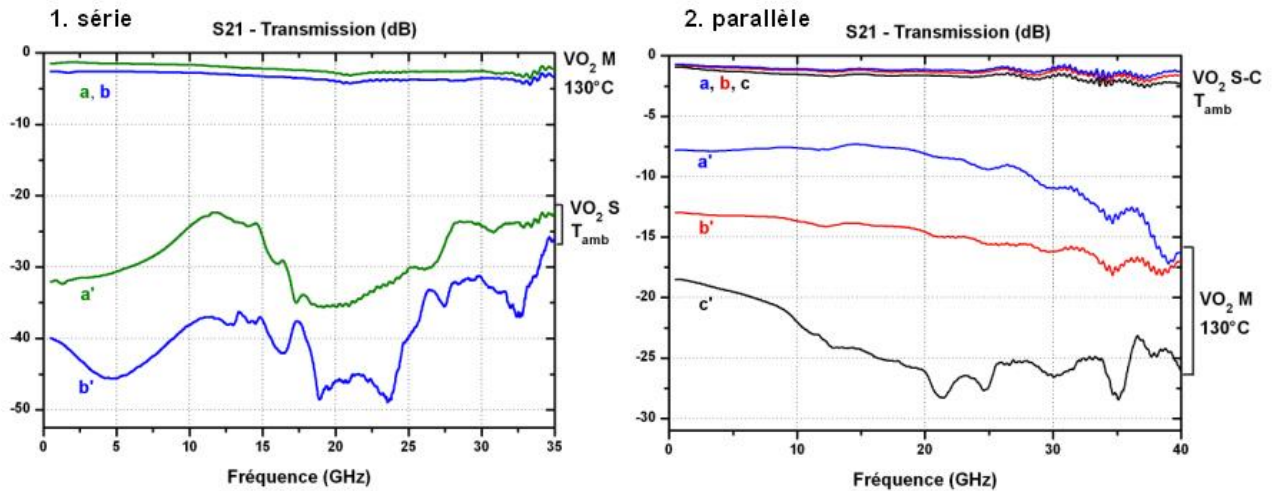


Figure II.21 : (1.) Transmission (S_{21}) d'un commutateur en configuration série sur substrat de saphir intégrant un motif de VO_2 d'épaisseur 200 nm et de longueurs (a.) 100 μm , (b.) 250 μm à température ambiante (a, b) et à 130°C (a', b'). (2) Transmission (S_{21}) d'un commutateur en configuration parallèle sur substrat de Si/ SiO_2 intégrant un motif de VO_2 d'épaisseur 200 nm et de longueur (a.) 250 μm , (b.) 500 μm et (c.) 1000 μm à température ambiante (a, b, c) et à 130°C (a', b', c').

La résistance des motifs de VO_2 augmente proportionnellement avec leurs longueurs. Pour le commutateur en configuration en série (**Figure II.21 (1.)**), on voit donc logiquement que lorsque la longueur de VO_2 intégrée augmente, les pertes d'insertion à l'état passant augmentent (130°C) (**Figure II.21 (1.)** (a.) et (b.)) et l'isolation à l'état bloqué (**Figure II.21 (1.)** (a'.) et (b'.)) augmente également (température ambiante). Pour le commutateur en configuration parallèle (**Figure II.21 (2.)**), on peut faire la même constatation. Les pertes d'insertion à l'état passant augmentent légèrement lorsque L_1 augmente (température ambiante) (**Figure II.21 (2.)** (a.), (b.) et (c.)) et l'isolation à l'état bloqué (**Figure II.21 (2.)** (a'.), (b'.) et (c'.)) augmente également (130°C). On peut donc faire varier le niveau d'atténuation du signal micro-onde lorsque le commutateur est à l'état bloqué ou les pertes d'insertion lorsque le commutateur est à l'état passant, en fonction de la géométrie des motifs de VO_2 implémentés sur le guide coplanaire.

En résumé, les commutateurs micro-ondes basés sur la transition semi-conducteur métal du VO_2 montrent de très bonnes caractéristiques d'isolation (> 20 dB), et de faibles pertes d'insertion (< 1 dB dans la configuration parallèle) sur une très large bande de

fréquence (100 MHz à 35 GHz). Leurs caractéristiques électriques sont largement supérieures à celles des commutateurs solides et à certains types de commutateurs mécaniques. En ajoutant la simplicité de fabrication de ce type de composant, on peut dire que le VO₂ est un candidat prometteur dans la fabrication de nouveaux commutateurs micro-ondes. D'autres mesures de paramètres S de commutateurs à base de VO₂ montrent que ces composants présentent de faibles capacités à l'état bloqué en configuration série. En effet, en « fittant » ces mesures sous ADS avec un modèle simple, composé d'une résistance et d'une capacité en parallèle, équivalent à un motif de VO₂ intégré dans un guide coplanaire en configuration série, on peut déterminer la capacité C_{off} induite par le VO₂. Les capacités C_{off} ainsi déterminées, sont uniquement dues aux surfaces conductrices mises en regard de la ligne centrale de transmission dans le guide CPW. On a mesuré des capacités comprises entre 3 et 6.1 fF pour des distances respectives L₁ variant entre 100 et 20 μm. Ces capacités sont du même ordre de grandeur que, par exemple, celles des commutateurs MEMS à l'état haut, et beaucoup plus faibles que celles des commutateurs statiques. Le facteur de mérite des commutateurs micro-ondes réalisés, basés sur la transition semi-conducteur métal du VO₂, dépend principalement de la valeur de la résistance R_{on}. On obtient des valeurs de f_c, comprises entre 2 et 5 THz en fonction de R_{on} pour un commutateur en configuration série intégrant des films de VO₂ de 100 μm et 250 μm de longueur (200 nm d'épaisseur). Les commutateurs en configuration parallèle présentent des fréquences de coupure plus élevées car leurs résistances à l'état passant R_{on} sont beaucoup plus faibles (résistance de la ligne centrale du guide CPW), elles sont de l'ordre de 30 THz.

III.2.2. Actionnement électrique des commutateurs

Les paramètres S du commutateur en configuration série ont été mesurées dans le cas d'un actionnement électrique du motif de VO₂ (**Figure II.22**). Pour faire cette mesure, nous utilisons des tés de polarisation, qui permettent de coupler au signal micro-onde un signal DC afin d'appliquer une tension V_{ap} > V_s au motif de VO₂. La **Figure II.23** représente les paramètres S₂₁ de ce commutateur en configuration série à l'état bloqué et à l'état passant. Quand le commutateur est à l'état bloqué (à V_{ap} = 0 V), il présente une bonne isolation (supérieure à 30 dB de 100 MHz à 32 GHz). Quand on applique une tension V_{ap} > V_s sur les deux ports, le motif de VO₂ devient métallique et le commutateur est à l'état passant.

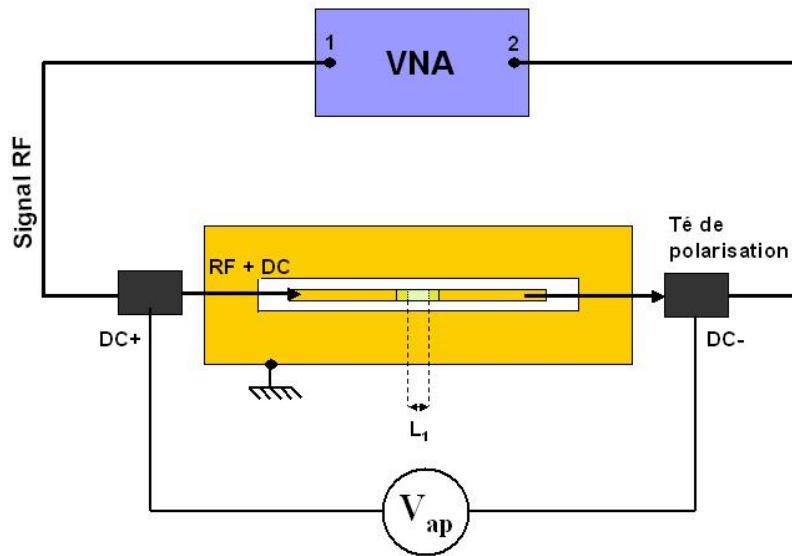


Figure II.22 : Schéma d'un commutateur micro-onde actionné électriquement intégrant un motif de VO₂ en série (de longueur $L_1 = 40 \mu\text{m}$ et d'épaisseur 200 nm).

Comme dans le cas d'une activation thermique, ce commutateur montre une forte isolation à l'état bloqué et des pertes d'insertion entre 2 et 5 dB sur une très large bande de fréquences.

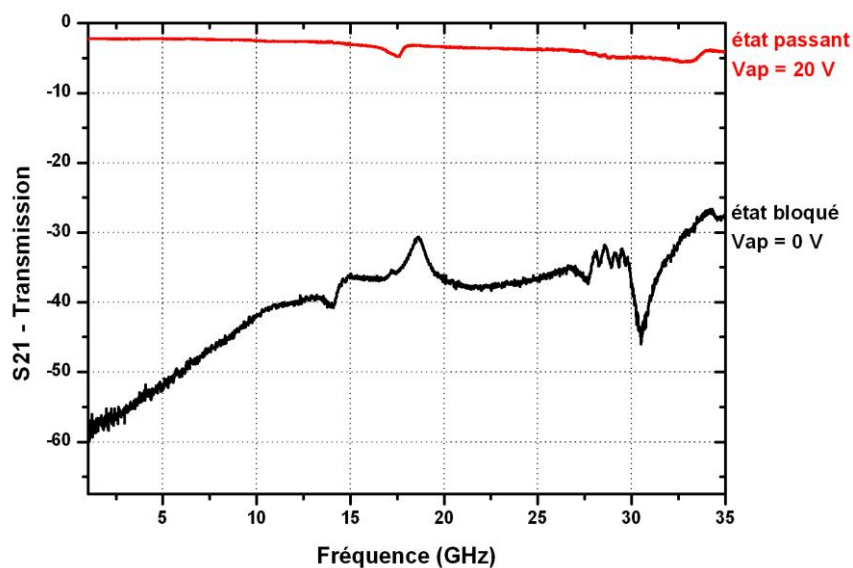


Figure II.23 : Transmission (S_{21}) à $V_{ap} = 0$ et $V_{ap} = 20$ V d'un commutateur en configuration série (avec une longueur L_1 de VO₂ implémentée de 40 μm et une épaisseur de 200 nm).

Afin de montrer le comportement en régime dynamique, ce type de commutateur a été actionné en appliquant un signal triangulaire d'amplitude 100 V avec une fréquence de 10 Hz (**Figure II.24**).

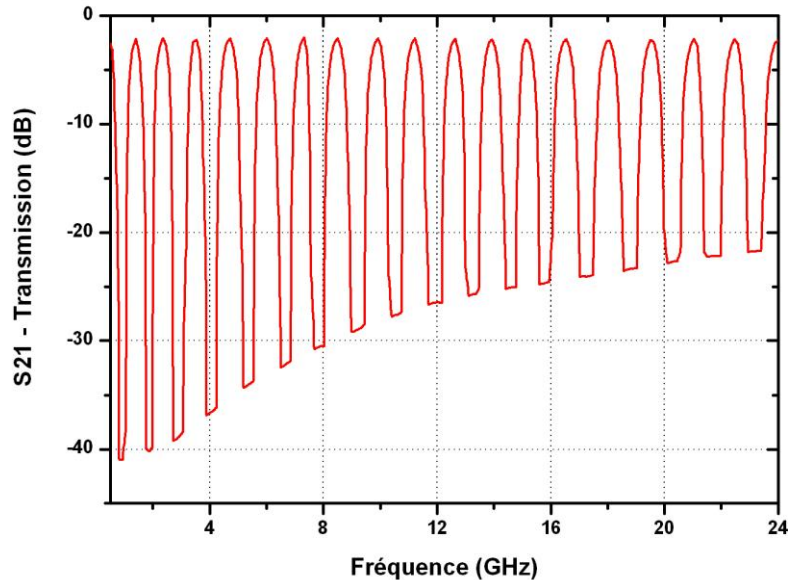


Figure II.24 : Transmission (S_{21}) d'un commutateur en configuration série soumis à un signal alternatif de fréquence 10 Hz et d'amplitude 100 V (avec une longueur L_1 de VO_2 implémentée de 20 μm , une largeur de 65 μm et une épaisseur de 265 nm).

Ces composants visent à être utilisés dans des applications micro-ondes reconfigurables, permettant de moduler des signaux rapides ($< 1 \mu\text{s}$). Nous verrons, dans le **Chapitre III**, le comportement de ces commutateurs soumis à des signaux micro-ondes de puissance supérieure au watt.

III.3. Etude de la fiabilité des commutateurs à base de VO_2

Après avoir déterminé les caractéristiques électriques des commutateurs micro-ondes à base de VO_2 , nous nous intéressons maintenant à leur fiabilité. La fiabilité est un enjeu majeur dans la fabrication de composants micro-ondes. Les différentes technologies de commutateurs mécaniques souffrent d'un manque de fiabilité (lié à leur comportement mécanique), ce qui offre un avantage important aux technologies de commutateurs statiques. Nous avons réalisé des mesures permettant de faire une première estimation de la fiabilité des

commutateurs à base de VO_2 soumis à un cyclage en tension. Ces mesures ont été réalisées sur des commutateurs en configuration série. Comme le montre le schéma du montage dans la **Figure II.25**, on envoie un signal micro-onde dans le commutateur avec des pointes RF, puis on applique une tension triangulaire V_{ap} au motif de VO_2 par l'intermédiaire des pointes reliées à un Té de polarisation. La forme triangulaire de V_{ap} permet de mesurer facilement les tensions d'actionnement et de désactionnement du commutateur. Un détecteur (diode de puissance), placé en sortie du commutateur, recueille le signal RF transmis et le transforme en tension V_d . L'amplitude de la tension V_{ap} est choisie afin de dépasser la tension seuil V_s pour laquelle le VO_2 devient métallique: le commutateur passe donc périodiquement de l'état passant à l'état bloqué en fonction de la tension V_{ap} . On enregistre alors la caractéristique propre au commutateur permettant de mesurer les tensions d'actionnement et de désactionnement au fil du temps. Le signal RF est modulé en transmission par le commutateur et une diode de puissance, détectant le signal transmis (démodulation), mesure l'évolution de l'impédance au cours du temps. Ce montage permettant l'enregistrement des tensions d'actionnement et de désactionnement a été développé dans le cadre de mesure de fiabilité de dispositifs MEMS RF [Mar08].

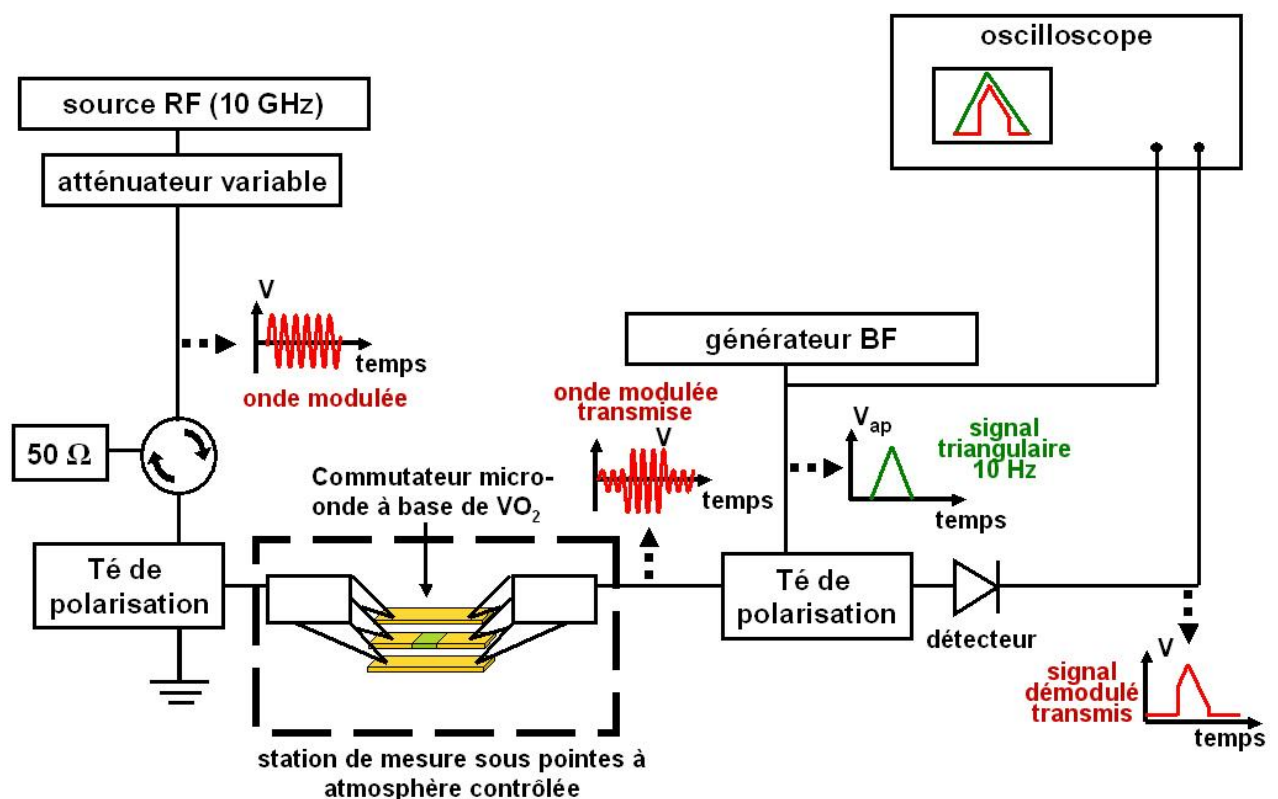


Figure II.25 : Schéma du montage permettant le cyclage en tension du commutateur.

On applique une tension V_{ap} triangulaire de fréquence 10 Hz, comprise entre 0 et 15 V (**Figure II.26 (a.)**). A une tension $V_{ap} = V_{act-ON}$ de 13.2 V, une tension V_d est détectée ; le motif de VO₂ est à l'état métallique et le commutateur est à l'état passant. Ensuite, le signal va suivre linéairement la tension V_{ap} , jusqu'à une tension $V_{ap} = V_{act-OFF}$ de 10.3 V où plus aucun signal V_d n'est détecté ; le VO₂ est repassé à l'état semi-conducteur et le commutateur est à l'état bloqué. Dans la **Figure II.27**, est reporté l'évolution des tensions V_{act-ON} et $V_{act-OFF}$ en fonction du temps de cyclage. La mesure a été réalisée pendant plus de 41 heures ce qui représente 1 480 000 cycles d'activation et de désactivation des commutateurs à l'état passant et bloqué. On note une augmentation de 12 % de V_{act-ON} au cours du cyclage, alors que $V_{act-OFF}$ ne varie pas significativement. Comme montré en **Figure II.27 (b.)**, parallèlement à l'augmentation de V_{act-ON} se produit une sensible diminution de l'amplitude du signal détecté, ce qui peut être expliqué par une lente détérioration des caractéristiques électriques du commutateur à l'état passant (R_{on} augmente sensiblement).

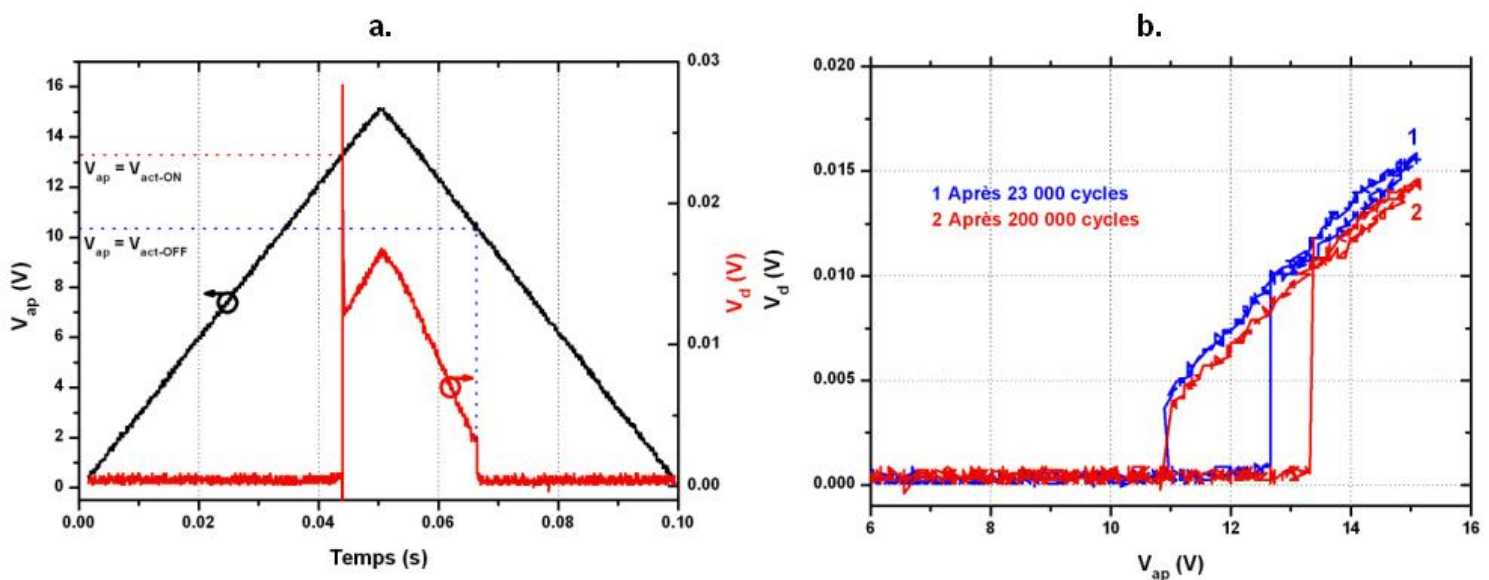


Figure II.26 : (a.) Mesure de V_{act-ON} et $V_{act-OFF}$ à partir de la synchronisation temporelle de la réponse V_d du détecteur et de V_{ap} . (b.) Evolution de la tension détectée V_d en fonction de V_{ap} après 23000 et 200000 cycles de tension V_{ap} dans un commutateur en série intégrant un motif de VO₂ de 20 μm de long, 65 μm de large et 265 nm d'épaisseur.

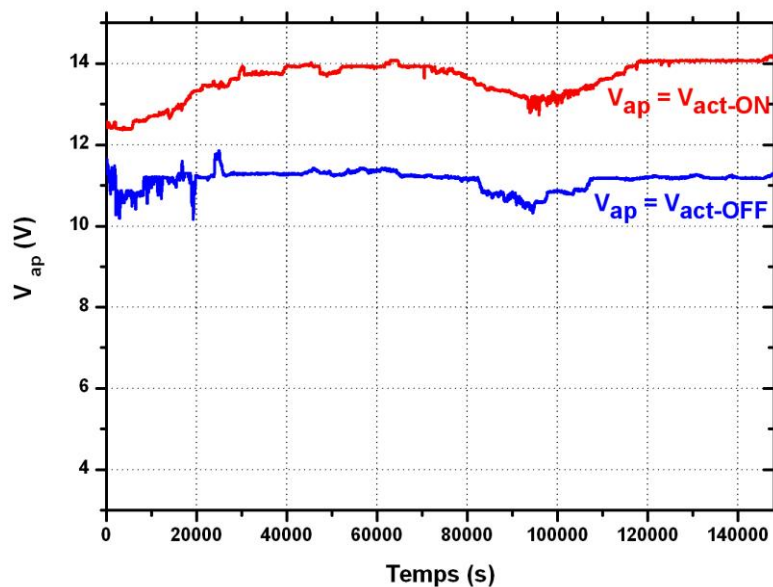


Figure II.27 : Evolution de V_{act-ON} et $V_{act-OFF}$ en fonction du temps de cyclage dans un commutateur en série intégrant un motif de VO_2 de 20 μm de long, 65 μm de large et 265 nm d'épaisseur.

Ces premières mesures portant sur la fiabilité des commutateurs à base de VO_2 sont prometteuses : après environ un million et demi de cycles d'activation et de désactivation d'un commutateur, aucune défaillance majeure n'a été enregistrée. Cependant des travaux complémentaires concernant la reproductibilité des caractéristiques électriques des commutateurs restent à faire (notamment en température), ces travaux ont pour point de départ une meilleure maîtrise de l'élaboration des couches minces de VO_2 .

IV. Commutateurs à base de VO_2 utilisant le carbone dopé nickel comme élément chauffant initiant la transition MIT

Dans le but de miniaturiser l'ensemble du système, dans le cas de l'actionnement thermique, nous avons développé, un élément chauffant miniature sous forme de couche mince. Cet élément résistif, déposé sur la surface du VO_2 , soumis au passage d'un courant permettra le chauffage local par effet Joule du motif de VO_2 au-delà de sa température de transition. Nous avons choisi d'utiliser une couche mince de carbone tétraédrique dopé avec

du nickel (Ni :ta-C), comme élément résistif chauffant déposée par ablation laser. Ce type de couches de Ni :ta-C sont souvent utilisées au sein du laboratoire dans les systèmes RF MEMS pour réaliser des lignes résistives calibrées ou ajustées permettant de découpler l'électrode d'actionnement DC de la partie signal du système et également dans d'autres applications hyperfréquences [Orl05]. Les couches de Ni : ta-C dopé entre 5-30 % de nickel supportent des densités de courant élevées de l'ordre de 1.5×10^5 A.cm² [Orl04]. La quantité de chaleur générée par ce film chauffant peut être ajustée par ses dimensions et par le niveau de dopage en nickel. Nous avons donc réalisé une série de commutateurs à deux terminaux intégrant des motifs de VO₂ et de carbone dopé de différentes tailles (**Figure II.28**). Les motifs de carbone dopé nickel sont représentés en bleu, les motifs de VO₂ en noir et les électrodes conductrices en orange. Différentes géométries de motifs de carbone dopé nickel ont été dessinées. Des électrodes sont placées en contact sur la couche de carbone dopé.

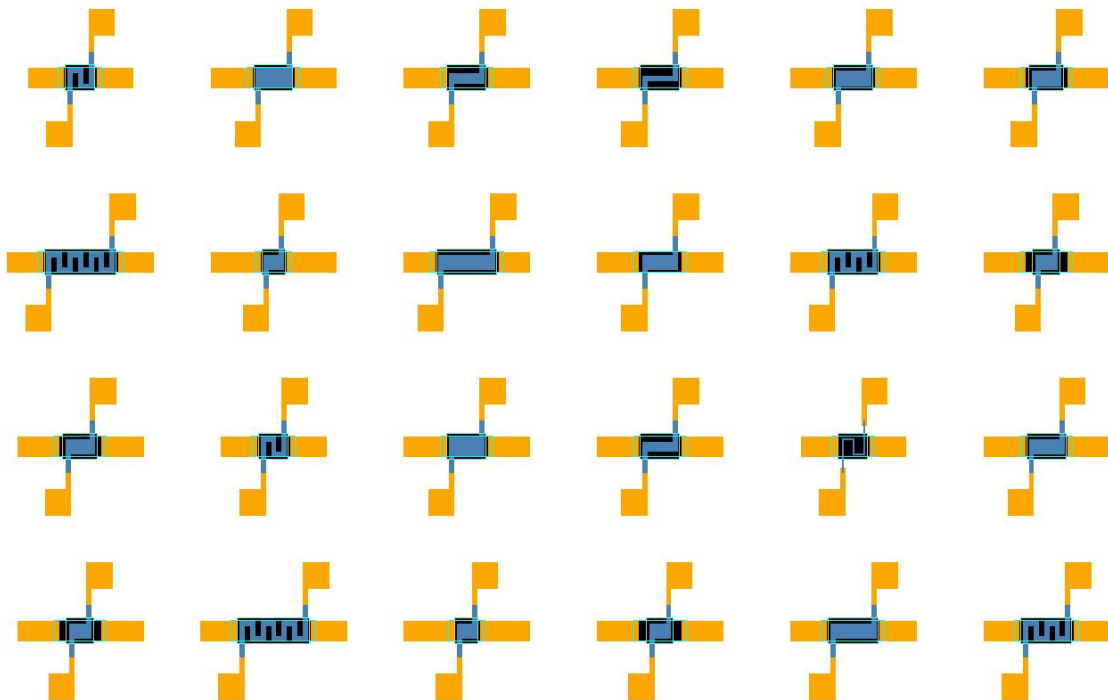


Figure II.28 : Design des commutateurs à deux terminaux à base de VO₂ intégrant des couches minces de carbone dopé avec du nickel comme éléments chauffants.

Des photographies réalisées par microscopie de ces commutateurs sont présentées dans la **Figure II.29**.

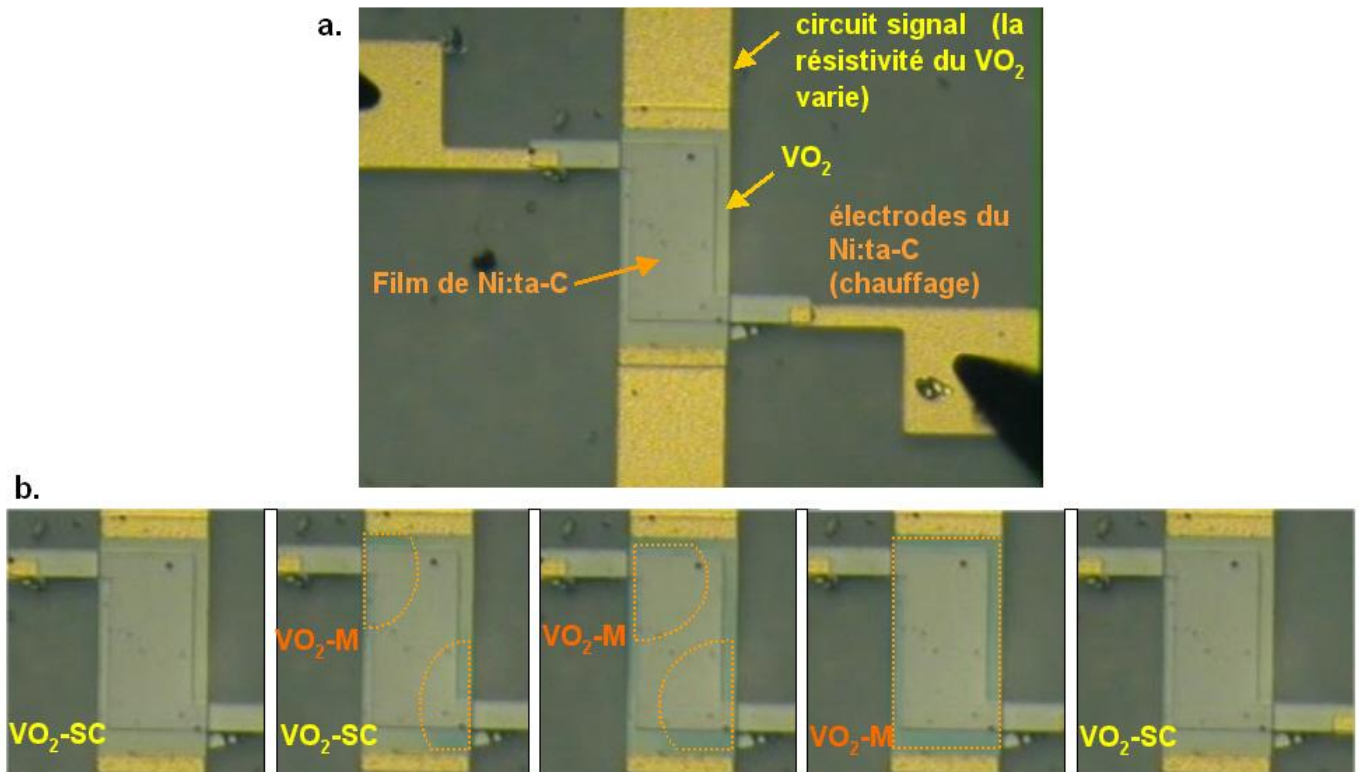


Figure II.29 : (a.) image par microscopie optique d'un commutateur à deux terminaux à base de VO_2 (400 μm de long, 200 μm de large, et 200 nm d'épaisseur) activables par chauffage par effet Joule d'une couche de carbone dopé à 10 % de nickel de dimensions (340 μm de long, 150 μm de large et 100 nm d'épaisseur). (b.) images montrant l'activation séquentielle du VO_2 de la phase semi-conductrice $\text{VO}_2\text{-SC}$ à la phase métallique $\text{VO}_2\text{-M}$ en appliquant un signal carré (80 V d'amplitude, 1 Hz) sur la couche de Ni :ta-C.

Les circuits sont fabriqués dans la salle blanche de la plate-forme PLATINOM de XLIM en utilisant les techniques de micro-fabrication classiques. La couche de 200 nm de VO_2 déposée par PLD a été gravée par voie humide par la méthode habituelle (**Annexe III**). Une couche d'alumine de 50 nm est déposée par ablation laser sur le VO_2 qui est ensuite partiellement enlevée par lift-off pour définir les motifs du design. Cette couche d'alumine permet d'isoler électriquement le motif de VO_2 de la couche résistive de carbone dopé nickel. Puis, une fine couche de silice de 10 nm est déposée par PLD à la surface de l'alumine afin de permettre un bon accrochage entre la couche d'alumine et la couche de carbone dopé de 100 nm. Enfin, la couche de carbone dopé au nickel est déposée par PLD. Les motifs des couches de silice et de carbone dopé sont également définis par lift-off. Les différentes étapes de la

réalisation de ces commutateurs sont détaillées dans l'Annexe III et définissent les composants présentés dans la Figure II.29 (a.).

Nous avons testé des couches de VO_2 et de Ni :ta-C de différentes dimensions, de 200 à 400 μm de long et de 100 à 200 μm de large pour le VO_2 , de 100 à 350 μm de long et de 50 à 150 μm de large pour le Ni :ta-C. Pour le design de la Figure II.29 (b.), la couche de Ni :ta-C (340 μm de long, 150 μm de large et 100 nm d'épaisseur) a une résistance de 11 k Ω . La chaleur générée quand on lui applique un courant de 10 mA permet d'atteindre la température de transition du VO_2 qui devient métallique. Cette transition peut être observée en utilisant une caméra CCD (Figure II.29 (b.)). On voit clairement le changement de couleur progressif de la couche de VO_2 quand on applique un signal périodique carré (de 80 V d'amplitude et de fréquence 1 Hz) à la couche de Ni :ta-C. Le changement de résistivité de la couche de VO_2 a été mesuré en fonction de la tension continue appliquée au film de carbone dopé nickel (Figure II.30).

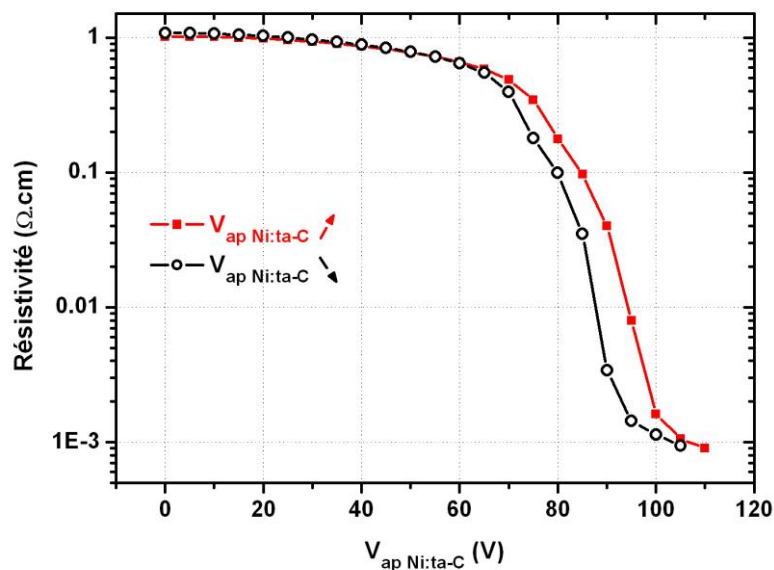


Figure II.30 : Résistivité du motif de VO_2 en fonction de la tension appliquée sur la couche de Ni :ta-C.

Nous avons dessiné et fabriqué des commutateurs à deux terminaux pouvant être actionnés par la dissipation de chaleur d'une couche mince résistive de carbone dopé au nickel. Ces composants sont complexes à réaliser à cause des différentes couches minces qu'il faut déposer et enlever par lift-off. Le design des couches de Ni :ta-C n'est pas optimisé, leur consommation de puissance reste assez élevée. La résistivité du VO_2 est environ 100 fois plus élevée que celles mesurées jusqu'à présent. Il semblerait qu'il existe des chemins de

conduction liés à l'empilement des différentes couches ce qui fausse les mesures de résistivité.

V. Conclusion

Ce chapitre présente les travaux réalisés sur les commutateurs intégrant du VO₂, dans diverses configurations : commutateurs à deux terminaux intégrés sur des lignes coplanaires en série et en parallèle. Différents types d'actionnement du matériaux ont été détaillés dans chaque configuration, comme l'actionnement thermique, électrique, ou encore par ajout d'une couche résistive chauffante de carbone dopé au nickel chauffante sur le VO₂. Tous ces travaux montrent la potentialité du VO₂ à être intégré dans de futurs composants micro-ondes.

Les commutateurs à deux terminaux nous ont permis de caractériser la vitesse de commutation du VO₂ soumis à un actionnement électrique. Nous avons pu mesurer des temps de transition entre l'état semi-conducteur et l'état métallique dans le VO₂ inférieurs à 300 ns. Ces temps de transition sont rapides, et peuvent encore être améliorés comme la littérature le montre [Ste00][Cav01] et [Cav05]. Des mesures de fiabilité (qui doivent être poursuivies) ont permis de montrer que le VO₂ soumis à un cyclage en tension peut transiter plus d'un million de fois sans être significativement endommagé.

Pour résumer, les meilleurs commutateurs que nous ayons fabriqués ont les caractéristiques suivantes : des pertes d'insertion inférieures à 1 dB et une isolation supérieure à 25 dB de 500 MHz à 35 GHz, un temps de réponse d'environ 300 ns, et une fiabilité supérieure à 1 million de cycles activation/ désactivation. Ces caractéristiques sont prometteuses (certaines caractérisations doivent être approfondies) car elles sont proches de celles des commutateurs actuellement commercialisés et mêmes supérieures aux technologies utilisant les semi-conducteurs sur le plan des caractéristiques électriques (voir **Tableau II.1** pour une comparaison avec les dispositifs MEMS et les commutateurs statiques). La simplicité extrême des designs à base de VO₂ (seulement deux niveaux de masque pour un commutateur) est un atout supplémentaire pour cette technologie. Les mécanismes d'excitation, responsables de la transition MIT, sont difficiles à identifier lors de l'actionnement électrique. Les rôles respectifs de l'injection de charge due au champ électrique et de l'échauffement par effet Joule induit par le passage du courant dans le matériau sont mal définis. Les caractéristiques des commutateurs développés prouvent que le VO₂ est une solution tout à fait envisageable pour la fabrication de composants micro-ondes reconfigurables.

	MEMS	Diode PIN	Transistors FET	Commutateurs VO₂ (série)	Commutateurs VO₂ (parallèle)
Intégration	Très bonne	Très bonne	Très bonne	Très bonne	Très bonne
Pertes (dB)	0.05-0.2	0.3-1.2	0.4-2.5	2.5-5	0.8-2.5
Résistance de contact (Ω)	0.5-2	1-5	1-5	5-15	0.1
Isolation (dB)	30-40	30	30	30-50	25-40
Capacité série (bloqué) (fF)	1-10	40-80	70-140	3-6	1-10
Fréquence de coupure (THz)	20-80	1-4	0.5-2	2-5	~30
Temps de commutation (μs)	1-300	0.001-0.1	0.001-0.1	~0.3	~0.3
Fréquence de travail (GHz)	DC-120	<20 (bande étroite)	<10 (bande étroite)	DC-40 (ou plus)	DC-40 (ou plus)
Tenue en puissance (W)	<10	<10	<10	>5 (à mesurer)	>5 (à mesurer)
Tension de commande (V)	5-80	3-5	3-5	20-80	20-80
Consommation (mW)	0.05-0.1	5-100	0.05-0.1	100-300	100-300
Durée de vie (nombre de cycles)	10^{11} - 10^{12}	10^{12}	10^{12}	$15 \cdot 10^5$ (à mesurer)	$15 \cdot 10^5$ (à mesurer)
Mise en boîtier	Difficile	Aucune	Aucune	Aucune	Aucune
Coût (€)	8-20	0.9-8	0.5-4.5	A évaluer	A évaluer

Tableau II.1 : Comparaison entre commutateurs statiques, à base de dispositifs MEMS et commutateurs intégrant du VO₂.

Références chapitre II

- [Cav01] **A. CAVALLERI, C. TÓTH, C. W. SIDERS, J. A. SQUIER, F. RÁKSI, P. FORGET, J. C. KIEFFER,**
“Femtosecond structural dynamics in VO₂ during an ultrafast solid-solid phase transition”,
Physical Review Letters, 87, (2001), 237401-1 - 237401-4
- [Cav05] **A. CAVALLERI, M. RINI, H. H. W. CHONG, S. FOURMAUX, T. E. GLOVER, P. A. HEIMANN, J. C. KIEFFER, R. W. SCHOENLEIN,**
“Band-selective measurement of electronic dynamics in VO₂ using femtosecond near edge X-ray absorption”
Physical Review Letters, 95,(2005), 067405
- [Cha05] **B. CHAE, H. TAK, D. YOUN, K. KANG,**
“Abrupt metal–insulator transition observed in VO₂ thin films induced by a switching voltage pulse”,
Physica B, 369, (2005), 76-80
- [Gop09] **G. GOPALAKRISHNAN, D. RUZMETOV, S. RAMANATHAN,**
“On the triggering mechanism for the metal-insulator transition in thin film VO₂ devices: electric field versus thermal effects”,
Journal of Materials Science, 44, (2009), 5345-5353
- [Mar08] **D. MARDIVIRIN, A. POTHIER, A. CRUNTEANU, B. VIALLE, P. BLONDY,**
“Charging in dielectricless capacitive RF-MEMS switches”,
IEEE, Transactions on Microwave Theory and Techniques, (2008), 1-6
- [Orl04] **J. C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, A. POTHIER, P. BLONDY, P. ABELARD, B. ANGLERAUD,**
“Electrical properties of pure and metal-doped pulsed laser deposited carbon films”,
Thin Solid Films, 453-454, (2004), 291-295
- [Orl05] **J. C. ORLIANGES, A. POTHIER, D. MERCIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, M. I. DE BARROS, S. PAVANT,**
“Application of aluminum oxide and ta-C thin films deposited at room temperature by PLD in RF-MEMS fabrication”,
Thin Solid Films 482 (1-2), (2005), 237-241
- [Ste00] **G. STEFANOVICH, A. PERGAMENT, D. STEFANOVICH,**
-

“Electrical switching and Mott transition in VO₂”

Journal of Physics: Condensed Matter, 12, (2000), 8837-8845

CHAPITRE III : Réalisation de
limiteurs de puissance basés sur la
transition semi-conducteur métal du
VO₂

I. Introduction

Le nombre des composants électroniques s'est multiplié depuis plusieurs dizaines d'années à une vitesse exponentielle dans tous les domaines technologiques. Notre dépendance à l'égard de ces composants est devenue de ce fait immense : il est donc nécessaire de concevoir des dispositifs permettant de protéger les plus fragiles d'entre eux. Cette protection est assurée par des dispositifs limiteurs de puissance qui permettent de limiter l'amplitude des signaux incidents RF/ micro-ondes trop intenses vus par les composants électroniques sensibles. Le principal domaine d'application des limiteurs de puissance est la protection des systèmes radio-communicants (radars). Ces systèmes incorporent des amplificateurs faible bruit (LNA) qui sont des composants de détection sensibles nécessitant une protection contre les signaux de forte puissance (**Figure III.1**).

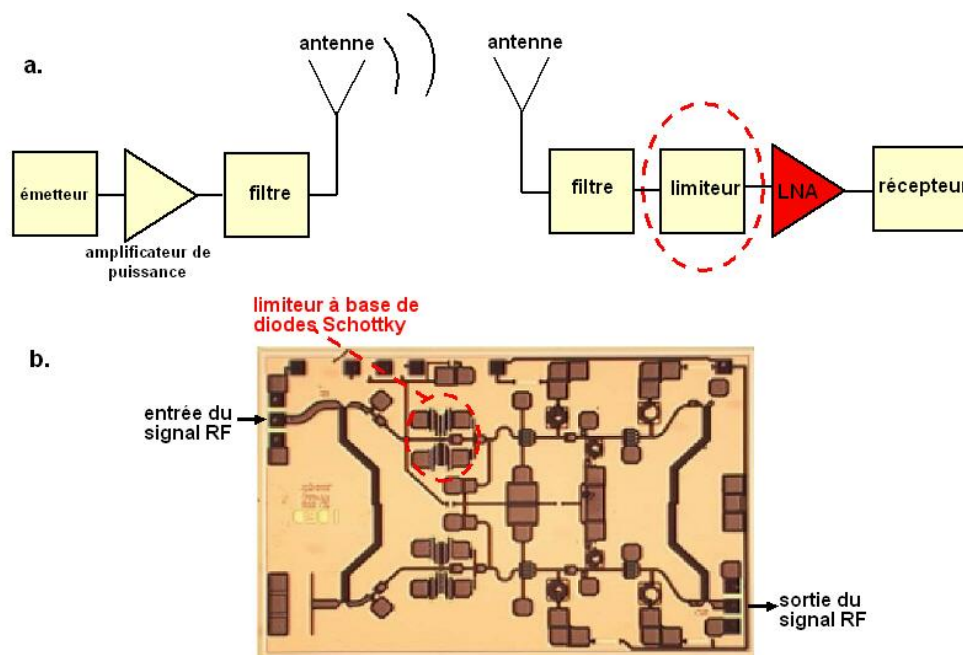


Figure III.1 : (a.) Représentation schématique d'une chaîne d'émission-réception et (b.) exemple d'amplificateur faible bruit (LNA) (modèle MA01502D) commercialisé par la société M/A-COM mesurant 4.6 x 3.1 mm, incorporant un limiteur de puissance à base de diode Schottky [Loo04].

Les amplificateurs faible bruit permettent de discriminer des signaux de très faibles puissances, mais ne supportent pas de fortes puissances incidentes (< 10 ou 20 dBm pour les LNA commerciaux [Loo04]). Des niveaux de puissance en entrée supérieurs à 20 dBm,

conduisent à leur dégradation ou même à leur destruction. Une source micro-onde émettant des radiations électromagnétiques de suffisamment forte intensité peut donc détruire les systèmes de communication. Dans le domaine de la défense, est apparu récemment une nouvelle génération d'armes, dites à impulsions hyperfréquences de puissance [Ni05][Shi05], destinées à neutraliser les infrastructures de radio-communications adverses. En conséquence, un développement parallèle des diverses technologies de limiteurs de puissance a été entrepris [Pho07a]. Ces limiteurs trouvent également d'autres applications comme par exemple la protection des GPS, ou des récepteurs de téléphones mobiles (etc.) opérant dans la bande L. Ces appareils peuvent en effet, être endommagés par la proximité de radars opérants dans les bandes X ou C, comme ceux respectivement des aéroports, ou des bateaux [Agi99]. Les limiteurs de puissance sont aussi utilisés pour protéger certains composants des décharges électrostatiques (ESD), induites par l'utilisateur lui-même.

Les limiteurs de puissance peuvent être des dispositifs actifs ou passifs, les dispositifs passifs étant les plus présents sur le marché. Ils sont caractérisés principalement par leur puissance seuil P_{seuil} (puissance à laquelle le limiteur commence à limiter la puissance), par la puissance maximale qu'ils peuvent supporter, par leurs temps de réponse, par la largeur de leurs bandes de fréquence de fonctionnement et par leurs pertes d'insertion.

Il existe deux fonctions de limitation de puissance distinctes :

- une limitation de type « écrêtage de puissance » (de type « clamp » en anglais), présentant un comportement idéal décrit dans la **Figure III.2 (a.)**. Dans cette configuration, le signal incident, de faible puissance, est transmis sans perte dans le limiteur jusqu'à atteindre une puissance incidente seuil, où le limiteur écrête le surplus de puissance à une valeur nominale constante.

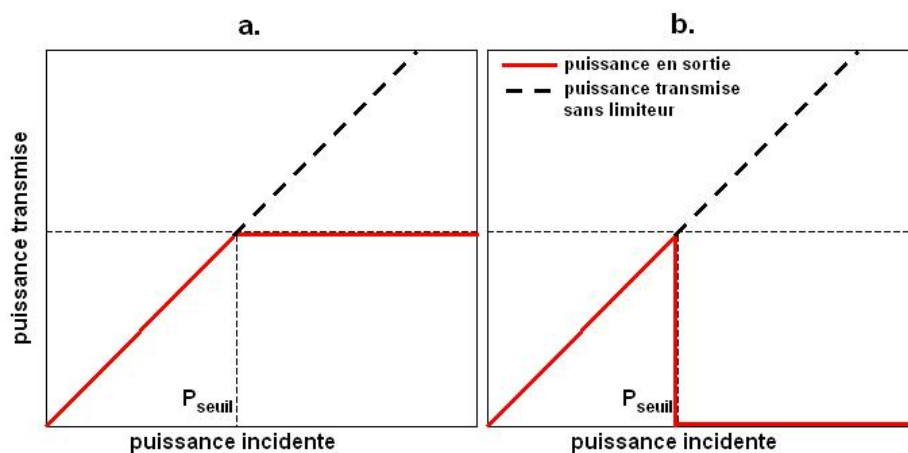


Figure III.2 : Caractéristiques en puissance de limiteurs de type (a.) écrêtage et (b.) « disjoncteur » idéaux.

- La seconde fonction de limitation est de celle type « disjoncteur » (de type « crowbar » en anglais). Comme dans le premier cas, le signal incident, de faible puissance, est transmis sans perte par le limiteur jusqu'à atteindre une puissance incidente seuil où le limiteur empêche le passage du signal incident, agissant comme un commutateur de puissance (**Figure III.2 (b.)**). Dans ce chapitre, nous présentons la réalisation de limiteurs de puissance micro-ondes de type « disjoncteur » et « écrêteur », basés sur la transition semi-conducteur métal du VO₂.

II. Les différentes technologies de limiteurs de puissance passifs

Il existe différentes solutions technologiques permettant de réaliser les fonctions de limitation de puissance présentées dans la **Figure III.2**. La solution la plus utilisée est celle à base de semi-conducteurs, plus particulièrement celle utilisant des diodes PIN [Agi99], Schottky [Ben05], à vide [Pho07b] ou des transistors à effet de champ [Par93]. D'autres solutions sont apportées par les matériaux supra-conducteurs [Boo04], ferro-électriques [Das96], ferro-magnétiques [Com64][Car80]. Il existe également des limiteurs de puissance de type éclateurs à gaz [Far65][Bon03] et des limiteurs mécaniques à base de dispositifs MEMS [Lan05].

II.1. Les limiteurs de puissance à base de semi-conducteurs

La topologie des limiteurs de puissance employant des semi-conducteurs est souvent identique (**Figure III.3**) : plusieurs diodes sont disposées en parallèle de façon à relier une ligne de transmission à une ligne de masse. Lorsque l'amplitude du signal incident est supérieure au seuil déclenchement des diodes, elles deviennent conductrices et le surplus de puissance est court circuité à la masse.

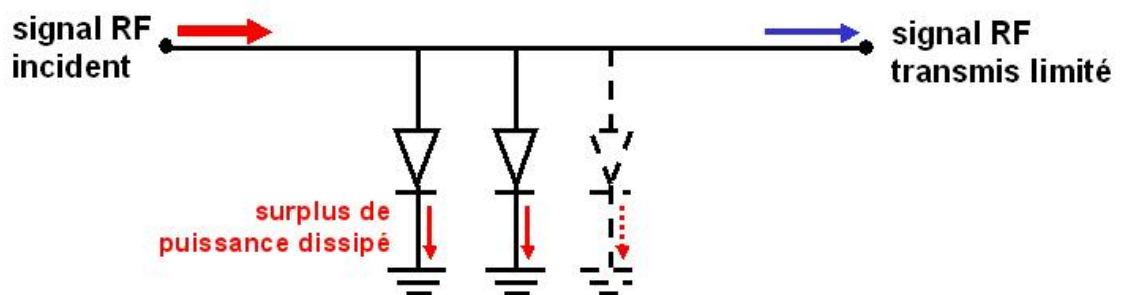


Figure III.3 : Schéma de principe de fonctionnement d'un limiteur à base de diodes.

Cette méthode simple et économique est une solution couramment utilisée pour fabriquer des limiteurs de puissance. Le seuil de puissance de déclenchement du limiteur P_{seuil} , ainsi que la puissance maximale qu'il peut supporter dépendent de la longueur de la

zone de déplétion des diodes, du nombre de diodes utilisées et du type de matériau semi-conducteur utilisé. Plus la longueur de la zone de déplétion augmente, plus le composant supporte des puissances incidentes élevées avant sa défaillance (**Figure III.4**).

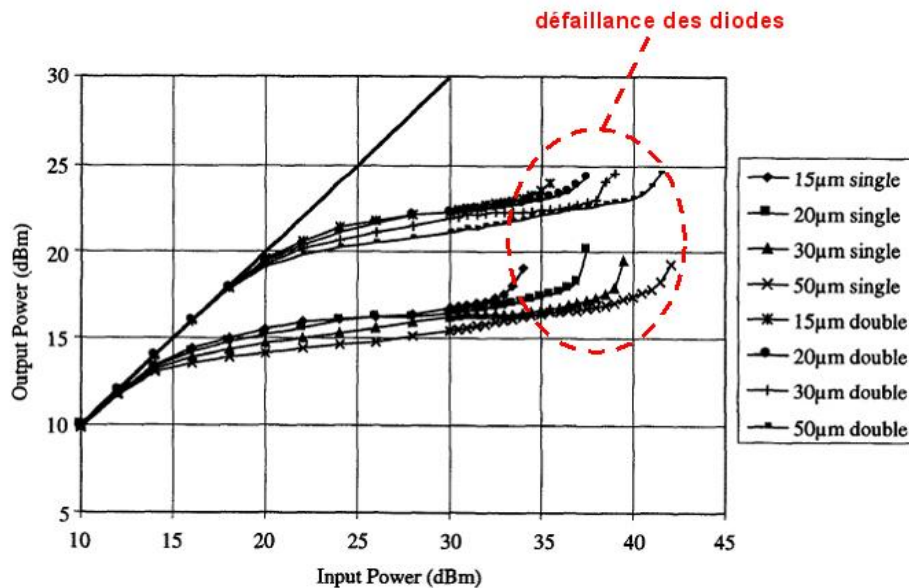


Figure III.4 : Caractérisation en puissance de limiteurs à base de diodes PIN AsGa à 1 GHz, de différentes topologies (une ou plusieurs diodes avec différentes longueurs de la zone de déplétion) [Smi99].

L'augmentation de la température liée au passage de fortes puissances RF dans les jonctions des diodes, constitue la cause principale de leur défaillance et donc de leur tenue en puissance assez limitée. Des matériaux comme le carbure de silicium (SiC) [Su06] ou le nitrure de gallium (GaN) présentant des températures de fonctionnement plus élevées, sont utilisés pour augmenter les tenues en puissance maximale des limiteurs de puissance qui sont classiquement réalisés en silicium ou en arséniure de gallium. Le choix de la topologie permet également d'augmenter leur tenue en puissance, on peut par exemple implémenter un grand nombre de diodes (un limiteur de puissance comptant 200 diodes à vide à été réalisé par Phommahaxay et al. [Pho07b]) (**Figure III.5**) ou les agencer par étages [Ben05]. Ces limiteurs à base de semi-conducteurs, peuvent supporter des puissances pulsées de 100 à 200W, mais ne présentent cependant qu'une faible durée de vie au delà de 10 W en signal continu (CW) (soit 40 dBm). Les temps de réponse de ces limiteurs sont d'environ 0.1 μ s.

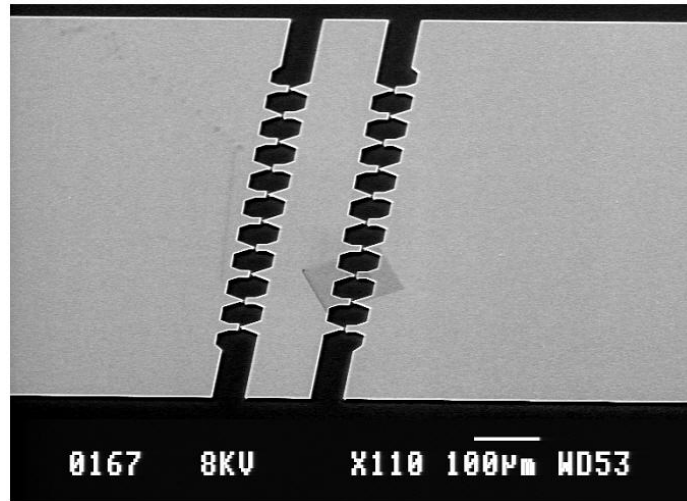


Figure III.5 : Limiteur de puissance à diodes distribuées sous vide développé par Phommahaxay et al. [Pho07b].

Il existe de nombreuses autres topologies de limiteurs de puissance à base de semi-conducteurs. Certaines de type guide d'onde, réalisées à partir de diodes PIN permettent d'obtenir un comportement « disjoncteur » du composant [Dro99].

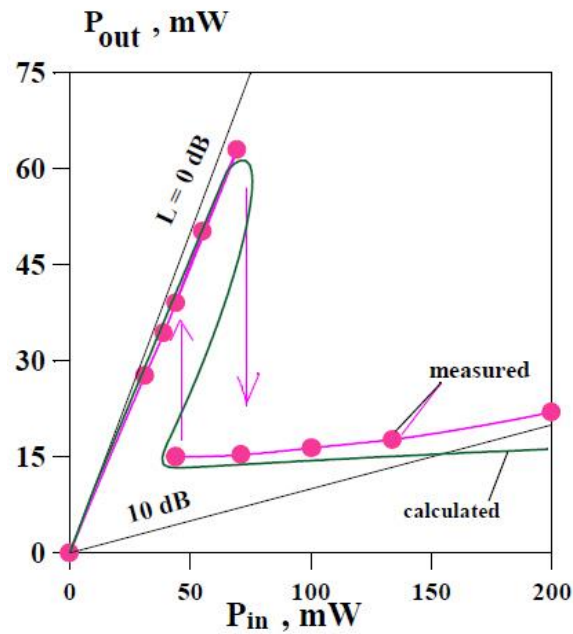


Figure III.6 : Caractérisation en puissance d'un guide d'onde simulée et mesurée à 7.8 GHz, intégrant des diodes PIN, ayant un comportement de type « disjoncteur » [Dro99].

II.2. Les limiteurs de puissance à base de matériaux supra-conducteurs

Les limiteurs de puissance à base de matériaux supra-conducteurs sont des lignes de transmission constituées elles-mêmes de ce type de matériau. Leur principe de fonctionnement est de transmettre le signal RF lorsque le matériau est à l'état supra-conducteur (à très basse température), et de limiter le signal RF quand le matériau est à l'état normal. On peut représenter ce type de limiteur par le schéma de la **Figure III.7**.

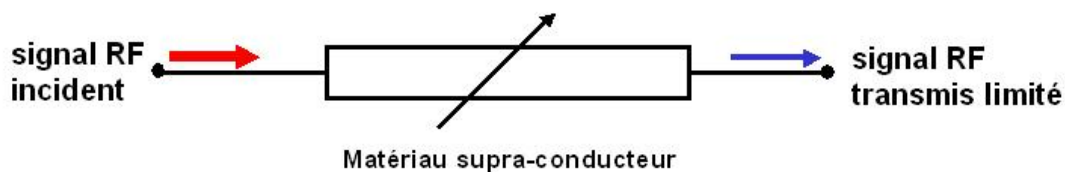


Figure III.7 : Schéma de principe de fonctionnement d'un limiteur à base de matériaux supra-conducteurs.

La transition du matériau entre l'état supra-conducteur (à basse température) et l'état normal est provoquée par l'augmentation de la puissance incidente. Quand le signal incident atteint un niveau de puissance suffisamment élevé, la ligne conductrice s'échauffe, entraînant une augmentation de la température du matériau et sa transition vers un état résistif (transition rapide de l'ordre de 1 ns). J. C. Booth et al. [Boo04] ont fabriqué un limiteur de puissance à base de $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ déposé par ablation laser sur saphir. Ce limiteur permet la transmission du signal RF à une température de 70°K avec de très faibles pertes ($< 0.5 \text{ dB cm}^{-1}$) sur une très large bande de fréquences ($> 40 \text{ GHz}$). Une augmentation de la température de 25°K entraîne une augmentation des pertes (100 dB cm^{-1}). Sa caractérisation en puissance est présentée dans la **Figure III.8**.

En régime CW, la résistivité de la ligne de transmission constituant le limiteur de puissance augmente proportionnellement avec la puissance incidente, provoquant d'importantes pertes et une diminution du signal transmis.

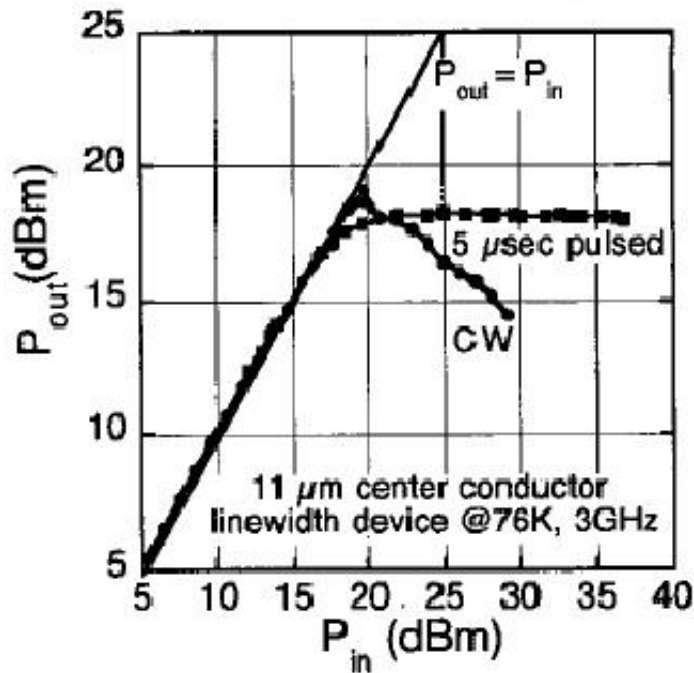


Figure III.8 : Caractérisation en puissance CW et pulsée à 3 GHz d'un limiteur de puissance réalisé en $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ [Boo04].

Le comportement en puissance pulsée (impulsions de 5 μ s à 3 GHz) est de type limitation par écrêtage car le matériau supra-conducteur chauffe moins qu'en régime CW, induisant moins de pertes dans la ligne de transmission. La réponse temporelle de ce limiteur entre l'état supra-conducteur et l'état normal est estimée à 1 ns, et à 10 ns pour repasser à l'état supra-conducteur.

La tenue en puissance de ces composants est difficile à évaluer car l'utilisation de l'azote liquide permettant de refroidir le système, limite l'échauffement dans la ligne de transmission à une certaine valeur de température. Ce refroidissement contribue à augmenter la tenue en puissance du composant. On peut noter que la mesure effectuée par J. C. Booth et al. ne dépasse pas 30 dBm.

Cette technologie de limiteur de puissance semble particulièrement intéressante : elle présente de très faibles pertes d'insertion, un comportement large bande et une réponse très rapide du limiteur. Mais la difficulté de sa mise en œuvre (température de fonctionnement de 70°K) est un obstacle de taille pour des applications à plus grande échelle.

II.3. Les limiteurs de puissance à base de matériaux ferro-électriques

Les matériaux ferro-électriques ont la propriété d'avoir une permittivité qui dépend du champ électrique. Comme la valeur de la capacité dépend de la permittivité d'un milieu, on peut utiliser ces matériaux pour désadapter une ligne de transmission et obtenir la fonction de limitation de puissance. Ce type de limiteur utilise donc ces matériaux en tant que capacités variables reliées à la ligne de masse comme le montre la **Figure III.9**.

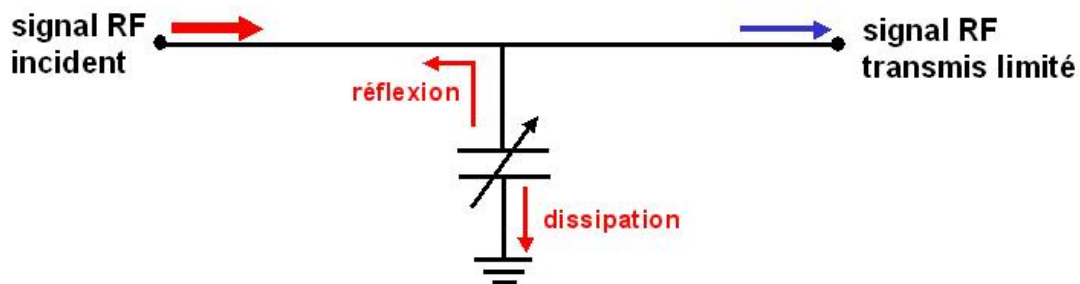


Figure III.9 : Schéma de principe de fonctionnement d'un limiteur à base de matériaux ferro-électriques.

En fonction de la valeur de la capacité, le signal incident sera réfléchi ou dissipé à la masse. Un limiteur ferro-électrique (matériau composé de 45 % de PbTiO_2 et 55 % de SrTiO_2) a été fabriqué sous forme de cavité coaxiale par M. Cohn et al. [Cohn], ses caractéristiques en puissance sont présentées dans la **Figure III.10**.

On peut voir que ce type de limiteur de puissance a une tenue en puissance exceptionnelle d'environ 10^5 W (soit 80 dBm), beaucoup plus importante que les limiteurs de puissance à base de diodes et qu'ils induisent de faibles pertes d'insertion (0.5 dB). L'inconvénient vient du fait que la puissance seuil est également très importante (> 100 W). Ce type de limiteur ne permet pas d'atteindre des seuils de puissances suffisamment bas pour pouvoir être utilisés dans des applications de type émission réception, comme la protection d'amplificateurs faible bruit.

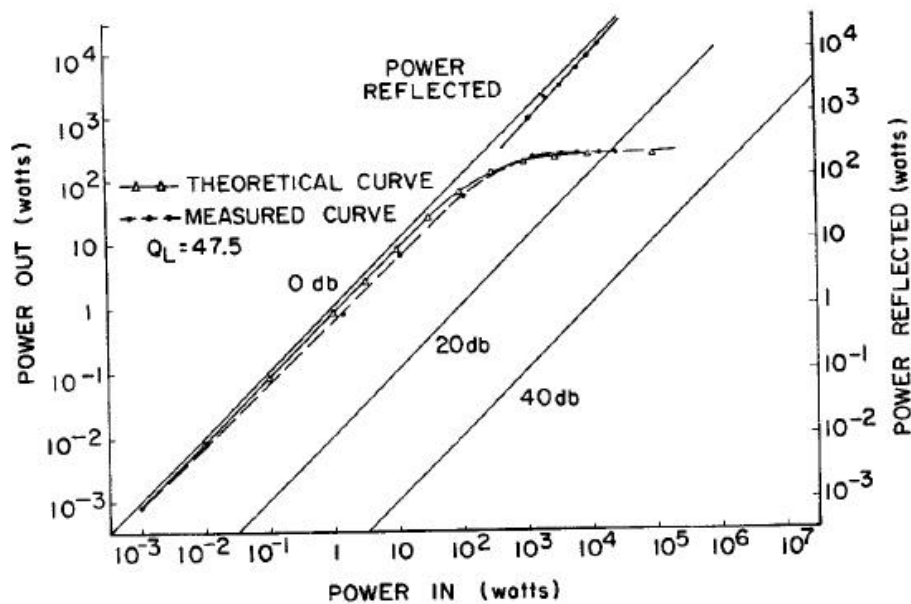


Figure III.10 : Caractérisation en puissance à 200 MHz d'un limiteur de puissance intégrant un ferro-électrique (matériau composé de 45 % de PbTiO_2 et 55 % de SrTiO_2) [Cohn].

La plage de fréquence de travail de ces limiteurs est très faible car leur fonctionnement repose sur la désadaptation engendrée par une capacité variable (filtre/ limiteur). Leur temps de réponse est de l'ordre de $1 \mu\text{s}$, et leur temps de désactionnement de l'ordre de $10 \mu\text{s}$ ce qui limite actuellement leur développement industriel.

II.4. Les limiteurs de puissance à base de matériaux ferro-magnétiques

Le principe de fonctionnement de ces limiteurs de puissance est basé sur la saturation d'un matériau ferro-magnétique par un champ magnétique dépendant de la puissance incidente. Quand la puissance incidente est suffisamment élevée, le champ magnétique provoque la saturation du matériau et l'excès de puissance est dissipé par le matériau sous forme de chaleur (**Figure III.11**).

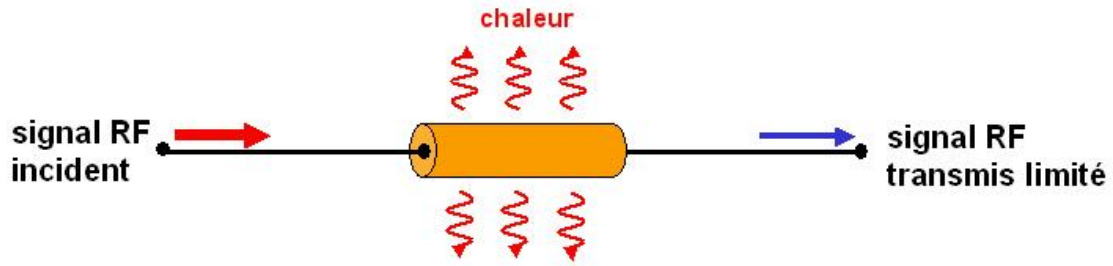


Figure III.11 : Schéma de principe de fonctionnement d'un limiteur à base de matériaux ferro-magnétiques.

La tenue en puissance de ce type de limiteur est très variable en fonction du type de matériau ferro-magnétique utilisé. Les limiteurs à base de YIG (Yttrium Iron Garnet) supportent seulement des puissances de quelques dizaines de mW (< 20 dBm) [Com64] (Figure III.12 (a.)), alors que ceux à base de ferrite supportent quelques W. Le limiteur à base de lithium ferrite, développé par Comstock et al. en 1963, a une tenue en puissance supérieure à 32 dBm [Com63] (Figure III.12 (b.)). Ces limiteurs sont élaborés sous forme de cavités coaxiales.

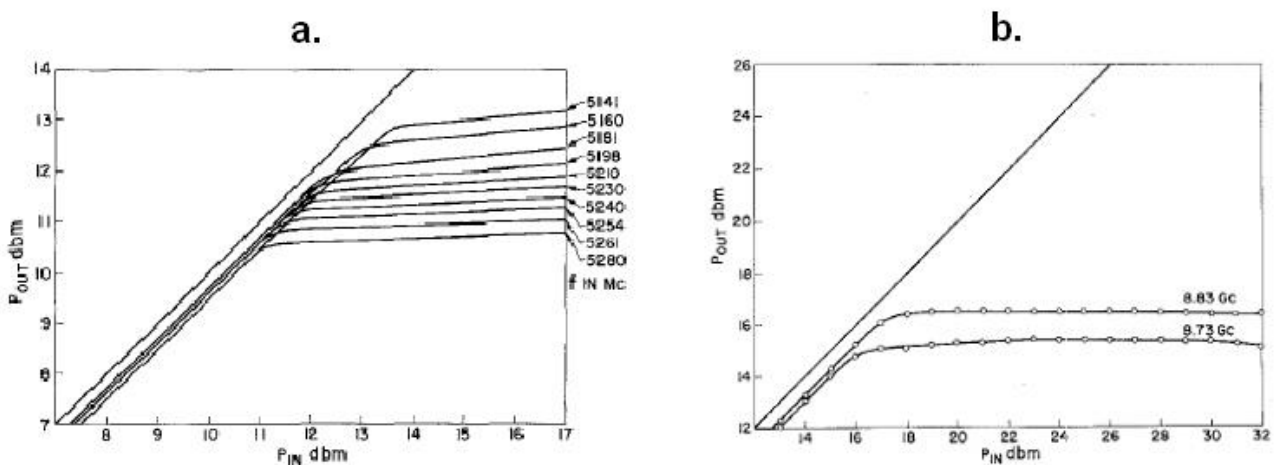


Figure III.12 : Caractérisations en puissance à 5 GHz d'un limiteur de puissance réalisé en YIG (a.) [Com64], et à 8 GHz d'un limiteur en $LiFe_5O_8$ (b.) [Com63].

Les pertes d'insertion de ce type de limiteur sont d'environ 0.5 dB. Ils fonctionnent sur de faibles bandes de fréquence, seulement sur quelques dizaines de MHz comme le montre la Figure III.12 (a.) où l'on voit l'importante variation de la valeur de P_{seuil} en fonction de la fréquence. L'utilisation de ces limiteurs est envisageable pour protéger des amplificateurs faible bruit puisque leurs valeurs de P_{seuil} sont comprises dans la plage de

puissance de fonctionnement des LNA. Cependant, leur faible tenue en puissance et leurs temps de réponse supérieurs à 1 ms restent des inconvénients majeurs.

II.5. Les limiteurs de puissance de type éclateurs à gaz

Les éclateurs à gaz existent sous forme de composants discrets et sont la technologie la plus ancienne utilisée pour fabriquer des limiteurs de puissance. Ils sont composés d'électrodes métalliques (dont une est reliée à la ligne de masse) scellées hermétiquement dans un tube céramique rempli de gaz (gaz nobles, néon ou argon). Leur type de limitation est de type « disjoncteur ». A faible puissance incidente, ce limiteur est comparable à une faible capacité C_{off} . Quand la puissance incidente dépasse P_{seuil} , le champ électrique est assez intense pour ioniser le gaz contenu dans le composant et un arc électrique se forme entre les électrodes formant un chemin de conduction jusqu'à la masse (au travers d'une petite résistance équivalente R_{on}), isolant ainsi le système à protéger (**Figure III.13**). Puis, quand le signal incident redevient faible, le limiteur transmet à nouveau la puissance. Le désactionnement du limiteur à l'état normal se produit en suivant un fort hystérésis.

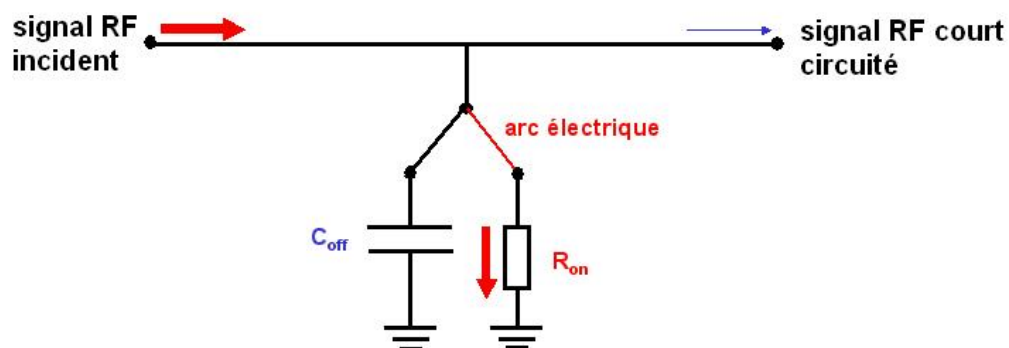


Figure III.13 : Schéma de principe de fonctionnement d'un limiteur de type éclateur à gaz.

Ces composants sont utilisés commercialement pour protéger les lignes de transmissions (téléphoniques, alimentation...) des surtensions principalement produites par la foudre. Comme les limiteurs à base de matériaux ferro-électriques, ils ont des tenues en puissances très importantes (100 kW crête) et également des seuils de puissance très élevés. Ils peuvent néanmoins être utilisés pour des applications de protection d'amplificateurs faible bruit pour former un premier étage de limitation de haute puissance incidente (**Figure III.14**

(a.)) [Kar]. On peut néanmoins modifier le niveau de puissance seuil en changeant la nature du gaz, ou la distance entre les électrodes.

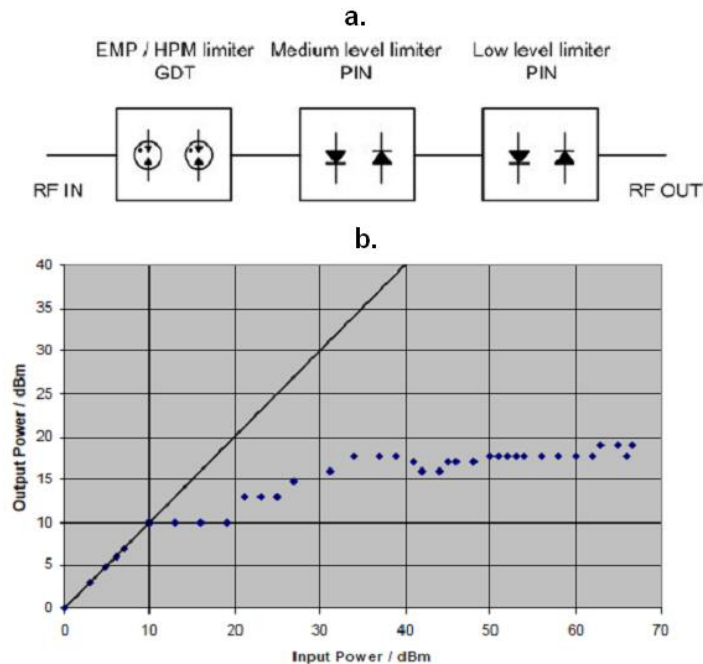


Figure III.14 : Schéma du limiteur en étage (a.), caractérisation en puissance du limiteur à étages (b.) développé par H. Karstensen et al. [Kar].

Les étages suivants sont constitués de limiteurs de puissance utilisant des diodes PIN et permettent une limitation de la puissance adaptée aux niveaux de puissance maximale acceptable par un amplificateur faible bruit (~ 20 dBm). La tenue en puissance peut être accrue bien au-delà de 40 dBm qui est la limite de tenue en puissance des limiteurs à semi-conducteur classiques (cf **section II.1.**). Elle atteint environ 65 dBm (**Figure III.14 (b.)**).

Le temps de réponse des éclateurs à gaz a été évalué à 60 ps [Bon03]. Cependant ces composants ne sont pas adaptés à une utilisation à des fréquences supérieures à 8 GHz et présentent des durées de vie au maximum de 10000 activations [Bon03] car la corrosion des électrodes induite par l'arc électrique dégrade le limiteur.

II.6. Les autres types de limiteurs de puissance

Il existe d'autres types de limiteurs de puissance, qui sont des variantes de ceux déjà présentés ou alors plus rares et peu étudiés. On retrouve les variantes des éclateurs à gaz :

- les éclateurs à air, où l'arc électrique est provoqué directement dans l'atmosphère ambiante ; l'oxydation des électrodes, dans ce cas, est beaucoup plus rapide et ces composants ont de ce fait de faibles durées de vie,
- les éclateurs à plasma ont des puissances seuils plus faibles (47 dBm) et peuvent fonctionner jusqu'à des fréquences de 18 GHz [Pat89].

Des déclinaisons de limiteurs à base de semi-conducteurs existent également. On trouve :

- les composants thyristors qui ont des limitations de puissance de type « disjoncteur » et présentent de faibles capacités, ce qui leur permet de fonctionner à très hautes fréquences,
- les PUFET (Protectors against Ultra-Fast Electrical Transients) fonctionnant à partir de semi-conducteurs amorphes qui présentent des temps de réponse de 0.05 ns.

Des travaux ont également été menés sur des limiteurs de puissance à base de dispositifs MEMS RF capacitifs, avec la réalisation de détecteurs de puissance [Han07]. La fonction de limitation est réalisée en exploitant un effet non désiré des dispositifs MEMS dans les applications de type commutateur. En effet, avec l'augmentation de la puissance incidente, les structures mobiles des dispositifs MEMS sont soumises à d'importantes forces électrostatiques qui peuvent provoquer leur déplacement, pouvant même aller jusqu'à la mise en contact de la structure mobile avec la ligne de transmission. Le changement de la valeur de la capacité du commutateur MEMS lié à ce déplacement, peut être utilisé pour concevoir des limiteurs de puissance passifs.

Les MOV (Metal Oxide Varistors) sont des limiteurs de puissances commerciaux [Lit09] (**Figure III.15**) basés sur la variation de résistivité de certains types de matériaux (surtout ZnO) en fonction du champ électrique qui leur est appliqué. Quand le champ électrique a une faible amplitude, les MOV ont une forte résistivité ; quand le champ électrique a une grande amplitude, les MOV présentent de faibles résistivités. Ces composants reliés à la ligne de masse permettent de court-circuiter des signaux incidents de grandes amplitudes. Ces composants ont des temps de réponse inférieurs à la nanoseconde, et peuvent supporter le passage de signaux d'importantes intensités (intensités crêtes > 50 kA). Leur

durée de vie est limitée et ils ont des capacités importantes ($> 100 \text{ pF}$ @ 100 MHz) ce qui ne leur permet pas de fonctionner à hautes fréquences.

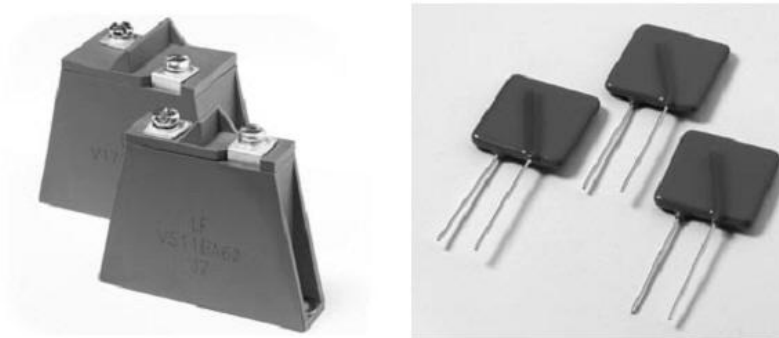


Figure III.15 : Limiteurs MOV développés par la société Littlefuse.

II.7. Récapitulatif sur les limiteurs de puissance

Le **Tableau III.1** synthétise les caractéristiques principales des limiteurs de puissance micro-ondes existants.

Technologie de limiteur	Semi-conducteurs	Supra-conducteurs	Ferro-magnétiques	Ferro-électriques	Eclateurs à gaz
Puissance seuil	20 dBm (soit 100 mW)	20 dBm (soit 100 mW)	$< 10 \text{ dBm}$ (soit 10 mW)	$> 40 \text{ dBm}$ (soit 10 W)	$> 40 \text{ dBm}$ (soit 10 W)
Puissance maximale	$< 40 \text{ dBm}$ (soit 10 W)	$> 40 \text{ dBm}$ (soit 10 W)	$< 30 \text{ dBm}$ (soit 1 W)	$> 40 \text{ dBm}$ (soit 10 W)	$> 40 \text{ dBm}$ (soit 10 W)
Éléments destructeur	échauffement	échauffement	échauffement	claquage	érosion
Temps de réponse	0.1 μs	$< 1 \mu\text{s}$	$> 100 \mu\text{s}$	0.1 μs	$< 0.1 \text{ ns}$
Bande de fréquence	large	très large	étroite	étroite	étroite

Tableau III.1 : Comparaison des différents types de limiteurs de puissance micro-ondes [Pho07a].

On peut voir que globalement, aucune technologie de limiteur de puissance ne remplit toutes les conditions nécessaires à la protection d'un amplificateur faible bruit (LNA) (puissance seuil de 20 dBm, puissance maximale de supérieure à 40 dBm, temps de réponse

de l'ordre de 10 ns, et bande de fréquence large). Il faut utiliser une combinaison de plusieurs de ces technologies pour obtenir une protection satisfaisante. On utilise par exemple une association entre un limiteur à base de semi-conducteurs (procurant au dispositif une puissance seuil de 20 dBm, et un comportement large bande pour des puissances incidentes inférieures à 40 dBm) et un éclateur à gaz (procurant au dispositif une grande tenue en puissance et un temps de réponse faible) (**Figure III.14 (b.)**). Néanmoins, cette association ne permet pas d'assurer la protection d'un LNA sur une large plage de fréquence à forte puissance incidente (> 40 dBm), et présente un temps de réponse moyen (d'environ 100 ns) pour des puissances incidentes inférieures à 40 dBm. Le développement de nouveaux composants utilisant des technologies différentes est donc un sujet d'actualité dans le domaine de la limitation de puissance micro-onde.

III. Limiteurs de puissance à base de VO₂

III.1. Limiteurs de puissance de type « disjoncteur »

III.1.1. Principe de fonctionnement et fabrication des limiteurs

Nous avons utilisé les propriétés de la transition semi-conducteur métal du VO₂ pour fabriquer des dispositifs limiteurs de puissance RF. Comme dans le cas des limiteurs MOV (Metal Oxide Varistors), nous utilisons le changement de résistivité d'un matériau pour court-circuiter un surplus de puissance incidente à la masse. Une structure coplanaire simple, de type commutateur en configuration parallèle, permet de réaliser une fonction de limitation de puissance de type « disjoncteur ». Nous avons fabriqué une série de commutateurs adaptés à 50 Ω , intégrant des motifs de VO₂ de différentes longueurs L comme représenté dans la **Figure III.16**. Les procédés de fabrication de ce circuit sont les mêmes que ceux des commutateurs parallèles, (**Annexe III**). La couche de VO₂ déposée par ablation laser a une épaisseur de 250 nm, et présente des résistivités à l'état semi-conducteur de $\rho = 10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$ et à l'état métallique de $\rho = 9.5 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{cm}$, soit un saut de résistivité d'environ 3 ordres de grandeur.

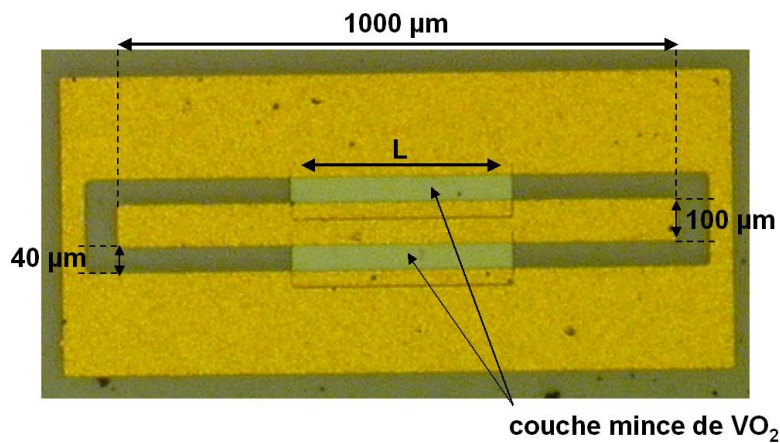


Figure III.16 : Photographie d'un limiteur de puissance à base de VO_2 de type « disjoncteur ».

A faible puissance incidente micro-onde le motif de VO_2 est à l'état semi-conducteur, le signal est transmis dans le guide avec peu de pertes. A puissance incidente supérieure à une valeur seuil, une partie du motif de VO_2 devient métallique (caractérisée par une couleur plus foncée), et le signal n'est plus transmis dans le guide, il est court-circuité à la masse comme schématisé dans la **Figure III.17**.

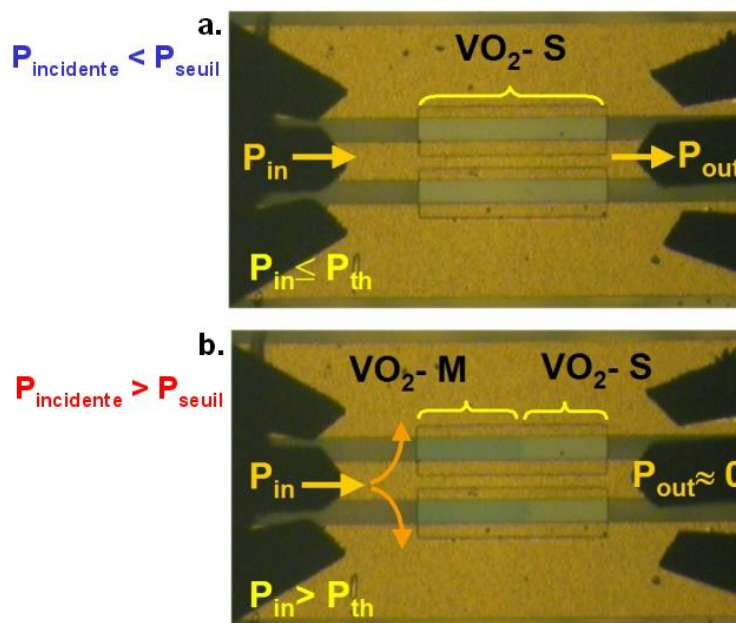


Figure III.17 : Photographie représentant le principe de fonctionnement d'un limiteur à base de VO_2 de type « disjoncteur », (a.) lorsque le VO_2 est à l'état semi-conducteur et (b.) lorsque le VO_2 est à l'état métallique.

Si on augmente encore plus la puissance incidente, le motif de VO₂ devient entièrement métallique. Quand la puissance incidente diminue sous le seuil de désactionnement du matériau, le motif de VO₂ repasse à l'état semi-conducteur, et le signal est à nouveau transmis dans le circuit. L'actionnement du VO₂ est dû à l'augmentation du champ électrique et de la température induit par le passage du signal. Le type d'actionnement du VO₂, dans ce cas de figure, est difficile à définir, l'injection de charge dans le matériau et le chauffage par effet Joule coexistent. Ce limiteur est passif, comme ceux présentés dans l'état de l'art qui s'auto-actionnent et se désactionnent en fonction du niveau de puissance incident.

III.1.2. Caractérisation des limiteurs de type « disjoncteur »

Nous avons mesuré les paramètres S en transmission à deux températures extrêmes (température ambiante 23°C, et 100°C) pour estimer les performances électriques de ce type de limiteur, respectivement les pertes d'insertion du composant quand le VO₂ est semi-conducteur, et l'atténuation du signal quand le VO₂ est métallique (**Figure III.18**). Nous avons effectué ces mesures sur des limiteurs ayant différentes longueurs L de VO₂ implémentées (**Figure III.16**).

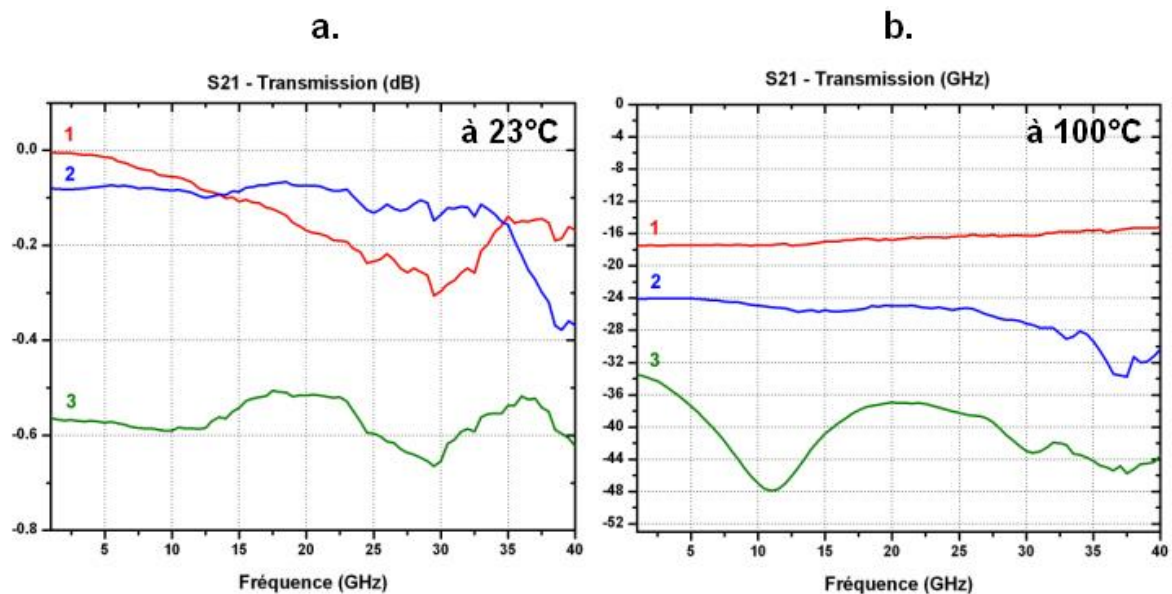


Figure III.18 : Transmission S₂₁ (a.) à l'état semi-conducteur (23°C) et (b.) à l'état métallique (100°C) de limiteurs intégrant des couches de VO₂ de longueur L = 1 (100µm), 2 (200 µm), et 3 (450 µm).

Comme le montre la **Figure III.18 (a.)**, à température ambiante (le VO₂ est semi-conducteur), le signal RF est transmis avec peu d'atténuation. Les pertes augmentent légèrement de 0.2 à 0.7 dB quand on augmente la longueur L de VO₂ de 100 à 450 μm sur une plage de fréquence très large (de 100 MHz à 40 GHz). Quand on augmente la température à 100°C (le VO₂ est métallique), le signal micro-onde est atténué (**Figure III.18 (b.)**) sur toute la plage de fréquence entre 16 et 32 dB pour des longueurs respectives de VO₂ de 100 et 450 μm.

La caractérisation en puissance des limiteurs a été réalisée sous atmosphère contrôlée d'azote selon le montage représenté dans la **Figure III.19**. On utilise une source micro-onde (HP 8722ES), délivrant un signal de 10 GHz, amplifié par un amplificateur de marque Microwave Power (modèle L0812-40). Un atténuateur variable (ATM G655212) permet de faire varier la puissance incidente. On mesure la puissance incidente et la puissance transmise avec des sondes de puissance (modèle MA24911) reliées à un puissance-mètre.

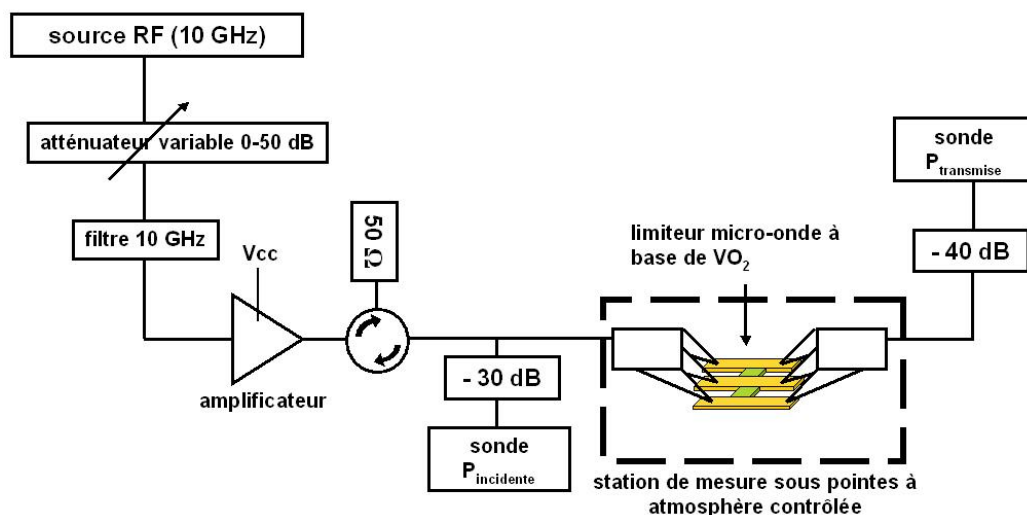


Figure III.19 : Schéma du montage permettant de caractériser en puissance les limiteurs de puissance à base de VO₂.

La caractéristique « puissance transmise en fonction de la puissance incidente » a été tracée dans la **Figure III.20** pour un limiteur intégrant 450 μm de VO₂.

A faible puissance incidente micro-onde, le signal est transmis dans le guide coplanaire jusqu'à atteindre la puissance seuil (~ 0.45 W (26.5 dBm) dans le cas d'un guide chargé avec 450 μm de VO₂). Au-delà de la puissance seuil, le motif VO₂ devient métallique, et court-circuite le signal incident à la ligne de masse. La tenue en puissance du limiteur est supérieure ou égale à 5W (37 dBm), qui est la valeur de puissance maximale que peut fournir la source RF que nous avons utilisée.

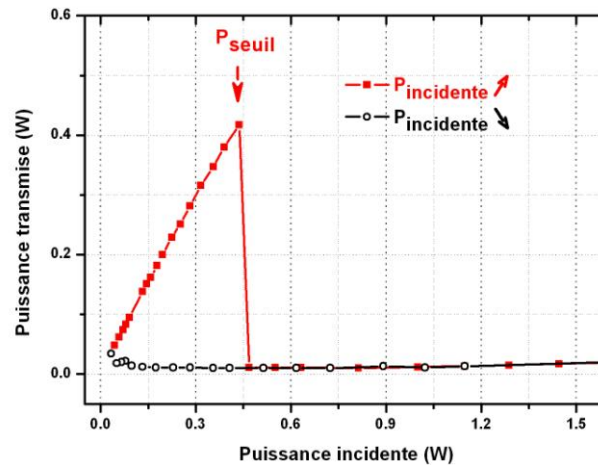


Figure III.20 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz d'un limiteur chargé avec 450 μm de VO_2 à température ambiante.

Quand on diminue la puissance (**Figure III.20** courbe bleue), le VO_2 ne redevient semi-conducteur que pour de très faibles valeurs de puissance incidente (la transition passe par un large hystérésis). Ce large hystérésis témoigne de l'importance du chauffage par effet Joule quand le VO_2 est à l'état métallique.

Nous avons fabriqué des limiteurs intégrant des motifs de VO_2 de longueurs de 50, 100, 200, 400 et 600 μm que nous avons caractérisés en puissance à 10 GHz (**Figure III.21**).

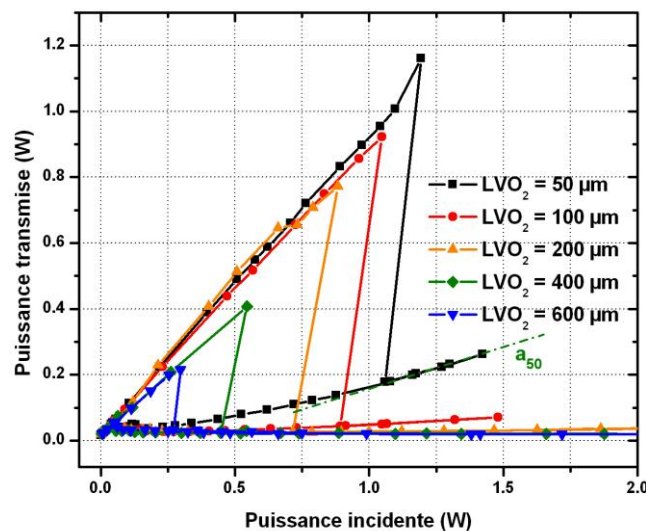


Figure III.21 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz de limiteurs intégrant des motifs de VO_2 de 50, 100, 200, 400, et 600 μm de longueur à température ambiante.

Les motifs de VO₂ de différentes longueurs n'ont pas les mêmes résistances, plus la résistance des motifs est grande, plus la puissance incidente nécessaire pour faire transiter le VO₂ à l'état métallique est grande. On observe une variation de la puissance seuil de 0.25 (24 dBm) à 1.2 W (30.8 dBm) pour des motifs de VO₂ de longueurs respectives de 600 et 50 µm. On peut donc choisir la valeur de la puissance seuil en fonction de la géométrie du motif de VO₂. On peut remarquer également l'augmentation des pertes d'insertion des limiteurs intégrant les plus grandes longueurs de VO₂ (400 et 600 µm) synonyme d'une diminution de la pente de la caractéristique « puissance transmise = f(puissance incidente) » à des puissances inférieures à la puissance seuil. Le limiteur intégrant une longueur de 50 µm de VO₂ n'a pas exactement le même comportement que les autres. En effet, à puissance incidente supérieure à la puissance seuil, le signal micro-onde n'est pas complètement court-circuité à la masse, il est simplement fortement atténué (atténuation équivalente à la pente de la droite a₅₀, soit une atténuation de 75 % (6 dB)). Ceci est dû au fait que la résistance de ce motif de VO₂ à l'état métallique n'est pas suffisamment faible pour court-circuiter la totalité du signal. Les valeurs de désactionnement des limiteurs, c'est-à-dire les valeurs de puissances incidentes pour lesquelles le VO₂ repasse à l'état semi-conducteur, ne semblent pas dépendre de la longueur des motifs.

Pour définir l'impact des paramètres extérieurs sur les valeurs des puissances seuils, nous avons réalisé des caractérisations en puissance des limiteurs en fonction de la température (**Figure III.22**) et de la polarisation du motif de VO₂ (**Figure III.23**).

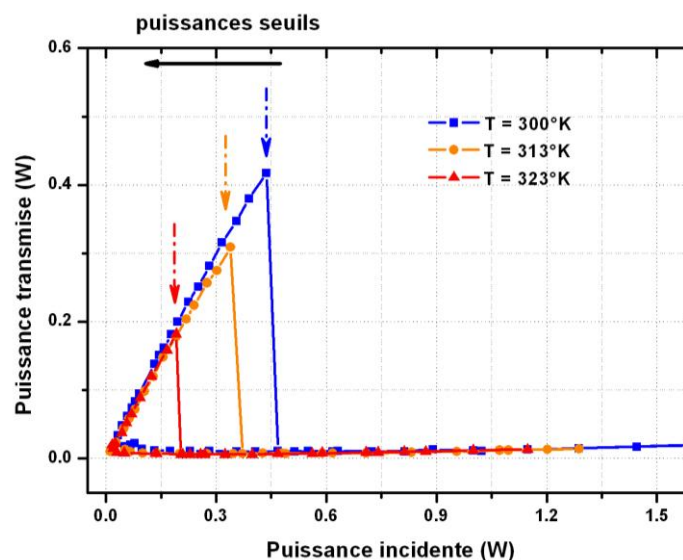


Figure III.22 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz d'un limiteur intégrant un motif de VO₂ de 100 µm de longueur à 300, 313, et 323°K.

On applique une tension continue au motif de VO₂ en utilisant des pointes RF et un Té de polarisation. Lorsqu'on augmente la température ou la tension continue aux bornes du motif de VO₂ (entre la masse et la ligne de signal du guide CPW), on diminue la valeur de la puissance seuil du limiteur. Les apports d'énergie thermique directs ou indirects (effet Joule induit par injection de charge suite à l'application de la tension V_{dc}) diminuent la contribution de la puissance incidente RF à la transformation du VO₂ à l'état métallique. On peut donc modifier la valeur de la puissance seuil en fonction de paramètres extérieurs, et donc utiliser les limiteurs de manière active.

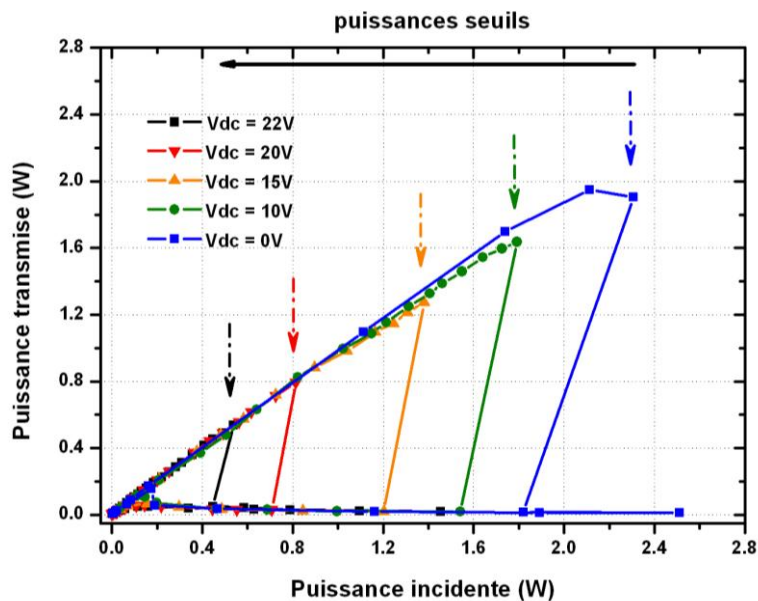


Figure III.23 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz d'un limiteur intégrant un motif de VO₂ de 400 μm de longueur soumis à des tensions continues de 10, 15, 20, et 22 V.

Nous avons fabriqué des limiteurs de puissance micro-ondes à base de VO₂ de type « disjoncteur réarmable ». Ces composants fonctionnent sur une très large bande de fréquence (100 MHz à 40 GHz). Ils induisent de faibles pertes d'insertion du signal incident (< 0.8 dB) et présentent un fort pouvoir d'isolation (> 24 dB pour des motifs d VO₂ de longueur supérieure à 200 μm). Ces limiteurs sont également extrêmement simples à réaliser (seulement deux niveaux de masques). Nous désirons fabriquer un second type de limiteur de puissance à base de VO₂, qui présenterait une fonction de limitation de la puissance de type écrêtage.

III.2. Limiteurs de puissance de type « écreteur » de puissance

III.2.1. Principe de fonctionnement des limiteurs de type « écreteurs » de puissance

Nous avons vu précédemment (**Figure III.21** $L = 50 \mu\text{m}$) que lorsque la résistance du motif de VO_2 à l'état métallique n'est pas suffisamment faible, le signal micro-onde n'est pas complètement court-circuité à la masse, et se trouve néanmoins fortement atténué par le motif lorsqu'il est à l'état métallique. Dans l'optique de réaliser un nouveau dispositif limiteur de puissance ayant une fonction de limitation de puissance de type écretage, nous avons fabriqué le circuit présenté dans la **Figure III.24**.

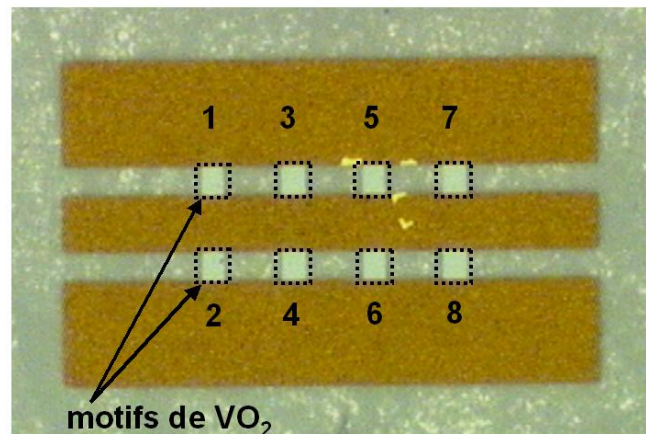


Figure III.24 : Photographie d'un limiteur de puissance intégrant plusieurs motifs de VO_2 de $40 \mu\text{m}$ de longueur.

Le design du nouveau limiteur est composé de huit motifs de VO_2 de $40 \mu\text{m}$ de longueur et de résistance supérieure à $1 \text{ k}\Omega$ chacune quand le VO_2 est à l'état semi-conducteur, et de résistance d'environ 50Ω quand le VO_2 est à l'état métallique. Nous souhaitons grâce à ce limiteur transmettre une partie du signal incident, même lorsque les motifs de VO_2 sont à l'état métallique. La caractérisation en puissance de ce limiteur est présentée dans la **Figure III.25**.

La forme de cette caractéristique s'explique comme suit. Quand la puissance incidente augmente, les motifs de VO_2 de $40 \mu\text{m}$ de longueur s'actionnent à l'état métallique de manière séquentielle.

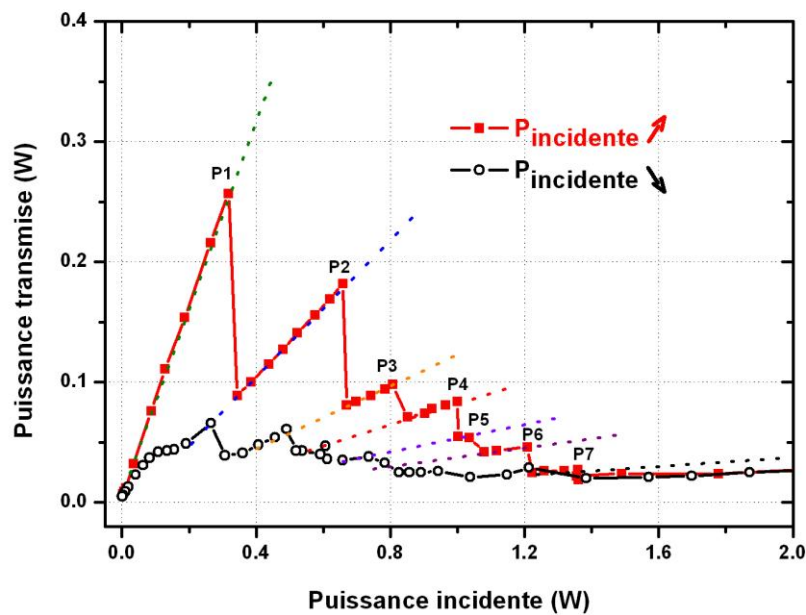


Figure III.25 : Caractérisation en puissance à 10 GHz d'un limiteur de puissance intégrant plusieurs motifs de VO₂ de 40 µm de longueur à température ambiante.

Les différentes valeurs de puissances seuils notées P1, P2, etc. correspondent à la transition vers l'état métallique des motifs notés 1, 2, etc. dans la **Figure III.24**. Lorsque la puissance incidente dépasse une des puissances seuils (P1, P2, etc.), la puissance transmise est atténuée, puis augmente linéairement en fonction de la puissance incidente avec une pente de plus en plus faible : plus le nombre de motifs de VO₂ actionnés est grand, plus la pente de la caractéristique $P_{\text{transmise}} = f(P_{\text{incidente}})$ diminue. Comme nous l'avons montré précédemment, les motifs à l'état métallique induisent des pertes dans la transmission du signal incident. Donc, plus le nombre de motifs à l'état métallique est grand, plus les pertes sont importantes. On peut remarquer qu'il n'y a que sept seuils de transition sur la **Figure III.25** alors qu'il y a huit motifs de VO₂ sur la **Figure III.24**, ceci est dû au fait que lorsque la puissance incidente dépasse le seuil P7, les deux derniers motifs (7 et 8) deviennent métalliques en même temps.

Le circuit présenté dans la **Figure III.24** constitue une première étape dans la réalisation d'un limiteur de puissance permettant d'écrêter sans court-circuiter totalement le signal incident. La solution envisagée pour réaliser la fonction de commutation de type écrêtage est de créer une ligne de dérivation qui permettra de transmettre une partie de la puissance dans le guide CPW et de court-circuiter le surplus de puissance. La réalisation de ce limiteur nécessite l'utilisation de diviseurs et des combineurs de puissance micro-ondes comme le montre la **Figure III.26**.

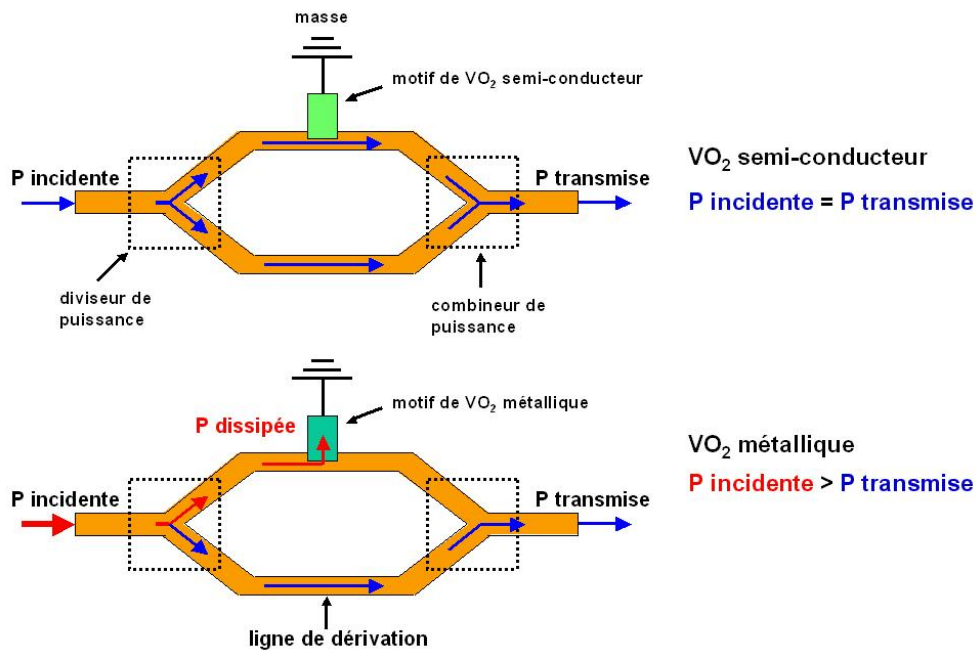


Figure III.26 : Schéma d'un limiteur de puissance de type « écrêteur » utilisant des diviseurs et combineurs de puissance.

L'idée est de transmettre la puissance incidente dans le guide sans atténuation si le VO_2 est à l'état semi-conducteur, et de court-circuiter le surplus de la puissance incidente à la masse si le VO_2 est à l'état métallique. Une partie de la puissance incidente pourra être transmise par la ligne de dérivation.

III.2.2. Design, fabrication et caractérisation des limiteurs de puissance de type « écrêteur »

III.2.2.1. Design et fabrication du coupleur en anneau

Nous avons choisi une topologie de limiteur de puissance nécessitant l'intégration d'un diviseur et d'un combineur de puissance. Le design du diviseur et du combineur de puissance a été inspiré par la topologie des coupleurs en anneaux (coupleurs « rate race » en anglais). Les coupleurs en anneaux sont des composants micro-ondes qui permettent de diviser la puissance et de la redistribuer. Par exemple, le signal incident entrant sur un port 1 (**Figure III.27**) est divisé en deux, puis redistribué sur les ports 2 et 3, sans induire de déphasage entre les signaux sortant du composant. Prenons l'exemple du coupleur « rate race » classique dessiné en technologie micro-ruban dans la **Figure III.27**.

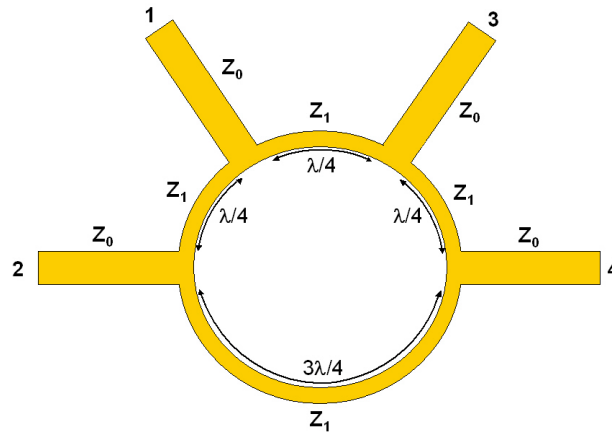


Figure III.27 : Schéma d'un coupleur en anneau dessiné en technologie micro-ruban.

Quand on applique un signal incident sur le port 1 (d'impédance d'entrée Z_0), il est divisé entre deux lignes d'impédance Z_1 . L'impédance Z_1 est calculée à partir de l'équation 3.1 de l'impédance d'entrée d'une ligne à haute fréquence ;

$$Z_0 = Z_1 \frac{Z_R + jZ_1 \operatorname{tg} \beta l}{Z_1 + jZ_R \operatorname{tg} \beta l} \quad (\text{éq. 3.1})$$

Avec l la longueur de la ligne, β le paramètre de phase exprimé en radians par mètres et Z_R l'impédance de charge.

$$\text{Si } l = (2n+1) \cdot \frac{\lambda}{4} \quad (\text{éq. 3.2})$$

Avec λ la longueur d'onde du signal incident.

On obtient à partir de l'équation 3.1 la relation :

$$Z_0 = \frac{Z_1^2}{Z_R} \quad (\text{éq. 3.3})$$

On calcule l'impédance de la ligne Z_1 : $Z_1 = Z_0 \sqrt{2} = 70 \Omega$, dans le cas des coupleurs et combineurs de puissance pour réaliser une adaptation entre entrée et sortie (50Ω vers 50Ω).

Le signal incident est ensuite transmis jusqu'aux ports 2 et 3 (d'impédance Z_0), le port 4 étant isolé (le port 4 est situé à la distance $l = n \cdot \frac{\lambda}{2}$ du port 1). Le signal transmis dans les ports 2 et 3 est atténué de 3 dB par port (soit 50 %), par rapport à l'amplitude du signal incident. Les signaux transmis aux ports 2 et 3 ne présentent aucun déphasage grâce à l'utilisation des lignes de transmission de longueur $\lambda/4$. Inversement, si on applique un signal sur le port 4, il sera divisé entre les ports 2 et 3 (atténué de 3 dB par port) avec un déphasage de 180° , et le port 1 sera isolé.

Ces coupleurs peuvent être réalisés en technologie coplanaire : un exemple de fabrication de coupleur hybride, développé par Ponchak et al. [Pon03] est présenté dans la **Figure III.28**.

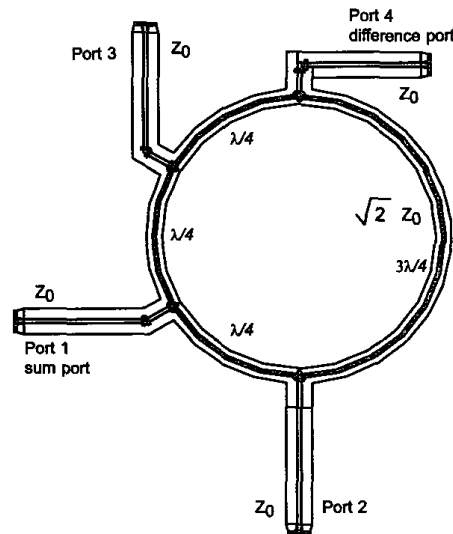


Figure III.28 : Design du coupleur en anneau coplanaire réalisé par Ponchak et al. [Pon03].

Ce coupleur est dessiné pour fonctionner à 15 GHz. Ses caractéristiques électriques sont présentées dans la **Figure III.29**.

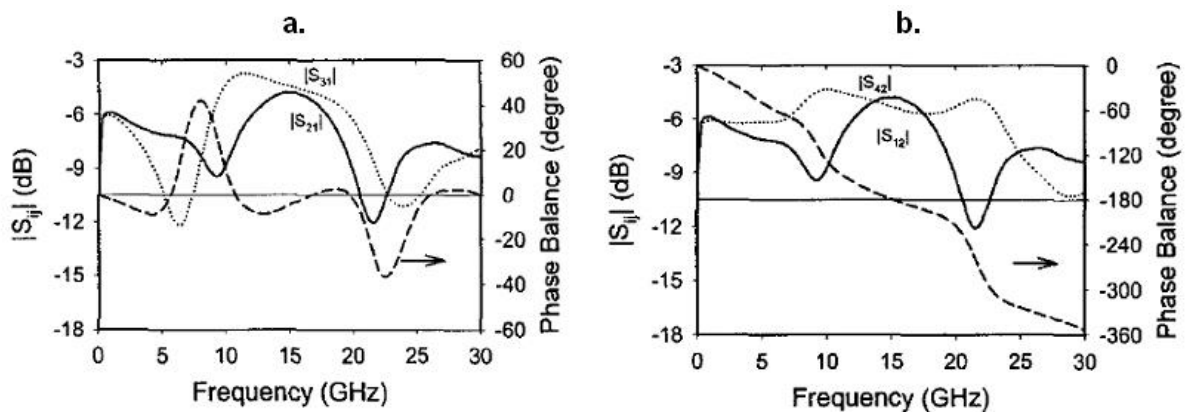


Figure III.29 : Paramètres S en transmission, (a.) mesure de S_{21} et S_{31} , et du déphasage entre les ports 2 et 3, et (b.) mesures de S_{42} et S_{12} , et du déphasage entre les ports 2 et 3 du coupleur en anneau développé par Ponchak et al [Pon03].

Ce coupleur en anneau est dessiné pour transmettre 50 % du signal incident sur les ports 1 ou 4 aux ports 2 et 3 à 15 GHz. Les paramètres S en transmission S_{21} , S_{31} , S_{42} , et S_{12} (**Figure III.29**) ont des valeurs d'environ -5 dB à 15 GHz. Ce coupleur présente donc des pertes d'insertions élevées d'environ 2 dB, car les paramètres S théoriques en transmission

sont de -3 dB. Les déphasages mesurés sont en accord avec la théorie : un déphasage nul entre les ports 2 et 3 lorsqu'on applique le signal incident au port 1 et un déphasage de 180° entre les ports 2 et 3 lorsqu'on applique le signal incident au port 4.

Nous avons fabriqué le dispositif diviseur/ combineur de puissance simplifié à une entrée et à une sortie en technologie coplanaire (**Figure III.30**) (par la suite on appellera ce dispositif par abus de langage « diviseur de puissance »). Les paramètres S de ce dispositif sont comparables à celles du coupleur en anneau présenté dans la **Figure III.28**. Ce diviseur de puissance compact (de longueur inférieure à la longueur d'onde de travail λ) a été réalisé pour avoir un comportement large bande, sans tenir compte du déphasage entre le signal d'entrée et de sortie. En effet, ce diviseur n'est pas en lui même une finalité, mais un moyen pour fabriquer un limiteur de puissance. Nous n'avons donc pas jugé utile, pour le moment, de réaliser un diviseur de puissance permettant d'avoir un signal d'entrée et de sortie en phase qui présenterait une bande de fréquences de travail étroite.

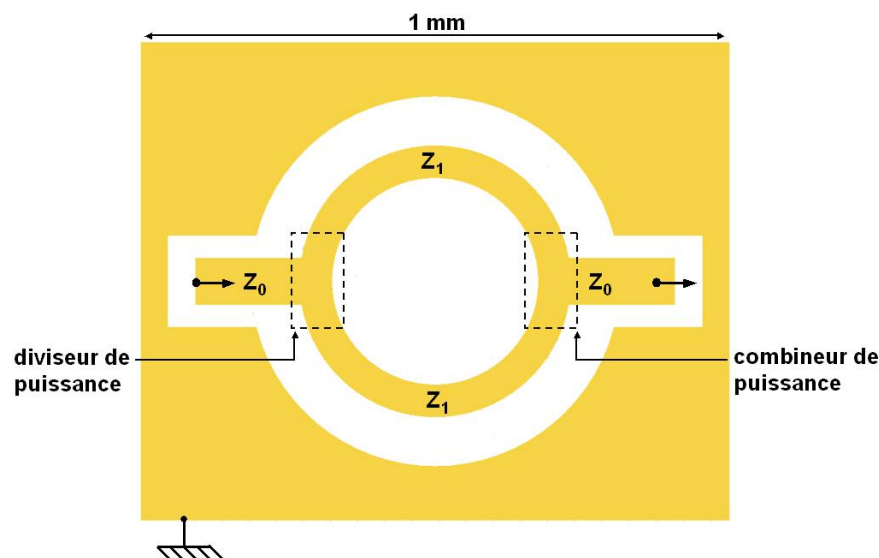


Figure III.30 : Design du diviseur de puissance simplifié à une entrée et une sortie en technologie coplanaire.

Ce diviseur de puissance est constitué d'une ligne de transmission d'une impédance de 50Ω en entrée (Z_0) et de deux branches circulaires d'impédance 70.7Ω (Z_1). Les caractéristiques électriques simulées avec le logiciel électromagnétique ADS Momentum de ce diviseur sont présentées dans la **Figure III.31**.

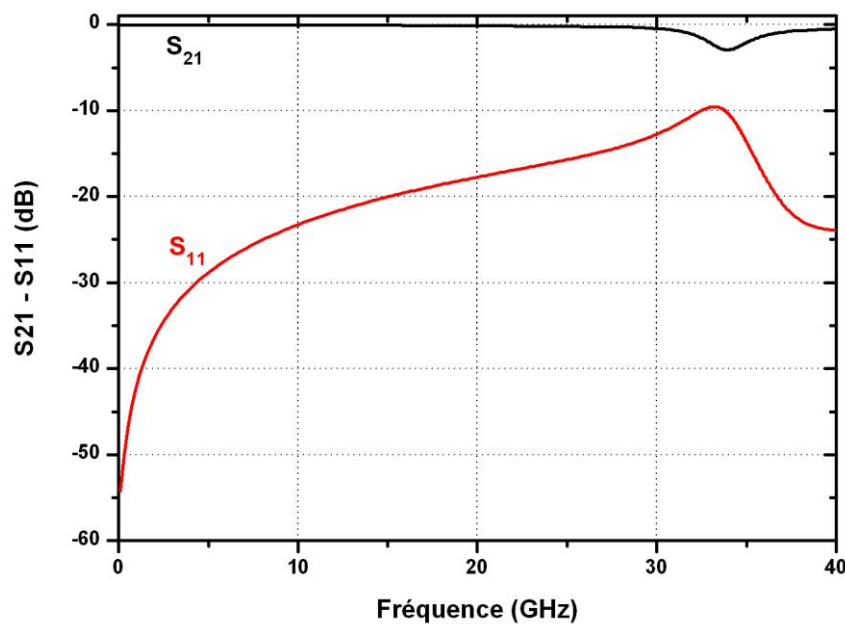


Figure III.31 : Simulation de la transmission (S_{21}) et de la réflexion (S_{11}) du diviseur de puissance.

Ces simulations montrent que le diviseur de puissance induit très peu de pertes d'insertion, inférieures à 0.2 dB sur une large plage de fréquences, de 100 MHz à 28 GHz. L'adaptation est maximale pour les basses fréquences ($S_{11} < -30$ dB) et elle est acceptable jusqu'à 30 GHz (< -13 dB). La longueur de la ligne de transmission a été choisie pour décaler son pic de résonance vers les hautes fréquences (à 34 GHz) pour privilégier un fonctionnement du limiteur entre 0 et 20 GHz..

III.2.2.2. Design, fabrication et caractérisation d'un limiteur de puissance micro-onde de type « écreteur » associé à un diviseur de puissance symétrique

Nous avons intégré un motif de VO_2 (associé en série avec un motif de carbone dopé nickel) liant une des branches du diviseur de puissance à la ligne de masse (**Figure III.32**) pour réaliser un limiteur de puissance micro-onde. Ce circuit a été réalisé dans la salle blanche de la plate-forme PLATINOM de XLIM, avec les procédés de fabrication décrits en **Annexe III** (sans utiliser de couche d'isolation d'alumine).

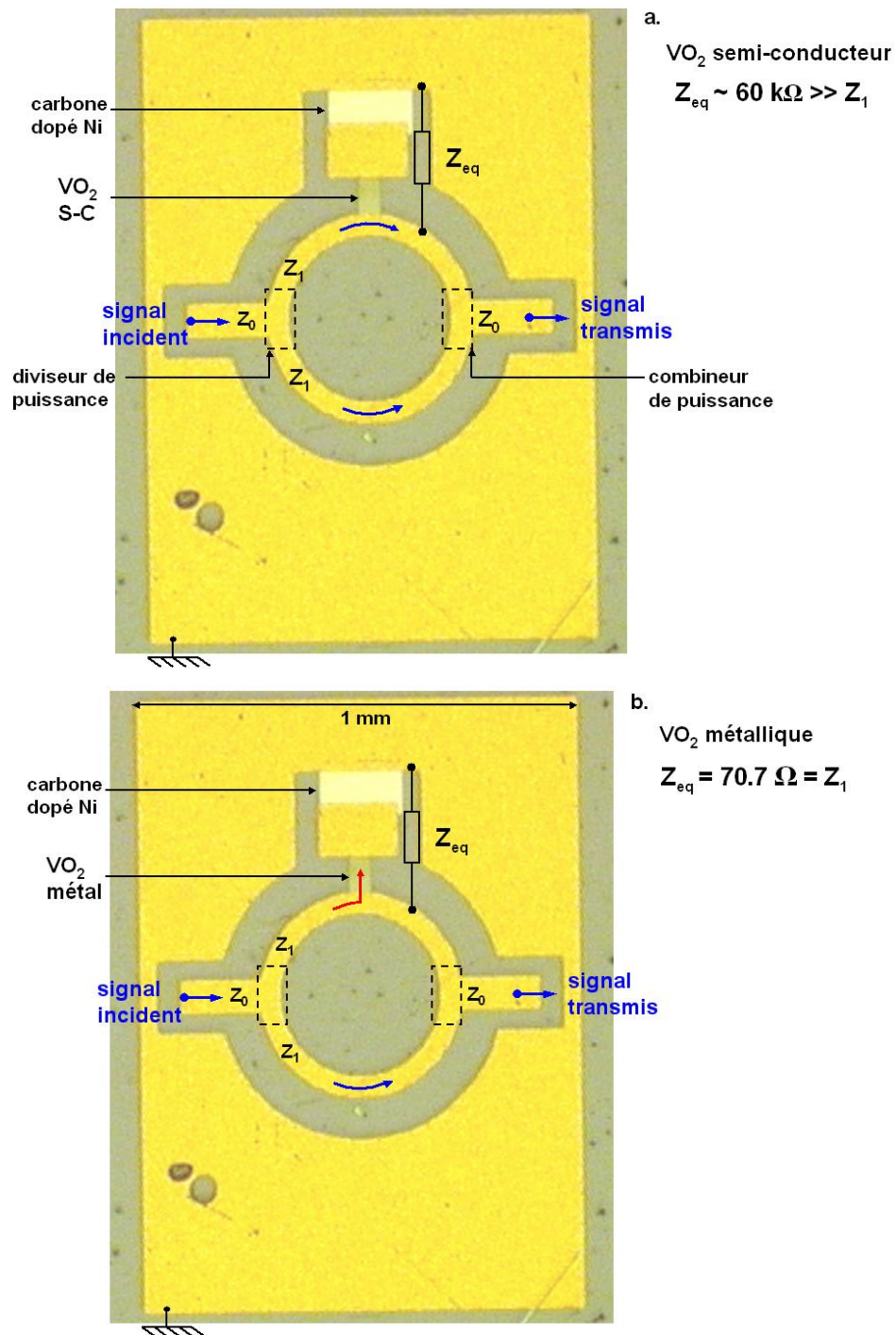


Figure III.32 : Photographie d'un limiteur de puissance de type « écrêteur », dessiné à partir d'un diviseur de puissance symétrique en technologie coplanaire (que l'on appellera limiteur 1C), (a.) quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, et (b.) quand le VO₂ est à l'état métallique.

En adaptant l'impédance Z_{eq} (impédance des motifs de VO₂ et de carbone dopé (Figure III.32)) à l'impédance Z_1 d'une des branches du diviseur, il est possible de court-circuiter le signal se propageant dans cette branche à la masse, sans atténuer le signal se

propageant dans l'autre branche. Le limiteur, que l'on appellera 1C, a été réalisé pour atténuer de 3 dB la puissance incidente lorsque le VO₂ est à l'état métallique (**Figure III.32 (b.)**). Son fonctionnement est le suivant :

- quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur (**Figure III.32 (a.)**), la partie active du composant, composée du motif de VO₂ et du motif de carbone dopé, a une impédance Z_{eq} de plusieurs k Ω . Le signal incident est alors transmis entièrement jusqu'au port de sortie du limiteur 1C.
- quand le VO₂ est à l'état métallique (**Figure III.32 (b.)**), la partie active du circuit présente une impédance de $Z_{eq} = 70.7 \Omega$ et le signal se propageant dans la branche supérieure du diviseur de puissance est court-circuité à la masse. Nous utilisons un motif résistif de carbone dopé au nickel pour ajuster plus facilement l'impédance de la partie active du circuit à la valeur désirée. En effet, le film de VO₂ utilisé, présente, à l'état métallique, une résistivité de $2.07 \times 10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$. Cette faible résistivité conduirait à dessiner la partie active du circuit avec des dimensions beaucoup plus importantes pour qu'elle atteigne une impédance de 70.7Ω . Il est préférable d'ajouter un motif résistif de carbone dopé à 50 % de nickel ($200 \Omega / \square$ d'épaisseur 100 nm) pour que le circuit soit plus compact. Nous avons donc réalisé la partie active du circuit avec une résistance en carbone dopé de 60Ω en série avec un motif de VO₂, l'impédance équivalente des deux motifs variant de $60 \text{ k}\Omega$ à 70.7Ω .

Les simulations des caractéristiques électriques du limiteur 1C (**Figure III.32**) sont présentées dans la **Figure III.33**.

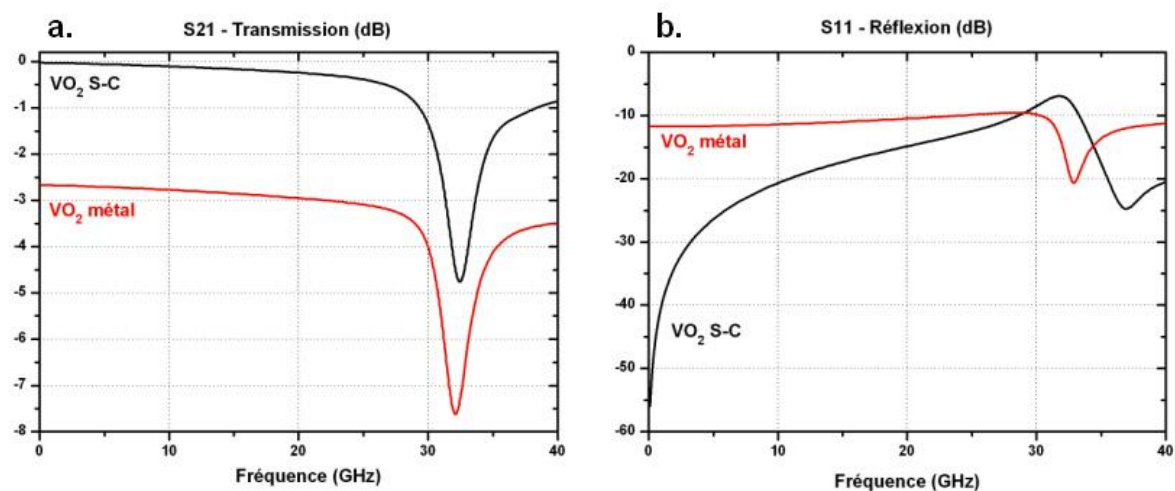


Figure III.33 : Simulations des paramètres S (a.) en transmission S_{21} et (b.) en réflexion S_{11} , du limiteur 1C composé d'un diviseur de puissance symétrique et d'une partie active comprenant un motif de VO₂ de 117 nm d'épaisseur en série avec un motif de carbone dopé au nickel.

Comme déjà mentionné, lorsque le VO₂ est à l'état semi-conducteur, l'impédance de la partie active est d'environ 60 kΩ. L'intégration des motifs de VO₂ et de carbone dopé dans le diviseur, entraîne une légère augmentation des pertes d'insertion **Figure III.33 (a.)** (< 0.5 dB jusqu'à 25 GHz), en comparaison avec les pertes obtenues dans les simulations du diviseur de puissance seul (< 0.2 dB jusqu'à 30 GHz) (**Figure III.31**). La réflexion est, quant à elle, inférieure à 15 dB de 100 MHz à 20 GHz.

Lorsque le VO₂ est à l'état métallique, l'impédance de la partie active est de 70.7 Ω. Le signal est alors atténué d'environ 3 dB de 100 MHz à 25 GHz **Figure III.33 (a.)**. La réflexion reste inférieure à 10 dB de 100 MHz à 40 GHz.

Les mesures expérimentales des paramètres S du limiteur 1C ont été réalisées à température ambiante (VO₂ à l'état semi-conducteur) (**Figure III.34 (a.)** et **(b.)** VO₂ S-C)) et à 100°C (VO₂ à l'état métallique) (**Figure III.34. (a.)** et **(b.)** VO₂ métal).

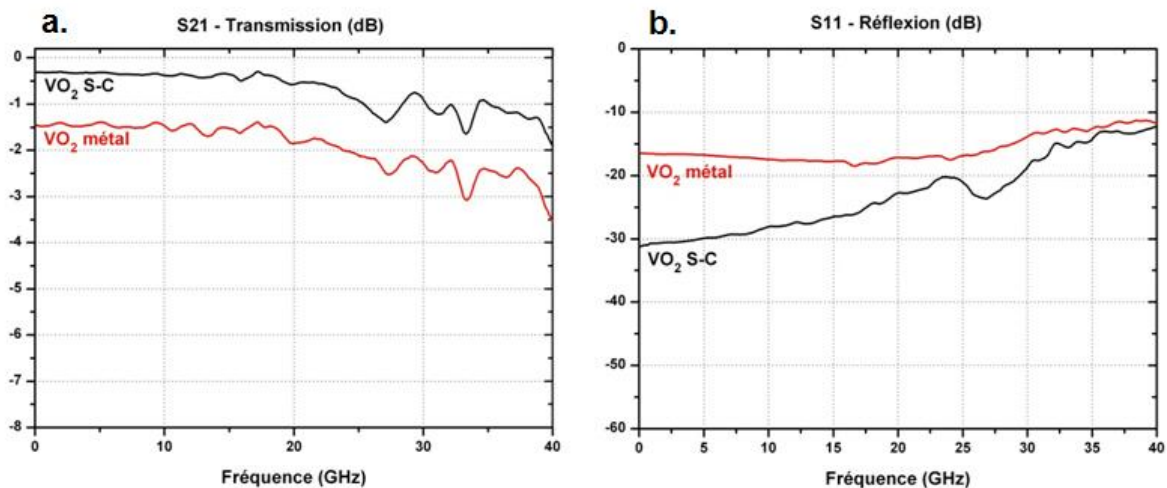


Figure III.34 : Mesures des paramètres S (a.) en transmission S₂₁ et (b.) en réflexion S₁₁, du limiteur 1C composé d'un diviseur de puissance et d'une partie active comprenant un motif de VO₂ de 117 nm d'épaisseur.

Les mesures en transmission et en réflexion du circuit, lorsque le VO₂ est à l'état semi-conducteur, sont à peu près en accord avec les simulations. Les pertes d'insertions mesurées sont inférieures à 0.5 dB de 100 MHz à 20 GHz, et la réflexion est inférieure à 15 dB de 100 MHz à 40 GHz.

Quand le motif de VO₂ est à l'état métallique, le paramètre S₂₁ (**Figure III.34 (a.)**) est atténué d'environ 1.5 dB de 100 MHz à 20 GHz. Cette mesure est en désaccord avec les simulations (une atténuation de 3dB était attendue) (**Figure III.33 (a.)**) car l'impédance de la partie active fabriquée est supérieure à la valeur attendue de 70.7 Ω. En effet, les mesures des

résistances respectives des motifs de VO₂ à l'état métallique et de carbone dopé sont 50 et 120 Ω, soit une résistance totale de $Z_{eq} = 170 \Omega$. L'écart sur la valeur de Z_{eq} est due à la variation des dimensions des motifs de VO₂ et de carbone dopé pendant les procédés de fabrication en salle blanche, notamment pendant la gravure du motif de VO₂ et le lift-off du motif de carbone dopé. La résistance intrinsèque du carbone dopé n'est pas non plus celle attendue : elle est mesurée à 330 Ω/□ au lieu de 200 Ω/□. Le paramètre en réflexion S₁₁ est également différent des simulations. Nous avons effectué une post-simulation prenant en compte la résistance et les dimensions réelles de la partie active du circuit (mesurées après fabrication du circuit) (**Figure III.35**).

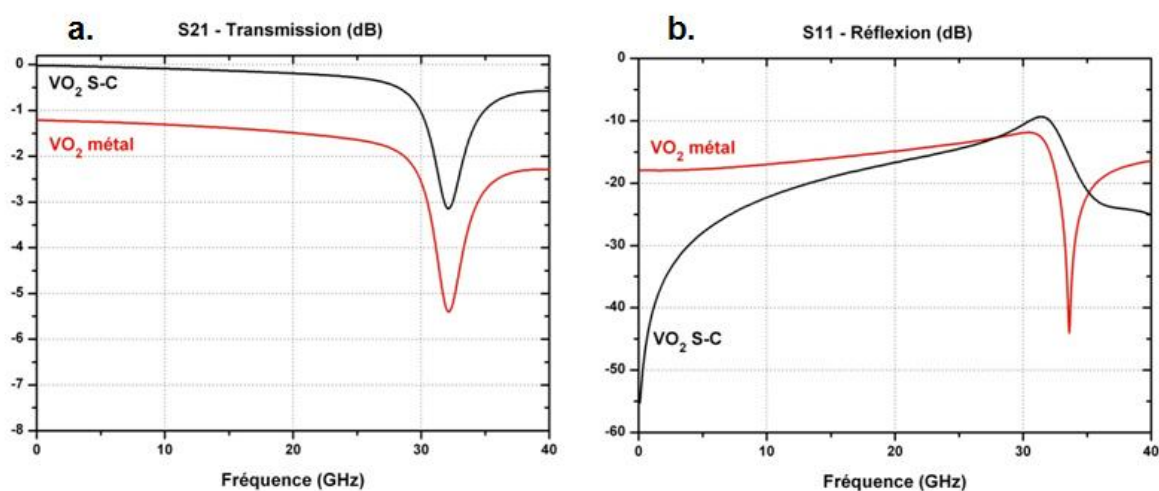


Figure III.35 : Post-simulations des paramètres S (a.) en transmission S₂₁ et (b.) en réflexion S₁₁, du limiteur 1C composé d'un diviseur de puissance et d'une partie active comprenant un motif de VO₂ de 117 nm d'épaisseur.

Les post-simulations ((**Figure III.35**) des paramètres S en transmission et en réflexion sont en concordance avec les mesures jusqu'à 20 GHz ((**Figure III.34**). Les pics de résonance de la ligne obtenus à 32 GHz en simulation, ne sont quant à eux pas clairement identifiables en mesure.

Ce limiteur permettant de court-circuiter 50 % de la puissance incidente présente des caractéristiques électriques larges bandes (de 100 MHz à 20 GHz). L'impédance de la partie active après fabrication est cependant trop grande (170 Ω au lieu de 70.7 Ω) ; le limiteur court-circuite seulement 29 % du signal incident (soit 1.5 dB) lorsque le VO₂ est à l'état métallique.

La mesure de la caractéristique $P_{\text{incidente}} = f(P_{\text{transmise}})$ du limiteur 1C a été effectuée grâce au montage présenté dans la **Figure III.19**. La **Figure III.36** montre la caractérisation du limiteur en puissance à 10 GHz.

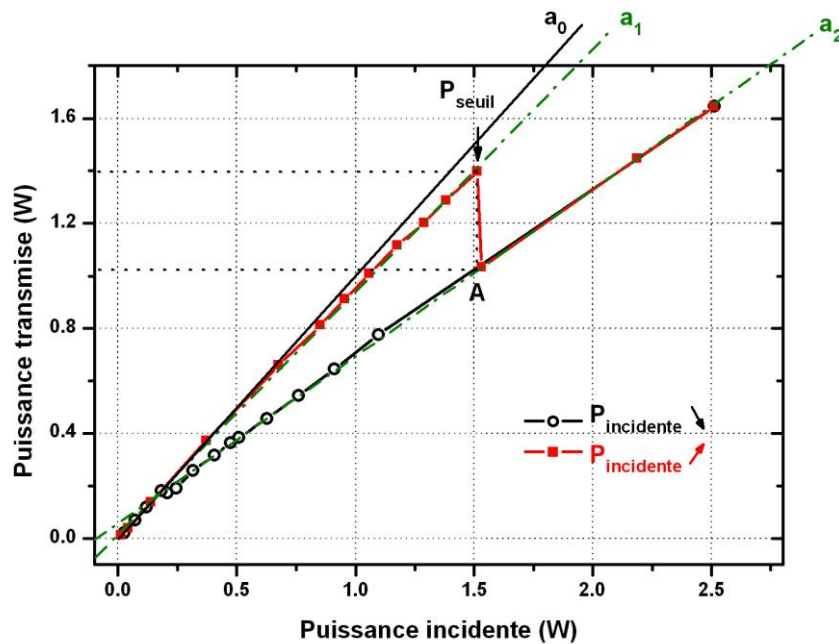


Figure III.36 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz du limiteur 1C composé d'un diviseur de puissance et d'une partie active intégrant un motif de VO₂ de 117 nm d'épaisseur, à 57°C.

A faible puissance incidente, le motif de VO₂ est à l'état semi-conducteur (la partie active du circuit a une impédance d'environ 60 kΩ) et la puissance incidente est transmise dans le circuit avec peu de pertes, jusqu'à une puissance seuil de 1.5 W (soit 31.7 dBm). La droite a_0 d'équation $y = x$ (de pente 1) représente une transmission idéale sans aucune perte, la droite a_1 représente la transmission du limiteur de puissance quand le motif de VO₂ est à l'état semi-conducteur. La droite a_1 a une pente de 0.92, ce qui correspond aux pertes d'insertions mesurées dans la **Figure III.34 (a.)** (0.3 dB soit 6.8 %). Au delà de la valeur seuil de puissance, le motif de VO₂ devient métallique, l'impédance de la partie active du circuit chute à 170 Ω et environ 30 % du signal incident est court-circuité à la masse. Il faut cependant tenir compte du fait que le pas de la mesure en puissance réalisée manuellement est trop grand (modification manuelle des valeurs de la puissance incidente), notamment au niveau des puissances incidentes correspondant aux puissances seuils. Une partie de l'information peut donc être perdue entre les points d'abscisse noté P_{seuil} et le premier point suivant. En effet, comme la transformation du motif de VO₂ à l'état métallique est quasi-instantanée, le limiteur

atténuée également quasi-instantanément la puissance. La valeur d'atténuation doit donc être lue entre l'ordonnée du point d'abscisse P_{seuil} , et l'ordonnée du point situé à l'intersection de la verticale du point d'abscisse P_{seuil} et de la droite a_2 (noté A sur la **Figure III.36**) pour minimiser les erreurs de mesure. On trouve avec cette méthode une atténuation de 32.5 % (soit 1.71 dB d'atténuation). On a mesuré une atténuation du signal de 1.48 dB (soit 29 % d'atténuation) à 10 GHz à 100°C (**Figure III.34 (a.)**) Si on augmente encore la puissance incidente au-delà du point A, la puissance transmise augmente linéairement selon la droite a_2 de pente 0.64. La transmission est donc atténuée de 30 % lorsque le VO₂ est métallique (soit 1.55 dB d'atténuation) par rapport à la transmission obtenue avec un motif de VO₂ semi-conducteur. Lorsqu'on diminue la puissance incidente (courbe bleue de la **Figure III.36**), la puissance transmise diminue linéairement selon la droite a_2 jusqu'à 0.2 W, où le motif de VO₂ repasse à l'état semi-conducteur. Entre 0.2 et 0 W la puissance transmise diminue linéairement selon la droite a_1 . On observe un hystérésis large, lorsqu'on diminue la puissance incidente, qui témoigne de l'importance du chauffage par effet Joule quand le VO₂ est à l'état métallique. Cette caractérisation en puissance a été effectuée à 57°C, car la puissance maximale délivrée par la source micro-onde (5 W) n'est pas suffisante pour initier la transition semi-conducteur métal du motif de VO₂ à température ambiante. D'autres mesures réalisées montrent que la tenue en puissance du composant est supérieure ou égale 5 W (soit 37 dBm).

III.2.2.3. Design, fabrication et caractérisation de limiteurs de puissance micro-ondes de type « écrêteur » associés à différents diviseurs de puissance

Nous avons réalisé différents designs de limiteurs de puissance, qui permettent d'atténuer la puissance transmise selon différents ratios. En effet, il est possible d'utiliser des diviseurs de puissance asymétriques, ayant deux branches d'impédances Z_1 et Z_2 différentes. Le rapport $R_{1,2}$ (**équation 3.4**) définit le pourcentage de puissance transmise respectivement dans la branche d'impédance Z_1 et la branche d'impédance Z_2 .

$$R_{1,2} = 1 - \frac{Z_{1,2}}{Z_1 + Z_2} \quad (\text{éq 3.4})$$

III.2.2.3.1 Caractérisation de limiteurs de puissance micro-ondes de type «écrêteur» atténuant un tiers ou deux tiers du signal

Nous avons remplacé le diviseur de puissance symétrique présenté dans le paragraphe antérieur, par un diviseur asymétrique ayant une branche d'impédance $Z_1 = 100 \Omega$, et une branche d'impédance $Z_2 = 50 \Omega$. En remplaçant dans l'équation 3.4 Z_1 et Z_2 , on obtient un rapport $R_1 = 1/3$ et un rapport $R_2 = 2/3$. En intégrant, comme dans le paragraphe III.2.2.2., un motif de VO₂ en série avec un motif de carbone dopé (impédance adaptée plus facilement), reliant la branche d'impédance Z_1 ou Z_2 à la ligne de masse, on peut réaliser des limiteurs de puissance atténuant respectivement la puissance incidente d'un tiers (qu'on appellera limiteur 1C 1/3), ou de deux tiers (qu'on appellera limiteur 1C 2/3) quand le motif de VO₂ est à l'état métallique (Figure III.37 et III.38).

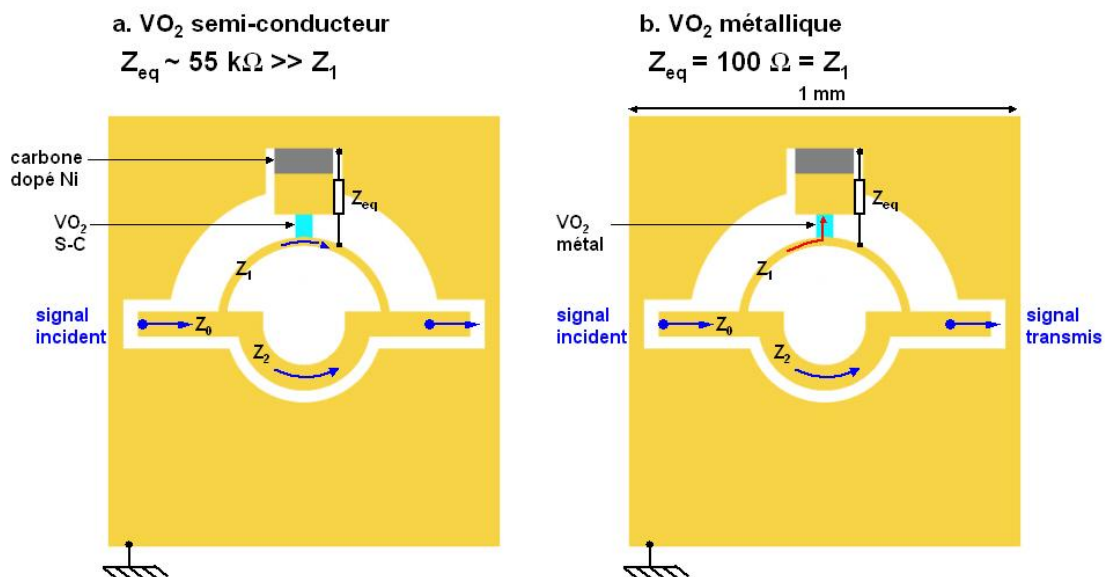


Figure III.37 : Design d'un limiteur de puissance de type «écrêteur» pouvant limiter un tiers du signal incident (limiteur 1C 1/3), dessiné à partir d'un diviseur de puissance asymétrique à base de VO₂, (a.) quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, et (b.) quand le VO₂ est à l'état métallique.

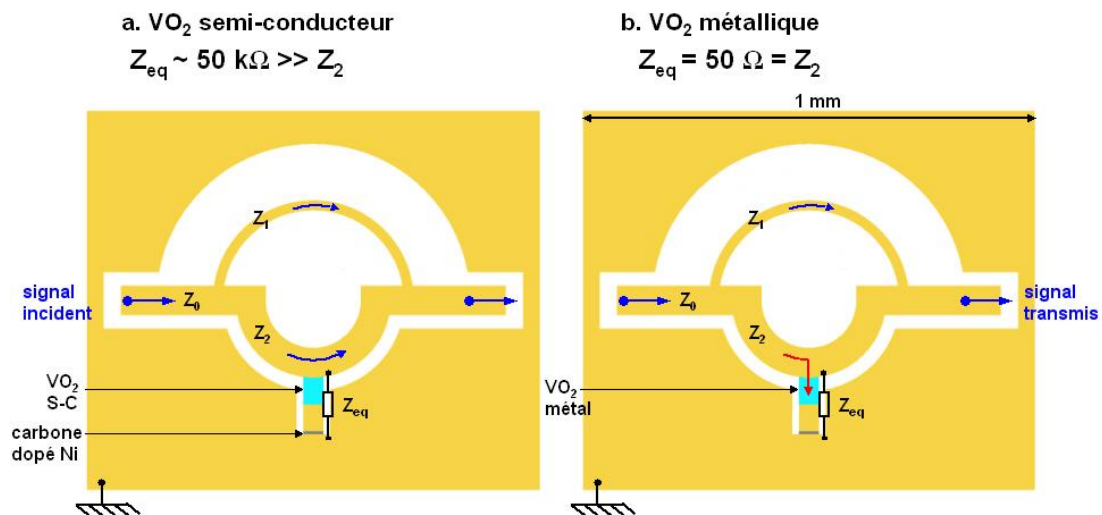


Figure III.38 : Design d'un limiteur de puissance de type « écreteur » pouvant limiter deux tiers du signal incident (limiteur 1C 2/3), dessiné à partir d'un diviseur de puissance asymétrique à base de VO₂, (a.) quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, et (b.) quand le VO₂ est à l'état métallique.

Le principe de fonctionnement de ces limiteurs est le même que celui du limiteur 1C présenté dans le paragraphe III.2.2.2.. Lorsque le motif de VO₂ est à l'état semi-conducteur, l'impédance de la partie active Z_{eq} est très supérieure à l'impédance Z_1 (Figure III.37 (a.)) ou à l'impédance Z_2 (Figure III.38 (a.)) de la branche du diviseur de puissance et le composant transmet le signal incident avec peu de pertes. Quand le motif de VO₂ est métallique, la partie active du circuit (composée d'un motif de VO₂ et d'un motif résistif de carbone dopé avec du nickel) est dimensionnée pour avoir une impédance équivalente $Z_{eq} = 100 \Omega = Z_1$ (Figure III.37 (b.)) ou $Z_{eq} = 50 \Omega = Z_2$ (Figure III.38 (b.)). Le signal incident se propageant dans la branche d'impédance Z_1 ou dans la branche d'impédance Z_2 est court-circuité à la ligne de masse, et le signal incident est respectivement atténué d'un tiers, (1.8 dB) et de deux tiers (4.8 dB). Les caractéristiques électriques simulées et mesurées de ces limiteurs sont présentées dans les Figures III.39 et III.40. Les mesures des paramètres S des limiteurs ont été réalisées à température ambiante (VO₂ à l'état semi-conducteur) et à 100°C (VO₂ à l'état métallique).

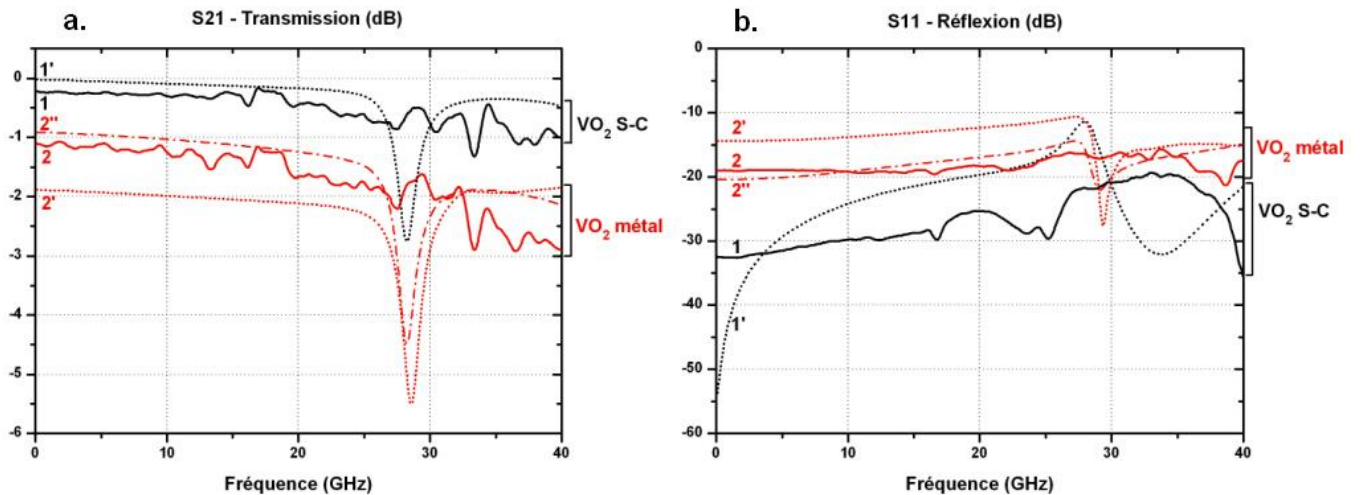


Figure III.39 : Mesures (1 et 2), simulations (1' et 2') et post-simulations (2'') des paramètres S (a.) en transmission S_{21} et (b.) en réflexion S_{11} , d'un limiteur de puissance 1C 1/3, intégrant un motif de VO_2 de 117 nm d'épaisseur.

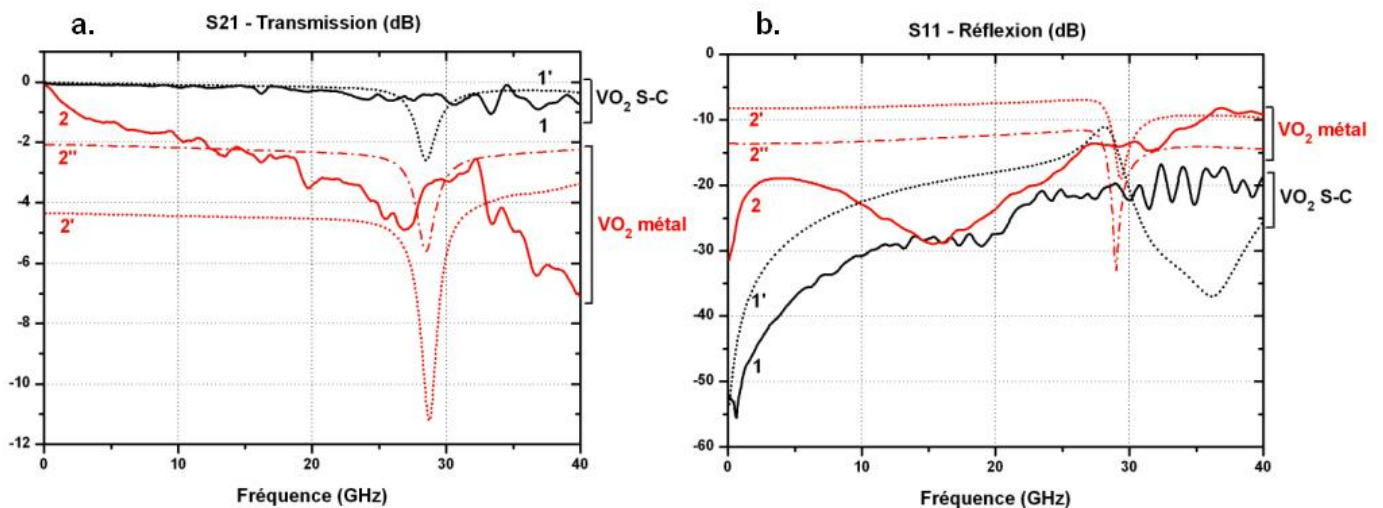


Figure III.40 : Mesures (1 et 2), simulations (1' et 2') et post-simulations (2'') des paramètres S (a.) en transmission S_{21} et (b.) en réflexion S_{11} , d'un limiteur de puissance 1C 2/3, intégrant un motif de VO_2 de 117 nm d'épaisseur.

On peut voir sur les courbes 1 des **Figures III.39 (a.)** et **III.40 (a.)**, lorsque le motif de VO_2 est semi-conducteur, que les limiteurs 1/3 et 2/3, présentent de faibles pertes d'insertion inférieures à 0.5 dB comme le prédisent les simulations, dont la représentation est montrée sur les courbes 1'. Les niveaux de réflexion mesurés sont bas, inférieurs à 20 dB sur les deux limiteurs (courbes 2 **Figures III.39 (b.)** et **III.40 (b.)**). Quand le motif de VO_2 est à l'état métallique, les simulations 2' des **Figures III.39 (a.)** et **III.40 (a.)** montrent des atténuations d'environ 2 dB (en théorie 1.8 dB) pour le limiteur 1C 1/3, et 4.5 dB (en théorie 4.8 dB) pour

le limiteur 1C 2/3 sur des plages de fréquences de 100 MHz à 20 GHz. Les simulations sont en accord avec les niveaux d'atténuation théoriques. Les mesures en transmission, effectuées quand le motif de VO₂ est métallique (courbes 2 des **Figures III.39 (a.)** et **III.40 (a.)**), ne sont pas en accord avec les simulations. On mesure environ 1.2 dB d'atténuation de 100 MHz à 20 GHz pour le limiteur 1C 1/3, et 2 dB d'atténuation de 10 GHz à 20 GHz pour le limiteur 1C 2/3. Les écarts entre les simulations et les mesures sont dus aux trop grandes impédances équivalentes Z_{eq} des parties actives des limiteurs. Tous les limiteurs de puissance intégrant des diviseurs de puissance ont été fabriqués sur le même substrat et présentent tous des impédances Z_{eq} trop grandes lorsque le motif de VO₂ est à l'état métallique (comme dans le cas du limiteur 1C présenté dans le paragraphe **III.2.2.2.**). Les post-simulations des limiteurs 1C 1/3 et 1C 2/3, qui prennent en compte les valeurs réelles d'impédances des parties actives et les véritables longueurs après fabrication, sont représentées par les courbes 2'' des **Figures III.39 (a.) (b.)** et **III.40 (a.) (b.)**. On peut voir que les mesures sont proches des post-simulations. Nous avons ensuite caractérisé en puissance (à 10 GHz) les deux limiteurs fabriqués (**Figure III.41** et **III.42**).

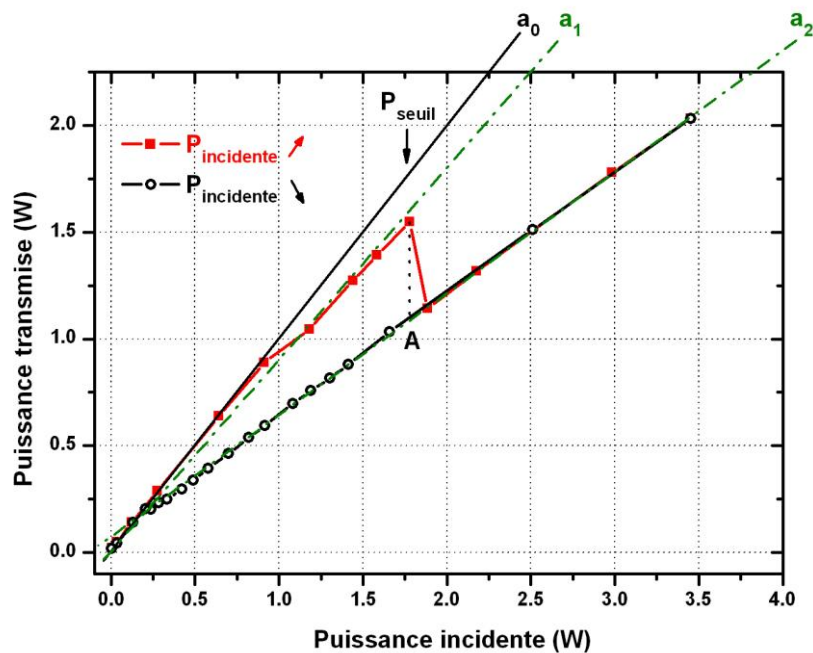


Figure III.41 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz d'un limiteur 1C 1/3, intégrant un motif de VO₂ de 117 nm d'épaisseur, à 57°C.

Cette caractéristique en puissance (**Figure III.41**) a la même forme que celle obtenue avec le limiteur 1C composé d'un diviseur symétrique pouvant atténuer 50 % du signal incident. Cette caractéristique est décrite dans le paragraphe **III.2.2.2.** Seuls, le seuil de

puissance, les pertes d'insertion et les niveaux d'atténuation diffèrent. Quand le motif de VO₂ est semi-conducteur, la droite a₁ représente la transmission du limiteur de puissance. La droite a₁ a une pente de 0.86, ce qui correspond à des pertes d'insertions de 0.65 dB, alors que la mesure en paramètre S S₂₁ sur la courbe 1 de la **Figure III.39 (a.)** indique seulement 0.35 dB. A une valeur de puissance incidente de 1.78 W, le motif de VO₂ devient métallique, et le limiteur 1C 1/3 atténue de 38 % la puissance transmise, soit une atténuation de 2.07 dB. La mesure de l'atténuation à 10 GHz, pour une température de 100°C est de 1.25 dB (soit une atténuation de 25 %) (courbe 2 de la **Figure III.39 (a.)**). En augmentant encore la puissance incidente au-delà du point A, la puissance transmise augmente linéairement en suivant la droite a₂ de pente 0.57, et dans ce cas, la puissance transmise est atténuée de 33 % par rapport à la transmission obtenue avec un motif de VO₂ semi-conducteur.

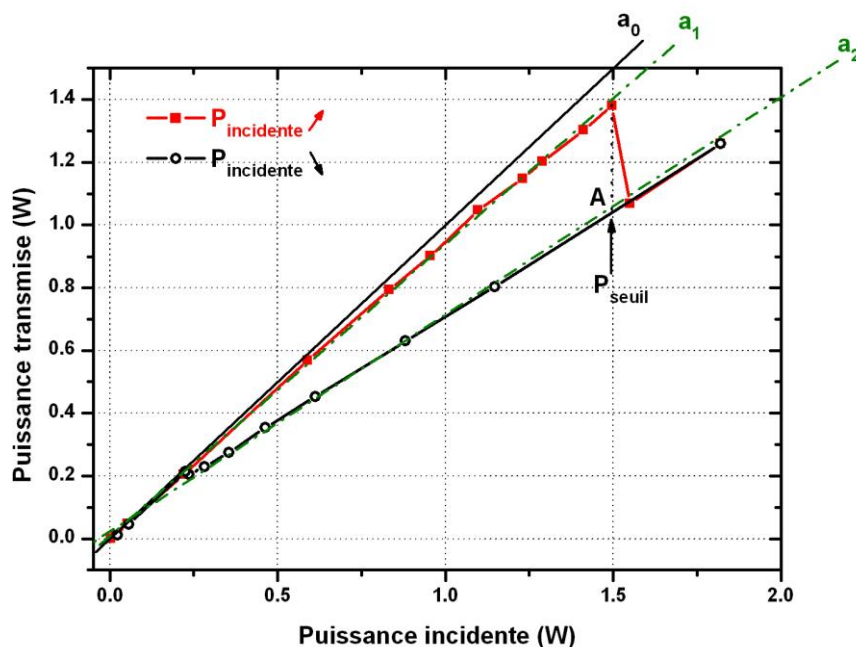


Figure III.42 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz d'un limiteur 1C 2/3, intégrant un motif de VO₂ de 117 nm d'épaisseur, à 57°C.

Le limiteur 1C 2/3 présente le même comportement. Quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, le limiteur 1C 2/3 présente des pertes d'insertion de 0.3 dB (la droite a₁ a une pente de 0.94), ce qui correspond aux pertes d'insertion mesurées en transmission à 10 GHz, de 0.3 dB (courbe 1 de la **Figure III.40 (a.)**). A une valeur de puissance incidente de 1.5 W, le motif de VO₂ devient métallique, et le limiteur 1C 2/3 atténue de 30.5 % la puissance transmise, soit une atténuation de 1.6 dB. La mesure en paramètre S S₂₁, à 10 GHz à 100°C, montre une atténuation de 1.9 dB (35 %) (courbe 2 de la **Figure III.40 (a.)**), soit un écart de 5

% avec la mesure en puissance. Si on augmente encore la puissance incidente au-delà du point A, la puissance transmise augmente linéairement comme la droite a_2 de pente 0.67, la transmission est atténuée de 29 % par rapport à la transmission obtenue avec un motif de VO₂ semi-conducteur.

Les mesures en puissance réalisées ne sont pas toujours en accord avec les mesures des paramètres S des limiteurs à température ambiante et à 100°C (**Figures III.39 et III.40**). Les différences, au niveau des pertes d'insertion des composants, peuvent s'expliquer par le fait que lors de la mesure en puissance, la température est fixée à 57°C (pour abaisser la valeur de la puissance seuil des limiteurs). La résistivité du VO₂ est donc plus faible pendant la mesure en puissance que lors de la mesure des paramètres S, ce qui peut augmenter les pertes d'insertion des limiteurs. Les différences d'atténuation, entre les mesures en paramètres S à 100°C et les mesures en puissance, peuvent s'expliquer par une différence du type d'actionnement du VO₂. Les paramètres S sont mesurés lors d'un actionnement thermique, alors que le motif de VO₂ est actionné directement par la puissance incidente pendant la mesure en puissance. Nous avons vu dans le **Chapitre II**, que la résistivité d'un motif de VO₂ à l'état métallique n'est pas la même lorsqu'il est soumis à une forte température ou à un fort champ électrique (création d'un chemin conducteur). La résistivité des motifs de VO₂ est donc probablement différente lors des mesures des paramètres S et lors des mesures en puissance.

III.2.2.3.2 Caractérisation de limiteurs de puissance micro-ondes de type « écreteur » composés de plusieurs diviseurs de puissance

Nous avons vu précédemment, avec le limiteur présenté dans la **Figure III.24** dans le paragraphe **III.2.2.1**, que des motifs de VO₂ disposés le long d'un guide coplanaire, reliant la ligne de transmission à la ligne de masse, s'actionnent séquentiellement à l'état métallique lorsqu'on augmente la puissance incidente. Cet actionnement séquentiel permet d'augmenter l'étendue de la plage de travail en puissance du limiteur. A partir de ces observations, nous avons conçu et fabriqué une version améliorée du limiteur présenté dans la **Figure III.24**, grâce à l'ajout de lignes de dérivation (utilisation de diviseurs de puissance) permettant de conserver une partie du signal transmis, une fois le motif de VO₂ devenu métallique. Dans l'optique de fabriquer un limiteur qui écrete un surplus de puissance sur une plus large plage de puissances incidentes, nous avons donc associé en série plusieurs limiteurs de puissance 1C et 1C 1/3 (**Figures III.43, III.44 et III.45**).

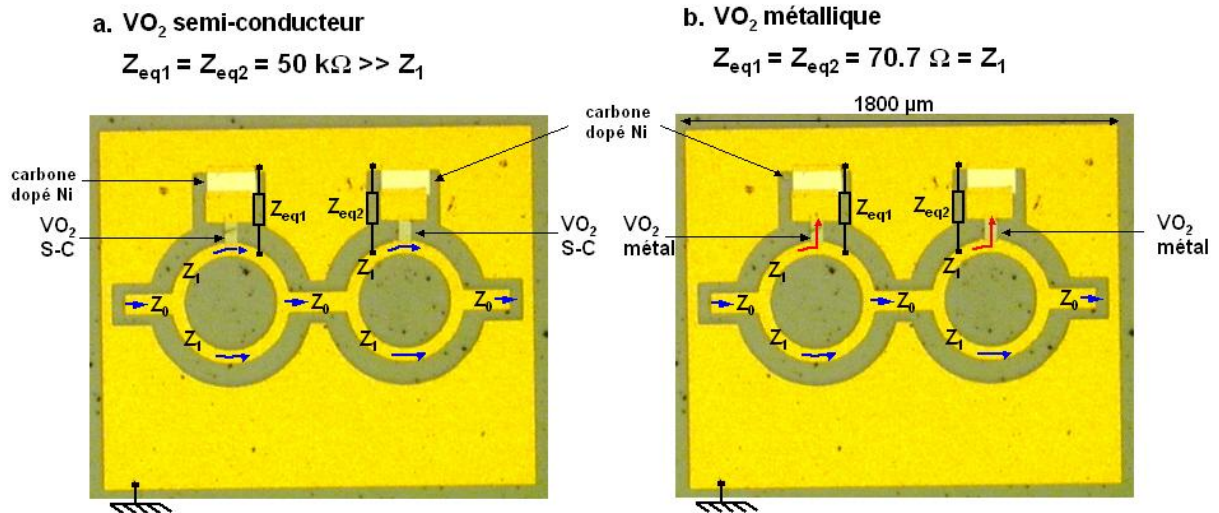


Figure III.43 : Photographie d'un limiteur de puissance de type « écreteur », composé de deux diviseurs symétriques et de deux parties actives intégrant les motifs de VO₂ (que l'on appellera limiteur 2C), (a.) quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, et (b.) quand le VO₂ est à l'état métallique.

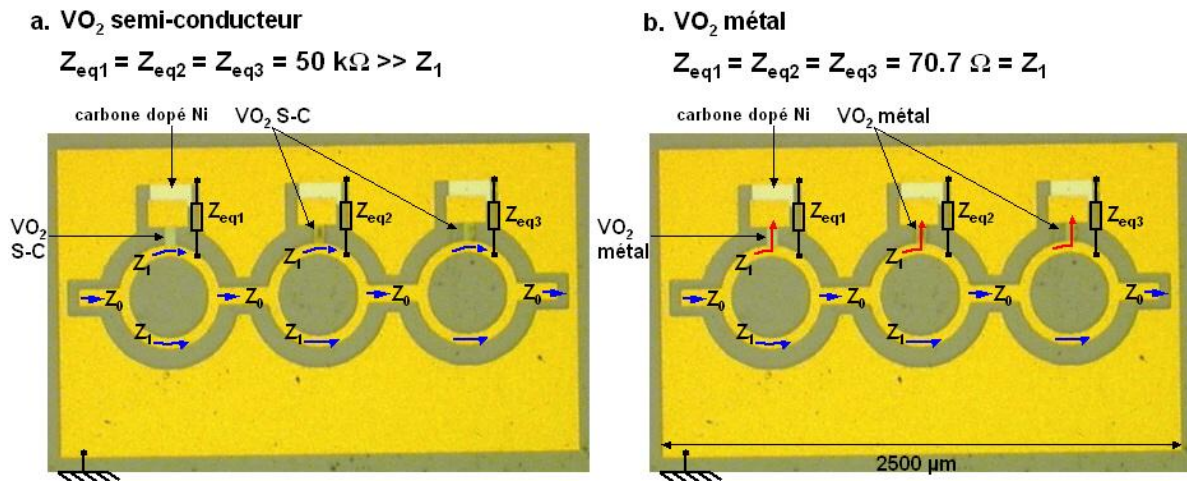


Figure III.44 : Photographie d'un limiteur de puissance de type « écreteur », , composé de trois diviseurs symétriques et de trois parties actives intégrant les motifs de VO₂ (que l'on appellera limiteur 3C), (a.) quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, et (b.) quand le VO₂ est à l'état métallique.

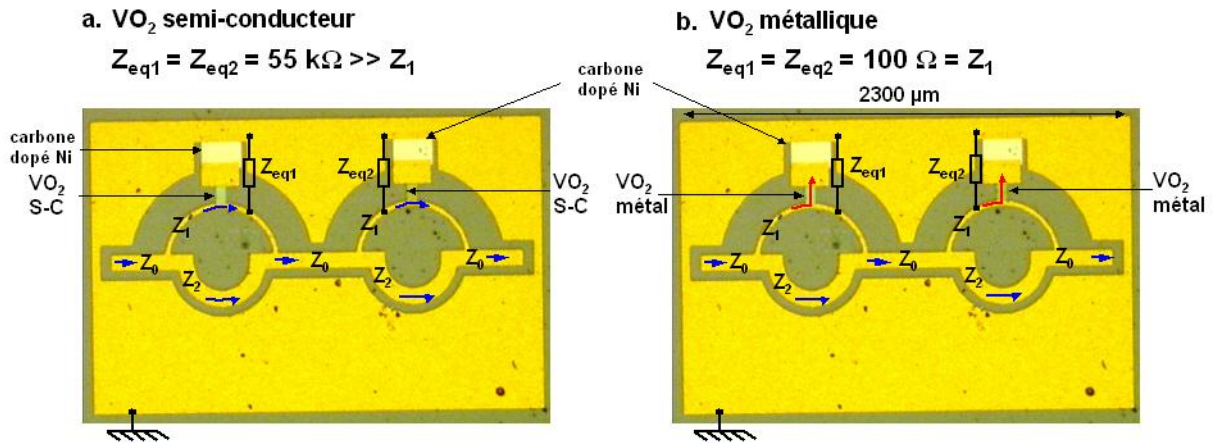


Figure III.45 : Photographie d'un limiteur de puissance de type « écrêteur », , composé de deux diviseurs asymétriques et de deux parties actives intégrant les motifs de VO₂ (que l'on appellera limiteur 2C 1/3), (a.) quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, et (b.) quand le VO₂ est à l'état métallique.

Ces limiteurs transmettent la puissance incidente quand le motif de VO₂ est à l'état semi-conducteur (**Figure III.43 (a.)**, **III.44 (a.)** et **III.45 (a.)**), car les impédances Z_{eq} de leurs parties actives sont très supérieures aux impédances Z_1 des branches des diviseurs.

Quand le VO₂ est à l'état métallique, dans le cas du limiteur 2C :

- si un motif de VO₂ est à l'état métallique, et l'autre motif de VO₂ est à l'état semi-conducteur, une partie active a une impédance de 70.7 Ω et la seconde partie active a une impédance de 50 k Ω . Le limiteur 2C se comporte alors, comme le limiteur 1C, il atténue de 3 dB le signal incident (voir paragraphe **III.2.2.2.** pour plus de détails).
- si les deux motifs de VO₂ du limiteur 2C sont à l'état métallique, les deux parties actives ont des impédances de 70.7 Ω . Ce limiteur atténue alors de 3 dB par diviseur le signal incident, soit une atténuation totale de 6 dB (75 % d'atténuation).

Dans le cas du limiteur 3C :

- si un des trois motifs de VO₂ est à l'état métallique, une des trois parties actives a une impédance de 70.7 Ω , et le limiteur 3C se comporte comme le limiteur 1C en atténuant le signal incident de 3dB.
- si deux des trois motifs de VO₂ sont à l'état métallique, deux des trois parties actives ont une impédance de 70.7 Ω et le limiteur 3C se comporte comme le limiteur 2C en atténuant le signal incident de 6 dB.

- si les trois motifs de VO₂ sont à l'état métallique, le limiteur 3C atténue alors de 3 dB par diviseur le signal incident, soit une atténuation de 9 dB (87 % d'atténuation).

Dans le cas du limiteur 2C 1/3 :

- si un motif de VO₂ est à l'état métallique, et l'autre motif de VO₂ est à l'état semi-conducteur, une partie active a une impédance de 100 Ω et la seconde partie active a une impédance de 55 kΩ. Le limiteur 2C 1/3 se comporte alors comme le limiteur 1C 1/3 : il atténue de 1.8 dB le signal incident (voir paragraphe **.2.2.3.1** pour plus de détails).

- si les deux motifs de VO₂ sont à l'état métallique, les deux parties actives ont une impédance de 100 Ω, et le limiteur 2C 1/3 atténue le signal incident de 1.8 dB par diviseur, soit une atténuation totale de 3.6 dB (44 % d'atténuation).

Les caractéristiques électriques simulées et mesurées de ces limiteurs sont présentées dans les **Figures III.46, III.47, III.48, III.49, III.50, et III.51**. Les mesures des paramètres S des limiteurs ont été réalisées à température ambiante (VO₂ à l'état semi-conducteur) et à 100°C (VO₂ à l'état métallique).

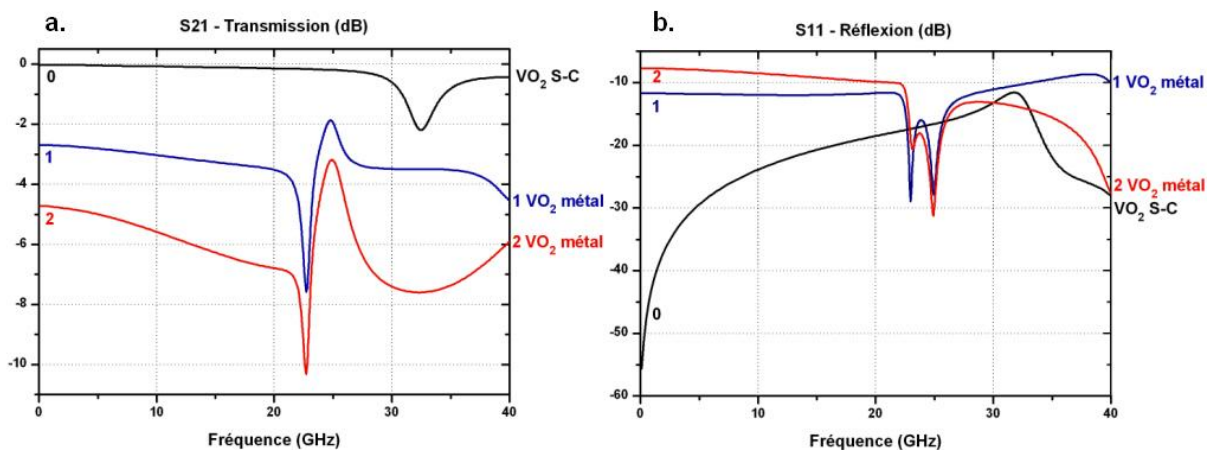


Figure III.46 : Simulations (a.) en transmission et (b.) en réflexion d'un limiteur de puissance 2C, quand les motifs de VO₂ (épaisseur 117 nm) sont à l'état semi-conducteur (0), quand un motif de VO₂ est métallique (1) et quand les deux motifs de VO₂ sont métalliques (2).

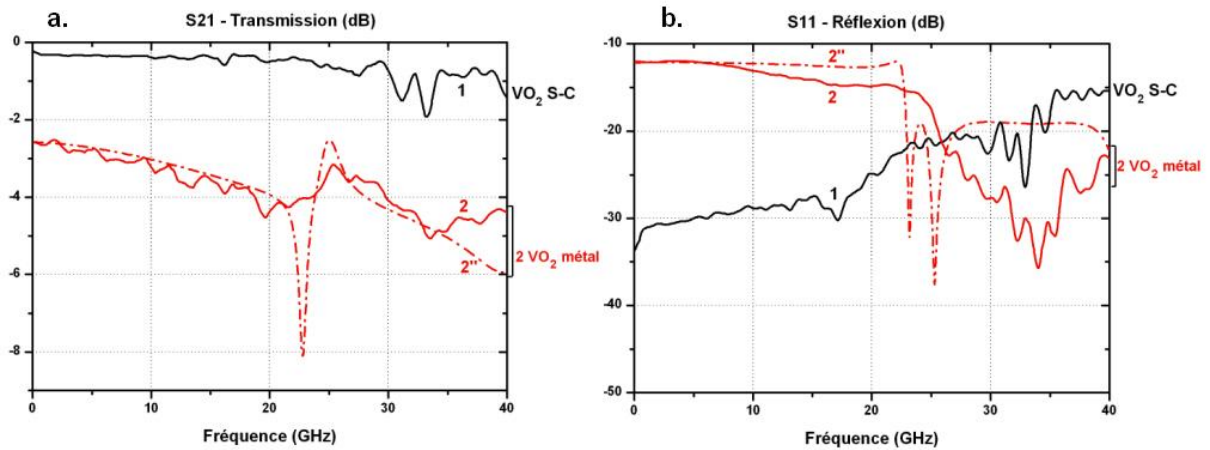


Figure III.47 : Mesures (a.) en transmission et (b.) en réflexion d'un limiteur de puissance 2C, quand les motifs de VO₂ (épaisseur 117 nm) sont à l'état semi-conducteur (1), et quand les deux motifs de VO₂ sont métalliques (2). (2'') : Post-simulation (a.) en transmission et (b.) en réflexion prenant en compte les résistances réelles des parties actives à l'état métallique et les dimensions réelles après fabrication du limiteur.

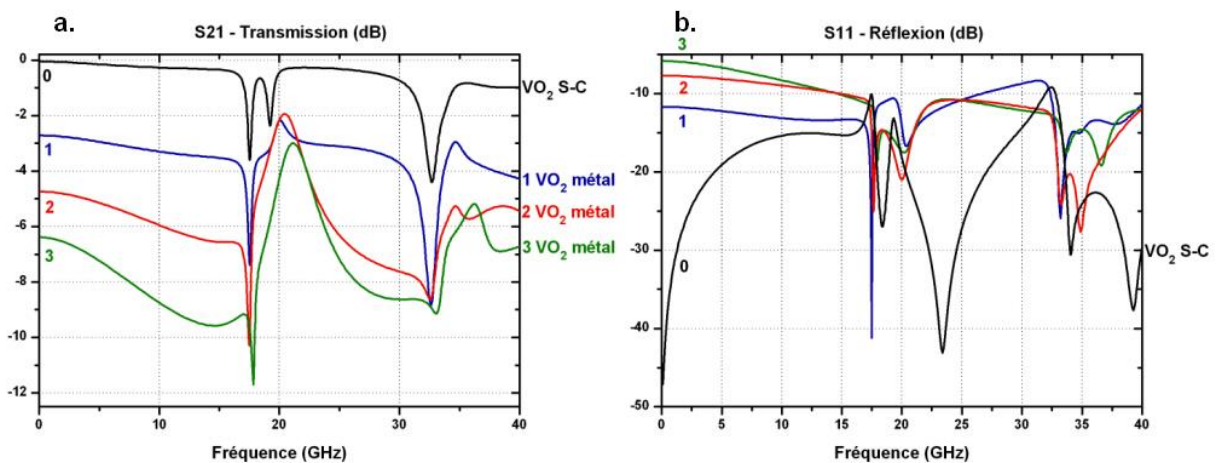


Figure III.48 : Simulations (a.) en transmission et (b.) en réflexion d'un limiteur de puissance 3C, quand les motifs de VO₂ (épaisseur 117 nm) sont à l'état semi-conducteur (0), quand un motif de VO₂ est métallique (1), quand deux motifs de VO₂ sont métalliques (2), et quand les trois motifs de VO₂ sont à l'état métallique (3).

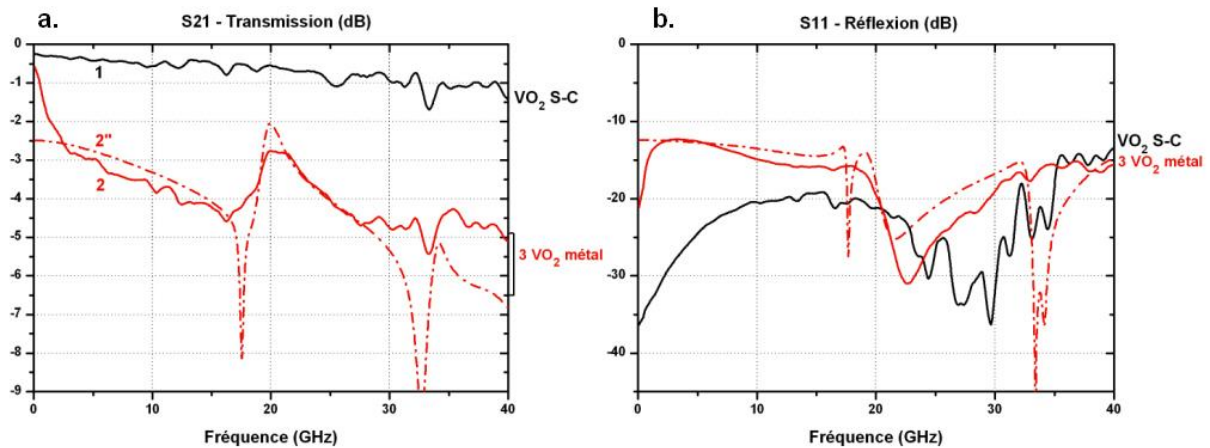


Figure III.49 : Mesures (a.) en transmission et (b.) en réflexion d'un limiteur de puissance 3C, quand les motifs de VO₂ (épaisseur 117 nm) sont à l'état semi-conducteur (1), et quand les trois motifs de VO₂ sont métalliques (2). (2'') : Post-simulation (a.) en transmission et (b.) en réflexion prenant en compte les résistances réelles des parties actives à l'état métallique et les dimensions réelles après fabrication du limiteur.

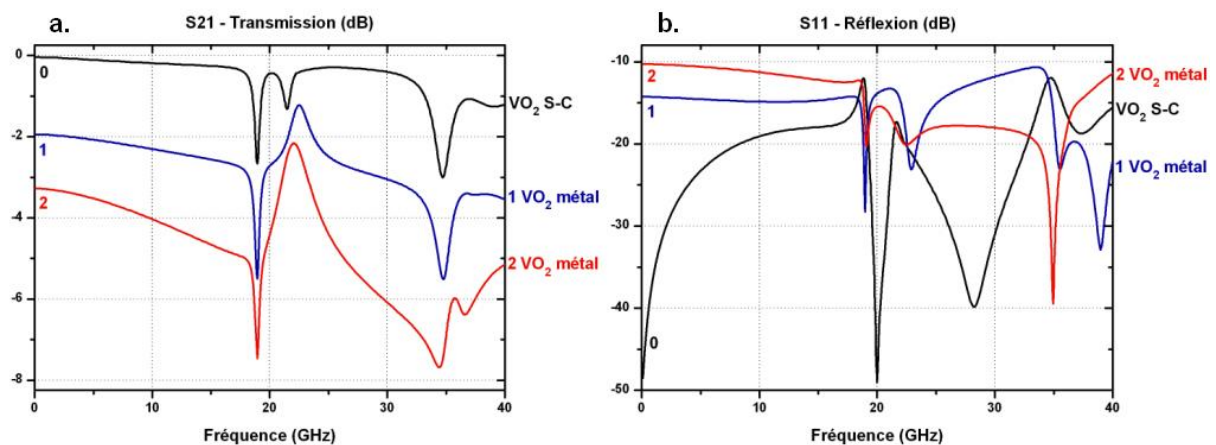


Figure III.50 : Simulations (a.) en transmission et (b.) en réflexion d'un limiteur de puissance 2C 1/3, quand les motifs de VO₂ (épaisseur 117 nm) sont à l'état semi-conducteur (0), quand un motif de VO₂ est métallique (1) et quand les deux motifs de VO₂ sont métalliques (2).

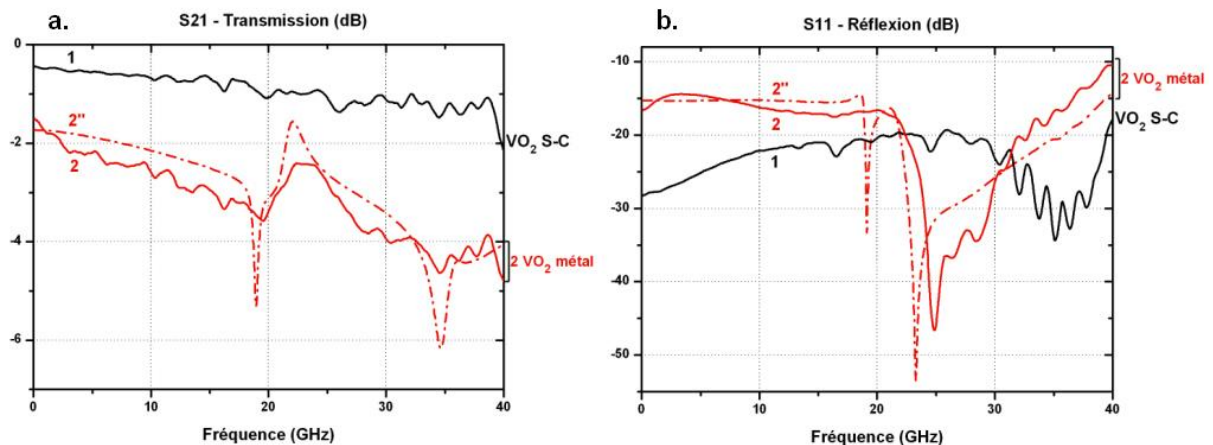


Figure III.51 : Mesures (a.) en transmission et (b.) en réflexion d'un limiteur de puissance 2C 1/3, quand les motifs de VO₂ (épaisseur 117 nm) sont à l'état semi-conducteur (1), et quand les deux motifs de VO₂ sont métalliques (2). (2'') : Post-simulation (a.) en transmission et (b.) en réflexion prenant en compte les résistances réelles des parties actives à l'état métallique et les dimensions réelles après fabrication du limiteur.

Le **Tableau III.2** résume tous les résultats ayant été obtenus en simulations, mesures et post-simulations des limiteurs de type « écrêteur ».

On peut voir que les atténuations obtenues en simulation sont proches des atténuations théoriques. Comme nous l'avons vu précédemment, les impédances des parties actives fabriquées (motif de VO₂ plus motif de carbone dopé) sont trop élevées, ce qui explique l'importance des écarts entre les mesures d'atténuation et les simulations (le signal incident n'est pas assez atténué en mesure). Les post-simulations, qui prennent en compte les valeurs d'impédances réelles des parties actives des limiteurs et les véritables dimensions après fabrication, sont en accord avec les mesures d'atténuation obtenues lorsque les motifs de VO₂ sont à l'état métallique (lorsque les limiteurs atténuent au maximum le signal incident). On peut également voir que le caractère large bande des limiteurs tend à diminuer lorsqu'on intègre plusieurs diviseurs de puissance dans les limiteurs.

Limiteurs		1C	1C 1/3	1C 2/3	2C	3C	2C 1/3
Atténuations simulées (à 10 GHz) en dB	VO ₂ semi-conducteur	0.1	0.09	0.09	0.07	0.27	0.19
	1 motif de VO ₂ métal	2.77	1.98	4.43	3.03	3.3	2.3
	2 motifs de VO ₂ métal				5.56	5.95	4.03
	3 motifs de VO ₂ métal					8.77	
Atténuations théoriques en dB	1 motif de VO ₂ métal	3	1.76	4.77	3	3	1.76
	2 motifs de VO ₂ métal				6	6	3.52
	3 motifs de VO ₂ métal					9	
Atténuations mesurées en dB	VO ₂ semi-conducteur	0.38	0.3	0.17	0.38	0.55	0.67
	VO ₂ métallique	1.46	1.26	1.87	3.21	3.71	2.58
Atténuations post-simulées en dB	VO ₂ métallique	1.30	1.03	2.18	3.03	3.33	2.15
Ecart entre mesures et post-simulations en dB	VO ₂ métallique	0.16	0.23	0.31	0.18	0.38	0.43

Tableau III.2 : Récapitulatif des atténuations simulées, mesurées et post-simulées des limiteurs de puissance 1C, 1C 1/3, 1C 2/3, 2C, 3C et 2C 1/3.

Les caractéristiques en puissance des limiteurs de type « écrêteurs », composés de plusieurs diviseurs, sont présentées dans les **Figures III.52, III.53 et III.54**. Les mesures ont été réalisées avec le même montage que celui présenté dans la **Figure III.19**.

A faible puissance incidente, les motifs de VO₂ sont à l'état semi-conducteur, et les limiteurs transmettent la puissance avec peu d'atténuation (< 0.7 dB). Lorsque la puissance incidente atteint la puissance seuil 1 (noté P_{seuil1} sur les **Figures III.52, III.53 et III.54**), un premier motif de VO₂ devient métallique et une partie de la puissance incidente est court-circuitée à la masse (correspondant au ratio R_1 (équation 3.4) des impédances des branches des diviseurs du limiteur utilisé). Si on augmente encore la puissance incidente, la puissance transmise augmente (avec des pertes correspondant à la pente des droites a_2 (**Figures III.52, III.53 et III.54**)) jusqu'à la puissance seuil 2 (notée P_{seuil2}) où un second motif de VO₂ devient métallique, court-circuitant de nouveau une partie de la puissance incidente.

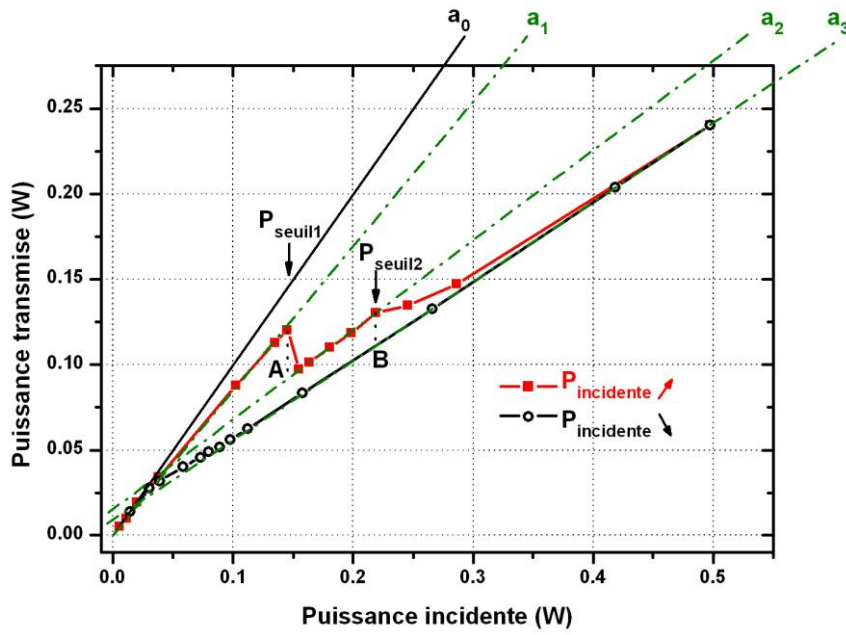


Figure III.52 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz d'un limiteur 2C, intégrant un motif de VO₂ de 117 nm d'épaisseur, mesure réalisée à 67°C.

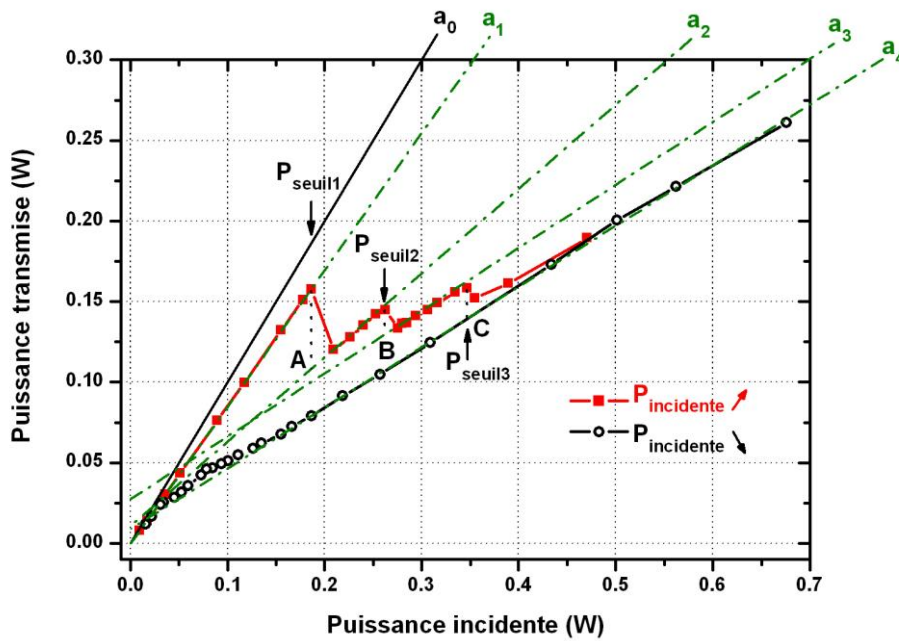


Figure III.53 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz d'un limiteur 3C, intégrant un motif de VO₂ de 117 nm d'épaisseur, mesure réalisée à 67°C.

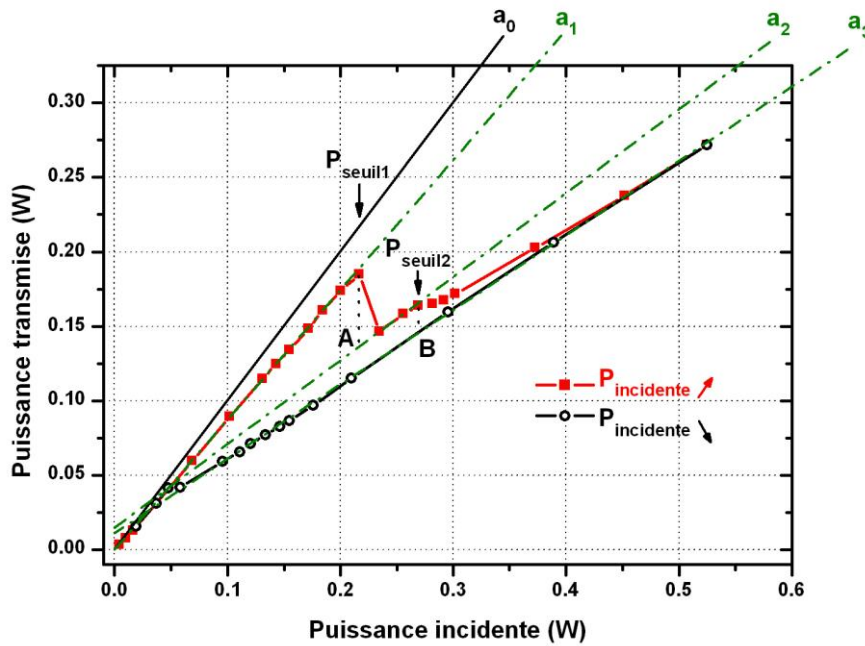


Figure III.54 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz d'un limiteur 2C 1/3, intégrant un motif de VO₂ de 117 nm d'épaisseur, mesure réalisée à 67°C.

De la même manière, si on augmente encore la puissance incidente, la puissance transmise augmente (avec des pertes correspondant à la pente des droites a_3 , jusqu'à la puissance seuil notée P_{seuil3} (**Figure III.53**), où le troisième motif de VO₂ devient métallique et une nouvelle partie de la puissance incidente est court-circuitée. Quand on diminue la puissance incidente, le limiteur continue à court-circuiter le signal incident, jusqu'à ce qu'on atteigne de faibles niveaux de puissance (< 0.05 W pour les mesures réalisées à 67°C), où le VO₂ redevient semi-conducteur (le signal incident est de nouveau transmis avec peu de pertes). Ces mesures montrent que les motifs de VO₂ composant les parties actives des limiteurs, se transforment à l'état métallique séquentiellement comme nous l'avons vu précédemment avec le circuit présenté dans la **Figure III.24**. On peut donc élargir la plage de puissance de travail, en augmentant progressivement l'atténuation, à mesure que les motifs de VO₂ deviennent métalliques, comme le montre la diminution des pentes des droites a_1 , a_2 , a_3 et a_4 **Figures III.53**. Les caractérisations en puissance des limiteurs à diviseurs multiples ont été réalisées à 67°C pour diminuer les puissances incidentes seuils nécessaires au basculement des motifs de VO₂ à l'état métallique. En effet, la source de puissance utilisée ne permet pas d'atteindre des puissances suffisantes pour induire la MIT à température ambiante (au maximum 5 W). D'autre part, nous avons choisi une température élevée, à la limite de la

température de transition du VO₂, pour abaisser les seuils de puissance à des valeurs proches de celles de protection des amplificateurs faible bruit (20 dBm, soit 100 mW).

Limiteurs		1C	1C 1/3	1C 2/3	2C	3C	2C 1/3
Atténuations mesurées à 100°C en dB	VO ₂ semi-conducteur	0.38	0.3	0.17	0.38	0.55	0.67
	VO ₂ métallique	1.46	1.26	1.87	3.21	3.71	2.58
Atténuations de puissance mesurées en dB (amplitude du saut P _{seuil})	Puissance seuil1	1.71	2.07	1.6	1.18	1.27	1.3
	Puissance seuil2				0.68	0.5	0.51
	Puissance seuil3					0.53	
Pertes de puissance mesurées en dB (pente droites a _N)	VO ₂ semi-conducteur	0.3	0.65	0.3	0.75	0.71	0.61
	1 motif de VO ₂ métal	1.55	1.76	1.49	2.12	2.22	1.91
	2 motifs de VO ₂ métal				2.59	3.43	2.42
	3 motifs de VO ₂ métal					3.59	

Tableau III.3 : Récapitulatif de la caractérisation en puissance des limiteurs de puissance intégrant des diviseurs de puissance à base de VO₂ (obtenue à partir des atténuations mesurées à 100°C et mesurées sur les Figures III.36 (1C), III.41 (1C 1/3), III.42 (1C 2/3), III.52 (2C), III.53 (3C) et III.54 (2C 1/3)).

Le **Tableau III.3** résume les atténuations de puissance simulées et mesurées des limiteurs de type « écrêteur » fabriqués. On peut voir que les atténuations mesurées à 100°C (motifs de VO₂ métalliques) ne sont pas significativement différentes des atténuations mesurées pendant la caractérisation en puissance lorsque tous les motifs de VO₂ des limiteurs étaient à l'état métallique.

Nous avons effectué une autre mesure en puissance permettant de vérifier qu'il est également possible de modifier les seuils de puissance des limiteurs intégrant des diviseurs de puissance en fonction de la tension de commande appliquée sur les motifs de VO₂, comme c'était le cas avec les limiteurs de type « disjoncteur » (**Figure III.23**). En ajoutant des tés de polarisation au montage présenté dans la **Figure III.19**, nous avons obtenu la caractéristique suivante (**Figure III.55**) pour un limiteur 2C, dans lequel les motifs de VO₂ ont été polarisés à différentes tensions V_{ap} .

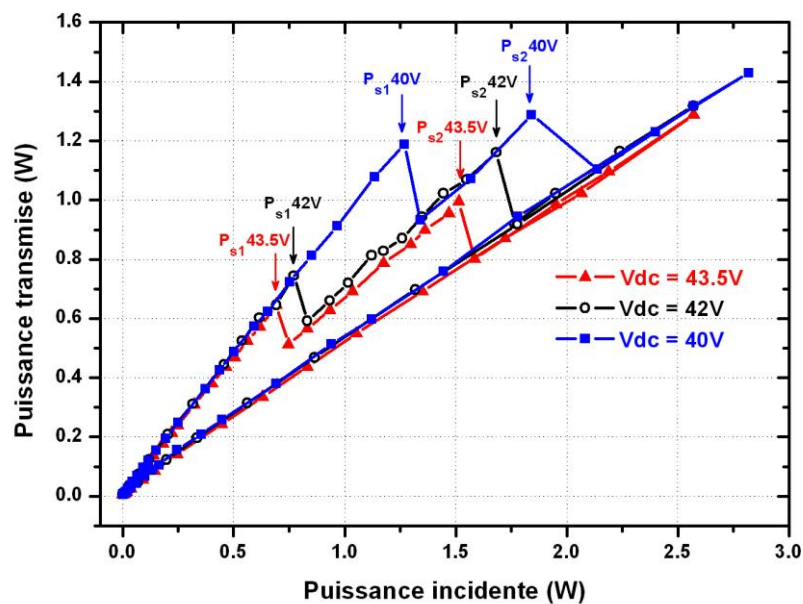


Figure III.55 : Puissance transmise en fonction de la puissance incidente à 10 GHz d'un limiteur 2C, intégrant un motif de VO₂ (de 117 nm d'épaisseur) polarisé à différentes tensions V_{ap} , à 27°C.

On peut voir que lorsqu'on augmente la tension V_{ap} appliquée aux motifs de VO₂ (entre 40 et 43.5 V), la puissance incidente nécessaire à la transformation du VO₂ à l'état métallique diminue (entre 1.25 et 0.7 W). L'apport d'énergie fournie par effet Joule, induit par le passage du courant dans le VO₂ suite à l'application de la tension V_{ap} , diminue la contribution de la puissance incidente RF à la transformation du VO₂ à l'état métallique. On peut modifier la valeur de la puissance seuil en fonction de la tension V_{ap} appliquée ou de la température. Les puissances seuils des limiteurs de type « écrêteur » fabriqués sont actuellement assez élevées (> 5W) pour pouvoir les utiliser dans des applications de type protection d'amplificateurs faible bruit. Il serait nécessaire de les utiliser de manière active (augmentation de la température ou polarisation des motifs de VO₂), pour abaisser leurs seuils

de puissance à des valeurs avoisinant les seuils de protection des amplificateurs faible bruit (100 mW) (**Figures III.52** ou **III.55**). Nous avons vu précédemment (**Figure III.21**) que la valeur de la puissance seuil dépend également de la résistance des motifs de VO₂ : plus cette résistance est faible, plus la puissance seuil diminue. Une autre solution serait donc de réaliser un nouveau design qui permettrait d'intégrer des parties actives (permettant de court-circuiter le surplus de puissance incidente) d'impédances plus faibles et ainsi diminuer les valeurs des puissances seuil, ce qui permettrait d'utiliser ce type de limiteur de manière passive.

IV. Conclusion

Nous avons dessiné, simulé et fabriqué deux catégories de limiteurs de puissance micro-ondes en technologie coplanaire, basés sur la transition réversible semi-conducteur métal du VO₂. Ces limiteurs permettent de transmettre de faibles niveaux de puissance incidente lorsque le VO₂ est à l'état semi-conducteur. Au-delà d'un seuil de puissance critique, le VO₂ devient métallique et les limiteurs court-circuitent une partie ou la totalité de la puissance incidente. La première catégorie de limiteurs fabriqués est de type « disjoncteur réarmable » : ils permettent de court-circuiter la totalité du signal incident quand on atteint leur puissance seuil. La seconde catégorie de limiteurs fabriqués est de type « écrêteur de puissance » : ils permettent de court-circuiter un surplus de puissance incidente quand on atteint une puissance seuil, tout en continuant à transmettre une partie de la puissance incidente. La plupart des limiteurs fabriqués fonctionnent sur de larges bandes de fréquences (plusieurs dizaines de GHz). Ces limiteurs ont des seuils de puissance variables en fonction de l'impédance des motifs de VO₂ utilisée (cas des limiteurs « disjoncteurs réarmables ») et en fonction des paramètres extérieurs, comme la température ou la tension appliquée aux motifs de VO₂. Ils peuvent être utilisés de manière passive ou de manière active. Des travaux complémentaires consistant à mesurer la tenue en puissance maximale des limiteurs et les temps de réponse (mesures réalisées en puissance pulsée) permettront de les comparer aux technologies de limiteurs de puissance micro-ondes existantes (**Tableau III.4**). Actuellement, nous travaillons également sur la réalisation d'un modèle thermique qui permettrait d'évaluer la valeur de la puissance seuil des limiteurs en fonction des caractéristiques des motifs de VO₂.

Technologie de limiteur	Semi-conducteurs	Supra-conducteurs	Ferro-magnétiques	Ferro-électriques	Eclateurs à gaz	Disjoncteur à VO ₂	Ecrêteur à VO ₂
Puissance seuil	100 mW	100 mW	10 mW	10 W	10 W	250 mW	1.5 W
Puissance maximale	10 W	10 W	1 W	10 W	10 W	5 W (ou plus)	5 W (ou plus)
Éléments destructeur	échauffement	échauffement	échauffement	claquage	érosion	claquage	claquage
Temps de réponse	0.1 μ s	< 1 μ s	> 100 μ s	0.1 μ s	< 0.1 ns	à mesurer (~300 ns)	à mesurer (~300 ns)
Bande de fréquence	large	très large	étroite	étroite	étroite	très large	étroite

Tableau III.4 : Comparaison entre les différents types de limiteurs de puissance micro-ondes et les limiteurs intégrant du VO₂.

Références chapitre III

[Agi99] AGILENT TECHNOLOGY,

“Low Cost Surface Mount Power Limiters”,

Application Note 1050, <http://www.semiconductor.agilent.com/>

[Ben05] J.H BENNETT, Y. CEN,

“Input Power Limiter for a Microwave Receiver”,

United States Patent, (2005), US 6,853,264 B2

[Bon03] S. BÖNISCH, W. KALKNER,

“Measurement and simulation of the behavior of a short spark gap used as ESD protection device”,

IEEE Electromagnetic Compatibility, 1, (2003), 37-42

[Boo04] J.C. BOOTH, K. LEONG, S.A. SCHIMA,

“A superconducting microwave power limiter for high-performance receiver protection”,

IEEE MTT-S Digest, (2004), 139-142

[Car80] P.S. CARTER, S.N. STITZER, H. GOLDIE,

“Frequency selective ferromagnetic power limiter”,

United States Patent, (1980), 4193047

[Cohn] M. COHN, A.F. EIKENBERG,

“A High-Power Ferroelectric limiter”,

Electronic Communications, Incorporation, Timonium, Maryland, 144-149

[Com63] R. L. COMSTOCK, M. LOEWY,

“An X-band coincidence ferromagnetic limiter using lithium ferrite, ”

F’ROC. IEEE (correspondance), 51, (1963), 1769

[Com64] R.L. COMSTOCK,

“Synthesis of filter-limiters using ferrimagnetic resonators”,

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, (1964), 579-607

[Das96] S. DAS,

“Ferroelectric RF limiter”,

United States Patent, (1996), 5589440

[Dro99] N.V. DROZDOVSKI, L.M. DROZDOVSKAIA,

- “Microstrip and waveguide passive power limiters with simplified construction”,
Journal of Microwave and Optoelectronics, 1, (1999), 14-29
- [Far65] H. FARBER, M. KLINGER, M. SUCHER, E. MALLOY,**
“A DC Triggered High.Speed Microwave Spark Gap High~Power Switch”,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, (1965), 28-32.
- [Han07] L. HAN, Q.-A. HUANG, X.-P. LIAO,**
“A microwave power sensor based on GaAs MMIC technology”,
Journal of Micromechanics Microengineering, 17, (2007), 2132-2137
- [Kar] H. KARSTENSEN, F. FELBIER, U. GOEBEL, M. GRAENI, R. BLAKE, B. HERRMANN,**
“High power electromagnetic pulse protector and microwave limiter”
http://www.neos.fontismedia.com/euro_em/files/e159.pdf
- [Lan05] D. LANEY, M. MATLOUBIAN, L. LARSON,**
“Microelectromechanical RF and microwave frequency power regulator”,
United States Patent, (2005), 6847266
- [Lit09] LITTLEFUSE, INC,**
“BA/ BB Varistor series”,
Varistor Products, (2009), 139-143
- [Loo04] J. LOONEY, D. CONWAY, I. BAHL,**
“An Examination of recovery time of an integrated limiter/LNA”,
IEEE Microwave Magazine, (2004), 83-86
- [Ni05] G NI, B. GAO, J. LU,**
“Research on high power microwave weapons”,
IEEE APCM Proceedings, (2005).
- [Par93] T. PARRA, J. DIENOI, M GAYRAL, M POUXSEUR, J. SAUTERAU, J. GRAFFEUIL,**
“X-Band low phase distortion MMIC power limiter”,
IEEE Transactions on Microwave Theory. And Techniques, 41, (1993), 876-879.
- [Pat89] S.D. PATEL, L. DUBROWSKY, S.E. SADDOW, R. KAUL, R.V. GARVER,**
“Microstrip plasma limiter”,
IEEE MTT-S Digest, (1989), 879-882
- [Pho07a] A. PHOMMAHAXAY,**
“Contribution à l'étude de micro-dispositifs de protection des circuits radorécepteurs aux impulsions hyperfréquences de puissance associant microtechnologies et phénomènes d'émission électronique”, Electronique des
-

Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Marne-La-Vallée,
(2007)

**[Pho07b] A. PHOMMAHAXAY, G. LISSORGUES, L. ROUSSEAU, T. BOUROUINA,
P. NICOLE,**

“Towards a frequency-selective microwave power limiter for defense and aerospace
applications”,

EuMA Proceedings of the 4th European Radar Conference, (2007), 335-338

[Pon03] G.E. PONCHAK, J. PAPAPOLYMEROU,

“180 degree hybrid (rat-race) junction on CMOS grade silicon with a polyimide
interface layer”,

IEEE MTT-S Diges, (2003), 96-99

[Shi05] D. SHIFFLER, T.K. STATOM, T.W. HUSSEY, O. ZHOU, P. MARDAHL,

“High-power microwave source in modern microwave and millimeter-wave
power electronics”,

Wiley Interscience, (2005), 691-730

[Smi99] D.G. SMITH, D.D. HESTON, D.L. ALLEN,

“designing high-power limiter circuits with GaAs PIN diodes”,

IEEE MTT-S Digest, MO4B-3, (1999), 329-332

[Su06] M. SU, X. XIN, L.X. LI, J.H. ZHAO,

“Demonstration of high-voltage 4H-SiC bipolar RF power limiter”,

Materials Science Forum, 527-529, (2006), 1371-1374

CHAPITRE IV : Réalisation de
filtres réjecteurs de bande de
fréquences accordables basés sur la
transition semi-conducteur métal du
VO₂

I. Introduction

Les dispositifs micro-ondes reconfigurables (filtres, déphaseurs, atténuateurs...) font actuellement l'objet d'attentions particulières du fait du développement continu des systèmes de télécommunications multi-bandes. Pour montrer le potentiel des matériaux à changement de phase en terme d'accordabilité dans le domaine micro-onde, nous avons fabriqué un dispositif reconfigurable basé sur la transition semi-conducteur métal du VO₂, plus particulièrement un filtre. Les filtres sont des dispositifs, qui ont pour but de sélectionner, éliminer ou séparer des signaux situés dans des bandes de fréquences différentes. Les filtres sont constitués d'éléments résonants (résonateurs) qui, en fonction de leurs caractéristiques, déterminent le filtrage du dispositif. Il existe des filtres passe-bas, passe-haut, passe bande et réjecteurs de bande (ou coupe bande). Un filtre réjecteur de bande absorbe le signal électromagnétique autour de sa fréquence de résonance. Il est utilisé pour éliminer une bande de fréquences indésirée et a le comportement inverse d'un filtre passe bande.

II. Filtres réjecteurs de bandes reconfigurables

La reconfigurabilité d'un filtre peut être obtenue de plusieurs façons ; en modifiant la longueur électrique d'un (des) résonateur(s) [Mer04][Fou03], en changeant la vitesse de propagation du signal dans un (les) résonateur(s) [Abb03] ou en chargeant un (les) résonateur(s) avec des composants à impédances variables. Des filtres réjecteurs reconfigurables ont donc été fabriqués à partir de matériaux pouvant changer intrinsèquement de fréquence de résonance ou de dispositifs commutateurs.

Une importante partie des filtres réjecteurs reconfigurables commercialisée utilisent les matériaux ferrimagnétiques. Le changement de résonance ferrimagnétique du matériau (en fonction du champ magnétique qui lui est appliqué) permet de modifier la fréquence de travail du filtre. Les filtres réjecteurs commerciaux sont réalisés à base de YIG (Yttrium Iron Garnet) par des sociétés comme Micro Lambda Wireless ou Teledyne. Ils sont utilisés dans des applications militaires depuis une trentaine d'années (plus particulièrement dans les systèmes ESM (Electronic Signal Measures) et ECM (Electronic Counter Measures) qui sont des appareils tactiques visant respectivement à récolter des informations sur l'ennemi en détectant ses signaux, et à prévenir la localisation des forces amies par l'ennemi), dans certains équipements commerciaux de mesure micro-ondes en laboratoire. Dans la **Figure IV.1** sont présentés un schéma d'un filtre réjecteur à base de YIG et une photographie d'un filtre développé par la société Micro Lambda Wireless.

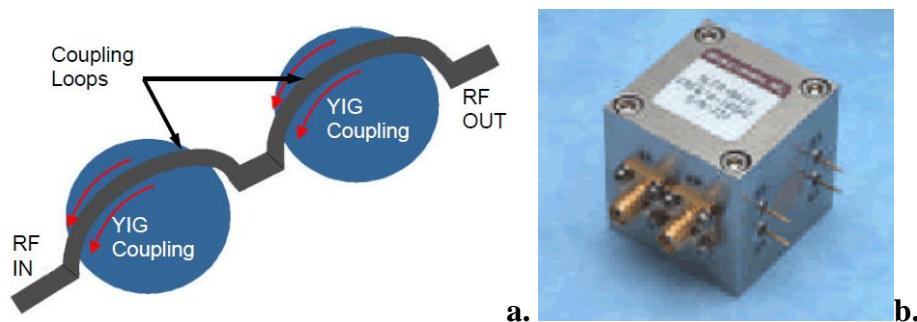


Figure IV.1: (a.) Schéma d'un filtre réjecteur, illustrant le principe de couplage entre la ligne de transmission et le résonateurs YIG et (b.) photographie d'un filtre réjecteur (modèle MLFR-0220) développé par la société Américaine Micro Lambda Wireless.

Le principe de fonctionnement de ce type de filtre est le suivant : le signal micro-onde incident est absorbé à la fréquence de résonance des résonateurs YIG. Un circuit de commande magnétique (qui n'est pas représenté sur le schéma de la **Figure IV.1 (a.)**) permet

de modifier la fréquence de résonance des résonateurs et ainsi la bande de fréquence coupée par le filtre. Typiquement, un signal de commande permet de modifier la fréquence de résonance d'un résonateur YIG à raison de 20 MHz par mA appliqué. Ces filtres présentent un fonctionnement large bande (DC à 40 GHz), une très grande accordabilité (par exemple, le filtre réjecteur « modèle MLFR-0220 » développé par Micro Lambda Wireless présente une plage d'accord de 2 à 20 GHz en fonction du champ magnétique appliqué), une forte atténuation du signal dans la bande de fréquences coupées (de l'ordre de 40 dB) et une très bonne linéarité. Les inconvénients majeurs liés à l'utilisation de ces filtres sont leur coût de fabrication élevé, leurs pertes d'insertion élevées (2 dB), leur faible vitesse de reconfiguration (3 ms) et leur très forte consommation de courant (de l'ordre de 1 A).

Les filtres à résonance acoustique de surface (SAW) et de volume (BAW) constituent la seconde grande famille des filtres réjecteurs reconfigurables commercialisés (sociétés Infineon Technologies, Agilent, Fronter Electronic, Vanlong, , etc.). Ces filtres sont constitués de matériaux piézoélectriques (principalement AlN, ZnO et PZT) qui, en fonction de la polarisation qu'on leur applique, voient leur fréquence de résonance varier. Les filtres SAW sont utilisés pour des applications basses fréquences (jusqu'à 3 GHz) [Liu01] et ont une tenue en puissance qui n'excède pas 10 dBm. Les filtres BAW, sont quant à eux, utilisés pour des applications plus hautes fréquences (jusqu'à 20 GHz) [Lak03]. Leur tenue en puissance est plus élevée que celle des filtres SAW (30 dBm) mais leurs pertes d'insertion sont plus grandes, et leur procédé de fabrication, qui consiste à empiler de fines couches de matériaux piézoélectriques, est plus difficile à maîtriser.

D'autres matériaux et certains dispositifs commutateurs sont utilisés pour réaliser des filtres reconfigurables, mais ces travaux sont encore au stade de développement. On retrouve, par exemple :

- les matériaux ferromagnétiques, où l'on exploite le changement de résonance ferromagnétique (FMR) du matériau (en fonction du champ magnétique appliqué) pour modifier la fréquence de travail du filtre. Des filtres réjecteurs de bande ont été fabriqués avec des matériaux ferromagnétiques comme le permalloy (alliage composé de 20 % de fer et 80 % de nickel) [Kuan03] ou des empilements de couches fer et de cuivre [Kuan05], ou de matériaux ferromagnétiques composites à base de cobalt (appelé matériau LIFE: laminated insulator and ferromagnetic on the edge) [Sal01].
 - les matériaux ferroélectriques, où l'on utilise le changement de permittivité du matériau (en fonction de la température ou d'un potentiel qu'on lui applique) pour modifier la fréquence de résonance du filtre. On utilise des matériaux ferroélectriques comme
-

le BST ((Ba_x,Sr_y))TiO₃) pour fabriquer des filtres réjecteurs de bande accordables [Men06][Chu08].

- les dispositifs commutateurs, comme les diodes varactors [Gil04][Car06], les diodes PIN [Bri08] et les dispositifs MEMS [Elk08], sont également utilisés pour la réalisation de filtres réjecteurs accordables. Les diodes varactors sont les plus employées des commutateurs à semi-conducteurs pour réaliser des filtres accordables. Ces diodes sont équivalentes à des capacités variables, elles sont utilisées pour modifier la fréquence de résonance du filtre, au même titre que les dispositifs MEMS à contacts capacitifs. Les semi-conducteurs, à cause de leur non-linéarité, sont peu employés dans la fabrication de filtres reconfigurables et seulement à basse fréquence (jusqu'à 3 GHz). Les dispositifs MEMS qui ont une excellente linéarité, sont de plus en plus utilisés pour réaliser des filtres accordables.

Pour montrer le potentiel des matériaux à changement de phase en terme d'accordabilité dans le domaine micro-onde, nous avons choisi de réaliser un filtre réjecteur reconfigurable basé sur la transition semi-conducteur métal du VO₂, à partir d'une topologie déjà existante. Nous avons remplacé des dispositifs MEMS à contacts capacitifs d'un filtre réjecteur développé par D. Bouyge au sein du département MINACOM à XLIM [Bou08] par des motifs de VO₂.

II.1. Exemple de réalisation d'un filtre réjecteur multipôle à base de dispositifs MEMS à contacts capacitifs

Le filtre développé [Bou08], a été réalisé en technologie micro ruban. Il est composé d'une ligne de transmission d'impédance 50 Ω, couplée à des résonateurs en forme de C. L'originalité de ce filtre réside dans le fait qu'il présente une accordabilité discrète basée sur l'intégration de structures MEMS, de type poutre à profils incurvés. Les dispositifs MEMS placés dans les cavités des résonateurs en C, permettent en fonction de la position de la poutre mobile, d'ouvrir ou de fermer le résonateur (**Figure IV.3**). Le changement d'état de la structure mobile du dispositif MEMS à contacts capacitifs provoque un changement de capacité du résonateur, induisant un décalage de sa fréquence de résonance. L'accordabilité de la fréquence de résonance du résonateur est donc assurée par la variation de la capacité du dispositif MEMS (**Figure IV.2** et **IV.3**).

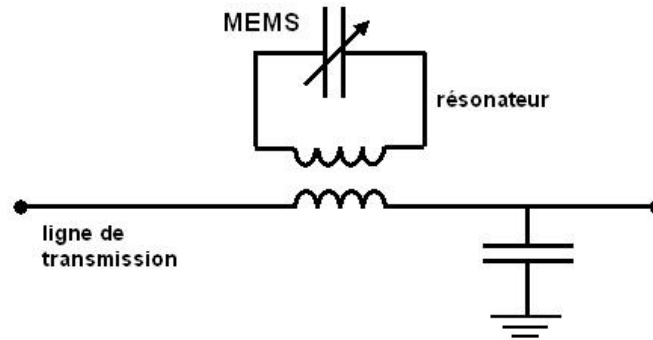


Figure IV.2 : Schéma équivalent à un résonateur intégrant un dispositif MEMS.

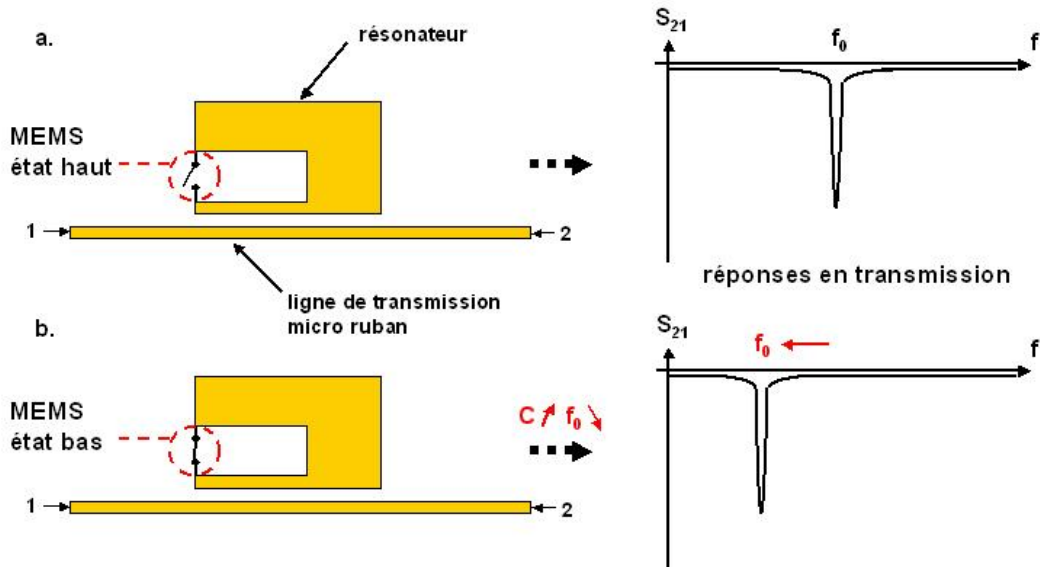


Figure IV.3: Schéma d'un résonateur intégrant un dispositif MEMS à contacts capacitifs (a.) à l'état haut, (b.) à l'état bas.

Le filtre réjecteur a été réalisé en associant deux résonateurs en C (**Figure IV.4**) ayant des fréquences de résonance légèrement différentes (dimension $a_3(1)$ différente de $a_3(2)$). L'association de plusieurs résonateurs permet d'élargir la bande de fréquence atténuée et également d'accroître l'atténuation du signal.

Des simulations électromagnétiques réalisées avec le logiciel ADS (Momentum) ont permis d'optimiser les dimensions des résonateurs afin de répondre au cahier des charges fixé.

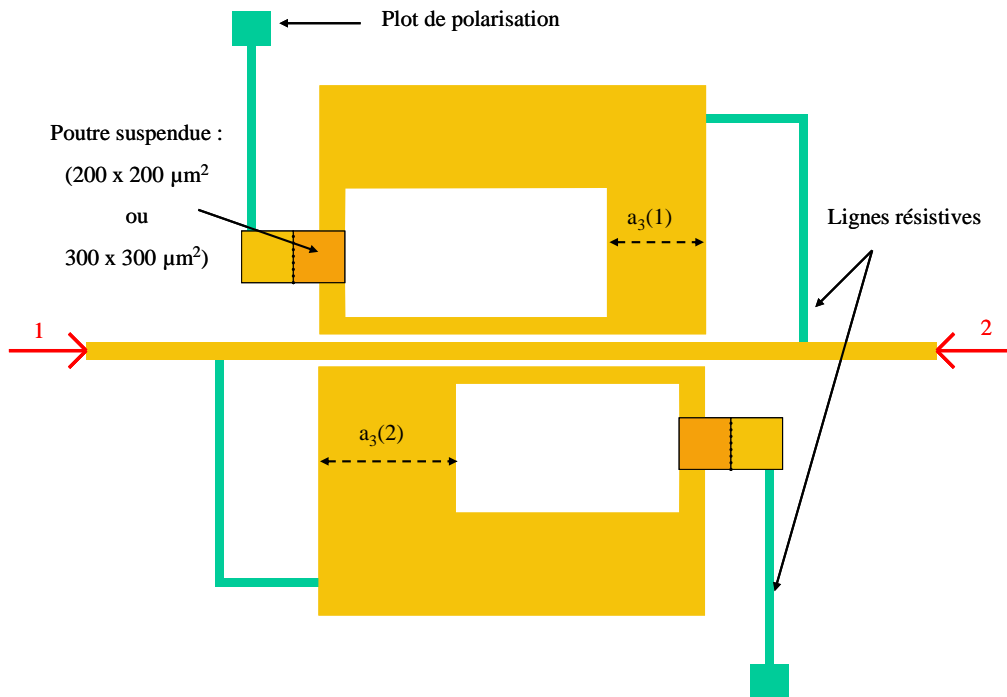


Figure IV.4 : Filtre réjecteur deux pôles intégrant des dispositifs MEMS réalisé par D. Bouyge [Bou08].

Ce cahier des charges stipulait une fréquence de réjection autour de 10 GHz, des pertes d'insertion inférieure à 1 dB, une atténuation du signal supérieure à 20 dB dans la bande de réjection, et un décalage en fréquence des pics de résonance supérieur à 3 GHz lorsque les dispositifs MEMS sont à l'état bas.

Les résultats obtenus sont présentés dans les **Figures IV.5** et **IV.6**.

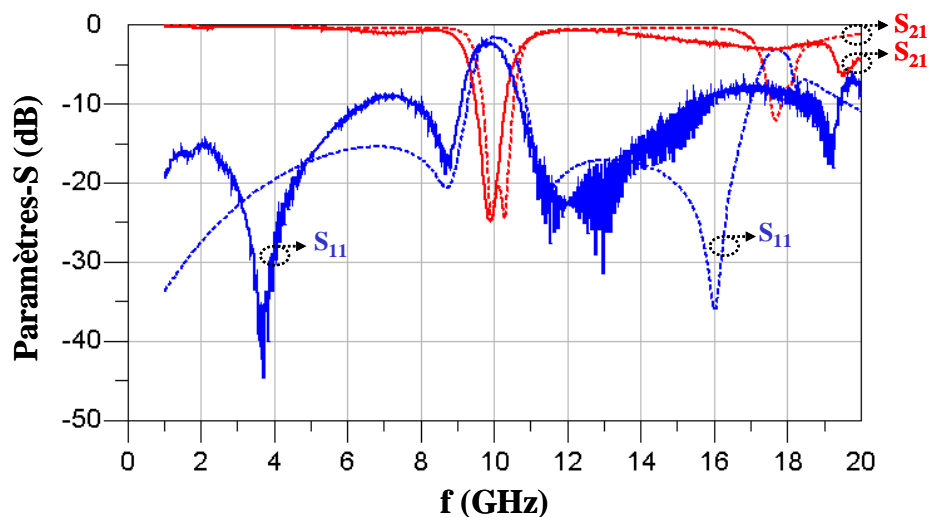


Figure IV.5 : Réponses électromagnétiques mesurées du filtre (traits pleins) et réponses simulées (pointillés).

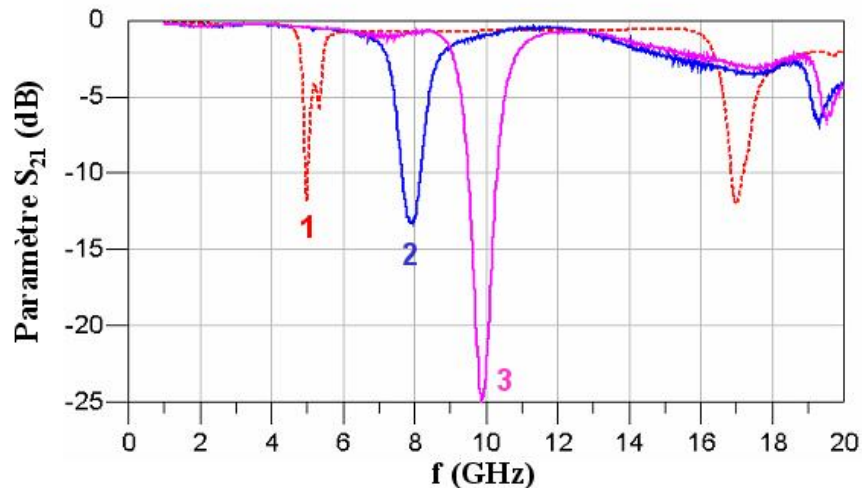


Figure IV.6 : Comparaison de la réponse EM simulée du filtre ayant les dispositifs MEMS à l'état bas (1), avec la réponse EM mesurée du filtre ayant les dispositifs MEMS à l'état haut (3) et lorsqu'ils sont actionnés à 60V (2).

On peut voir sur la **Figure IV.6** que la bande de réjection à 10 GHz est décalée de 2 GHz lorsque le dispositif MEMS est à l'état bas ($f_0 = 10$ GHz quand le dispositif MEMS est à l'état haut, $f_0 = 8$ GHz quand le dispositif MEMS est à l'état bas). Un décollement de la couche d'or, lors de la fabrication du filtre, empêche de retrouver en mesure le décalage de 5 GHz obtenus en simulation. Cependant, le principe d'accordabilité discrète basée sur la commutation des dispositifs MEMS capacitifs a été validé.

Nous avons reproduit la topologie des résonateurs ci-dessus pour fabriquer un filtre réjecteur intégrant des motifs de VO_2 à la place des dispositifs MEMS. L'accordabilité de ce filtre repose non pas sur une variation de la capacité du résonateur (comme dans le cas du filtre intégrant des dispositifs MEMS (**Figure IV.2**)), mais sur une mise en court-circuit du résonateur en fonction de l'état du VO_2 .

III. Réalisation d'un filtre réjecteur multipôle à base de VO_2

Nous avons réalisé des filtres deux et quatre pôles intégrant du VO_2 fonctionnant autour de 11 GHz, avec une topologie inspirée par les travaux antérieurs, portant sur les filtres réjecteurs accordables incorporant des dispositifs MEMS [Bou08]. La particularité du filtre réjecteur accordable à base de VO_2 est qu'il permet de modifier l'amplitude de la réjection à

la fréquence f_0 d'un résonateur (c'est-à-dire la quantité de signal EM absorbée) quand le VO_2 change d'état. Il n'y a pas de changement de la fréquence de résonance des résonateurs lors de la transition semi-conducteur métal du matériau. Le principe de fonctionnement d'un résonateur chargé par un motif de VO_2 est détaillé dans les **Figures IV.7 et IV.8**.

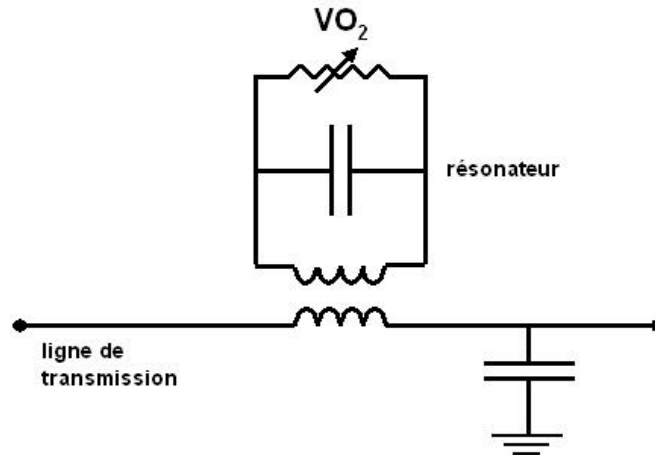


Figure IV.7 : Schéma équivalent d'un résonateur intégrant un motif de VO_2 .

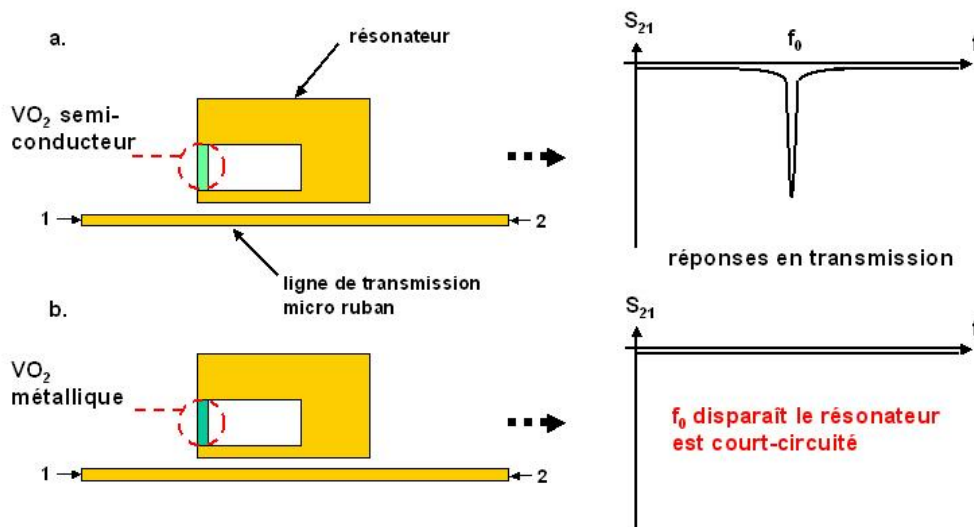


Figure IV.8 : Schéma d'un résonateur intégrant un motif de VO_2 (a.) à l'état semi-conducteur, (b.) à l'état métallique.

On peut observer que lorsque le motif de VO_2 est à l'état semi-conducteur, le résonateur absorbe l'énergie EM transmise dans la ligne à la fréquence f_0 . Quand le motif de VO_2 devient métallique, il court-circuite le résonateur et le résonateur n'absorbe plus l'énergie EM. L'addition de plusieurs résonateurs ayant des fréquences de résonance proches permet d'augmenter l'amplitude de la réjection et d'élargir la bande de fréquences coupées.

III.1. Conception électromagnétique d'un filtre réjecteur multipôle à base de VO₂

La conception électromagnétique (EM) du filtre est effectuée à l'aide du logiciel ADS (Momentum). Les dimensions des filtres sont optimisées pour répondre à un cahier des charges imposant une fréquence de fonctionnement autour de 11 GHz, une isolation dans la bande de fréquence coupée supérieure à 20 dB et des pertes d'insertion du composant inférieure à 1 dB. Nous disposons de plusieurs films de VO₂ ayant des valeurs de conductivité électrique de 100 à 200 S.m⁻¹ à l'état semi-conducteur, et de 350 000 à 400 000 S.m⁻¹ à l'état métallique.

III.1.1. Ligne de transmission couplée à un résonateur

Dans un premier temps, nous étudions le comportement d'un résonateur seul couplé à une ligne de transmission micro ruban de 50 Ω. Cette étude va nous permettre de d'optimiser les dimensions du résonateur (**Figure IV.9**) pour répondre au cahier des charges.

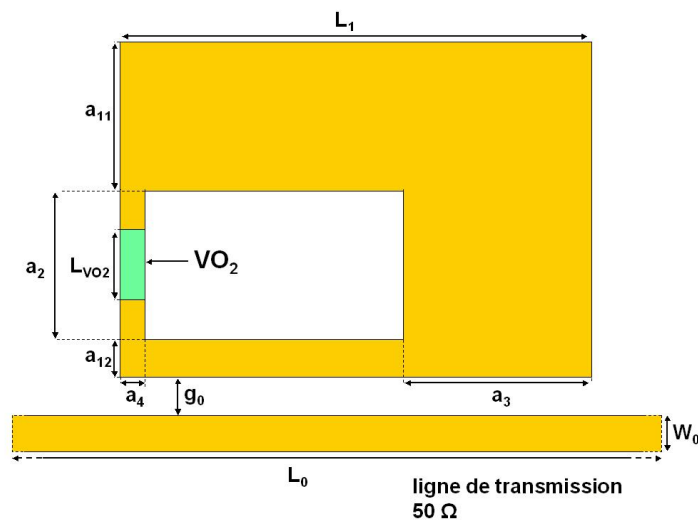


Figure IV.9 : Schéma d'un résonateur intégrant un motif de VO₂ couplé à une ligne de transmission micro ruban de 50 Ω.

Le logiciel LineCalc permet de calculer la largeur de la ligne de transmission W_0 pour l'adapter à 50 Ω autour de 11 GHz : $W_0 = 495 \mu\text{m}$. La longueur L_0 de la ligne n'a quasiment aucune influence sur les performances EM du résonateur. La valeur de L_0 est déterminée par la longueur du boîtier test.

Une limite basse de 20 μm est imposée par les techniques de fabrication du laboratoire concernant les largeurs et les distances entre les lignes. Quant à leur épaisseur, nous pouvons déposer des couches métalliques dans une gamme de 100 nm à 10 μm . L'épaisseur de la couche métallique en or " e_{Au} " n'apparaît pas sur le schéma mais est un autre paramètre variable. La variation de e_{Au} dans une gamme de 0.5 à 3 μm ne modifie pas la fréquence de résonance (f_0) du résonateur mais l'amplitude de la réjection augmente pour des valeurs de e_{Au} comprises entre 0.5 à 1 μm , puis se stabilise à partir de cette valeur. On fixe une valeur de $e_{\text{Au}} = 1.5 \mu\text{m}$. la conductivité de l'or est $\sigma_{\text{Au}} = 2.9 \times 10^7 \text{ Siemens.m}^{-1}$. Le diélectrique est un substrat d'alumine d'une épaisseur de 500 μm et de permittivité relative $\epsilon_r = 9.6$.

Les simulations montrent que l'amplitude et la largeur de la bande de fréquence rejetée (diminution de S_{21} autour de la fréquence de résonance du résonateur) sont d'autant plus fortes lorsque le couplage entre la ligne et le résonateur augmente et donc lorsque g_0 est petit (distance entre la ligne et le résonateur). Ce couplage doit être choisi de manière à obtenir une importante isolation lorsque le VO_2 est semi-conducteur, à la fréquence f_0 . Nous fixons $g_0 = 50 \mu\text{m}$.

Il reste à déterminer l'influence des autres paramètres a_{11} , a_{12} , a_2 , a_3 , a_4 et L_1 (**Figure IV.9**). Les simulations des paramètres S avec le logiciel ADS Momentum montrent que la fréquence de résonance et la réjection augmentent avec la valeur de a_{12} mais pour des valeurs supérieures à 100 μm , la réjection ne croît que très sensiblement. Nous fixons $a_{12} = 100 \mu\text{m}$.

Il apparaît clairement que L_1 est le paramètre le plus influent sur f_0 . De plus, les trois autres paramètres a_{11} , a_2 , a_3 , a_4 agissent de manières différentes sur la fréquence de résonance du résonateur et sur les performances EM. Ainsi, L_1 nous permet de fixer la fréquence centrale de travail, et les trois autres paramètres sont utilisés pour optimiser l'amplitude de la réjection et recentrer si besoin est, la fréquence de travail.

La longueur du motif de VO_2 (L_{VO_2}) est un paramètre essentiel, puisqu'elle détermine l'impédance du motif. Cette longueur n'a pas d'influence sur la fréquence f_0 mais elle définit l'amplitude de la réjection. L_{VO_2} doit être choisie de manière à avoir un bon compromis entre une forte amplitude de réjection quand le VO_2 est à l'état semi-conducteur (plus L_{VO_2} augmente, plus l'impédance du motif de VO_2 est grande, et plus la réjection est importante) et de faibles pertes d'insertion quand le VO_2 est à l'état métallique (plus L_{VO_2} diminue, plus l'impédance du motif de VO_2 est faible et plus le résonateur est court-circuité efficacement). Les valeurs de la conductivité du motif de VO_2 , à l'état semi-conducteur et à l'état métallique utilisées pendant les simulations, ont été mesurées par la méthode quatre pointes sur un dépôt de 50 nm d'épaisseur. A l'état semi-conducteur, le film de VO_2 utilisé pour la réalisation du

filtre présente une conductivité de 120 S.m^{-1} et à l'état métallique, une conductivité de 385000 S.m^{-1} .

Des simulations effectuées sous ADS Momentum (design représenté dans la **Figure IV.10**) et ADS Schematic (design représenté dans la **Figure IV.12**) sont présentées dans les **Figures IV.11** et **IV.13** et montrent l'influence de l'impédance du motif de VO_2 sur l'amplitude de la réjection d'un résonateur autour de 11 GHz.



Figure IV.10 : Design du résonateur sous ADS Momentum.

↓

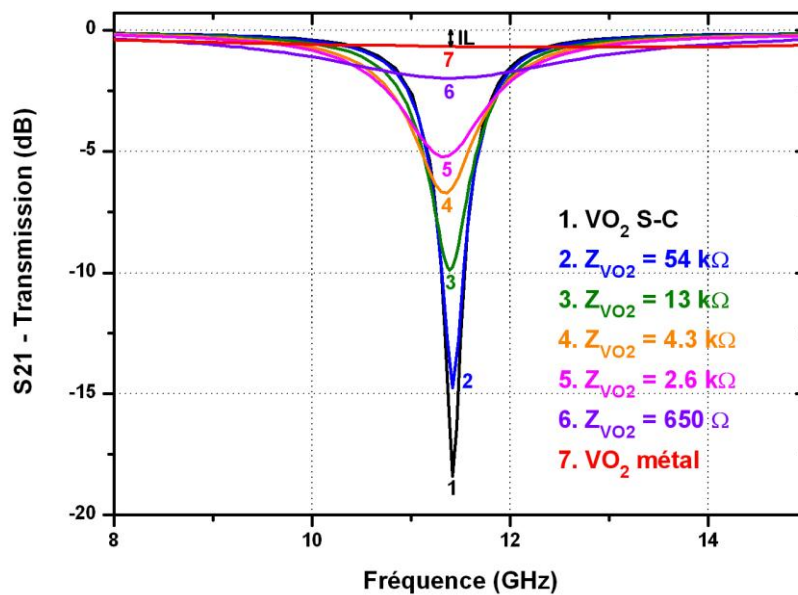


Figure IV.11 : Simulation en transmission (S_{21}) du résonateur dessiné sous ADS Momentum en fonction de l'impédance du motif de VO_2 .

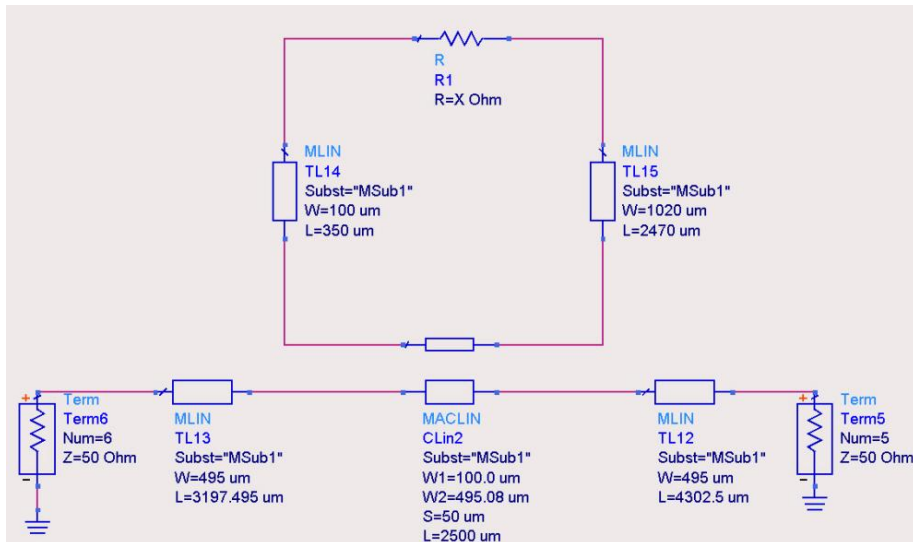


Figure IV.12 : Représentation Schematic d'ADS du résonateur.

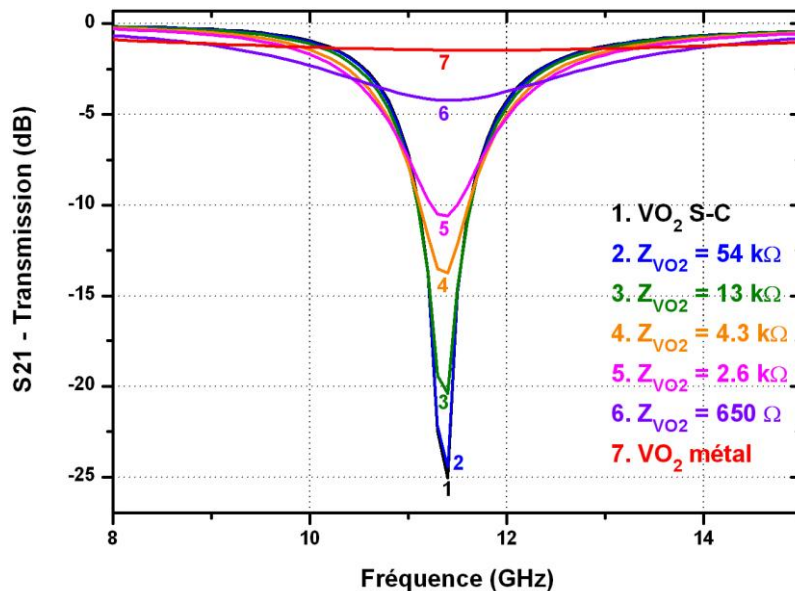


Figure IV.13 : Simulation en transmission (S_{21}) du résonateur représenté sous ADS Schematic en fonction de l'impédance du motif de VO_2 .

Ces simulations montrent que le design réalisé sous ADS Momentum (Figure IV.10) est équivalent au circuit dessiné sous ADS Schematic (Figure IV.12) et confirme que, lorsque la conductivité électrique du motif de VO_2 augmente, le résonateur absorbe de moins en moins le signal EM (il est court-circuité). Les simulations présentées dans la Figure IV.11 et IV.13 ont également permis de fixer la longueur du motif de VO_2 à $L_{VO_2} = 325 \mu m$. En effet, cette valeur de L_{VO_2} permet d'obtenir un bon compromis entre isolation (-18.4 dB à 11.4 GHz lorsque le motif de VO_2 est à l'état semi-conducteur $Z(VO_2)_{S-C} = 542 k\Omega$) et pertes d'insertion

notées IL (0.67 dB à 11.4 GHz lorsque le motif de VO₂ est à l'état métallique $Z(\text{VO}_2)_{\text{métal}} = 170 \Omega$). Les dimensions du résonateur (en μm) sont résumées dans le **Tableau IV.1**.

L_0	W_0	g_0	L_1	a_{11}	a_{12}	a_2	$a_3(1)$	e_{Au}	L_{VO_2}
15000	495	50	2500	800	100	800	550	1.5	325

Tableau IV.1 : Récapitulatif des dimensions du résonateur en μm .

En associant plusieurs de ces résonateurs ayant des fréquences de résonance légèrement différentes, il est possible de réaliser un filtre réjecteur accordable. Nous avons dessiné et réalisé des filtres intégrant deux ou quatre résonateurs (deux pôles et quatre pôles). En augmentant le nombre de résonateurs, il est possible d'augmenter la largeur et l'amplitude de la bande de réjection.

III.1.2. Filtre réjecteur accordable à actionnement thermique intégrant deux résonateurs

Après l'étude de l'influence des différentes dimensions d'un résonateur sur les paramètres EM du dispositif, nous procédons à l'optimisation d'un filtre réjecteur à deux pôles. Dans un premier temps, nous avons réalisé des filtres accordables thermiquement, c'est à dire que la transition semi-conducteur métal du VO₂ est commandée par la température. Ce type d'actionnement est le plus simple à réaliser car il n'est pas nécessaire d'ajouter d'électrodes d'actionnement au design (comme dans le cas d'un actionnement électrique du VO₂). Le design du filtre deux pôles réalisé avec le logiciel ADS (Momentum) est présenté dans la **Figure IV.14**.

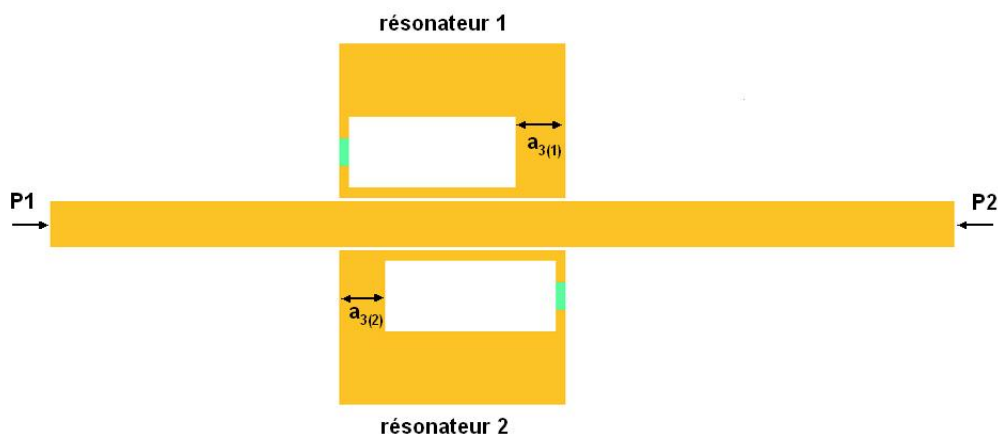


Figure IV.14 : Design du filtre deux pôles accordable thermiquement.

Le résonateur 1 placé au dessus de la ligne de transmission (**Figure IV.14**) est identique à celui qui a été présenté dans la paragraphe **IV.3.1**. Sa fréquence de résonance f_0 est de 11.4 GHz. Le résonateur 2 placé sous la ligne de transmission (**Figure IV.14**) est rigoureusement identique au premier résonateur, exceptée la dimension $a_{3(2)}$ qui est de 500 μm , ($a_{3(1)} = 550 \mu\text{m}$). En diminuant cette dimension, on diminue légèrement la fréquence de résonance du résonateur 2. Les paramètres S, simulés avec le logiciel ADS (Momentum) de ce filtre, sont présentés dans les **Figures IV.15** et **IV.16**.

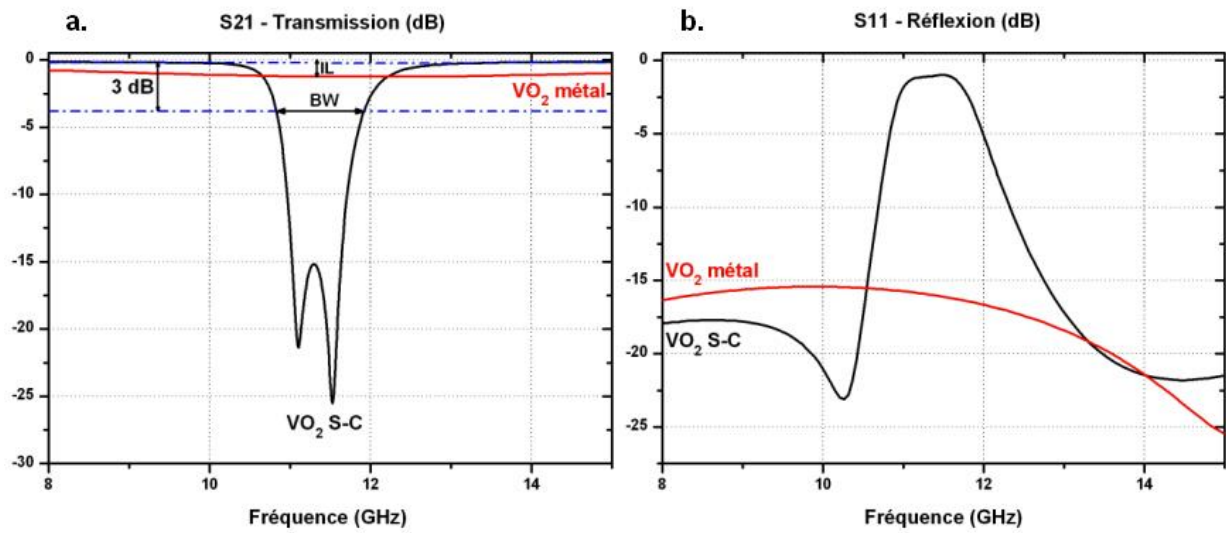


Figure IV.15 : Simulation de la transmission (a.) et de la réflexion (b.) du filtre lorsque le motif de VO_2 est à l'état semi-conducteur et à l'état métallique.

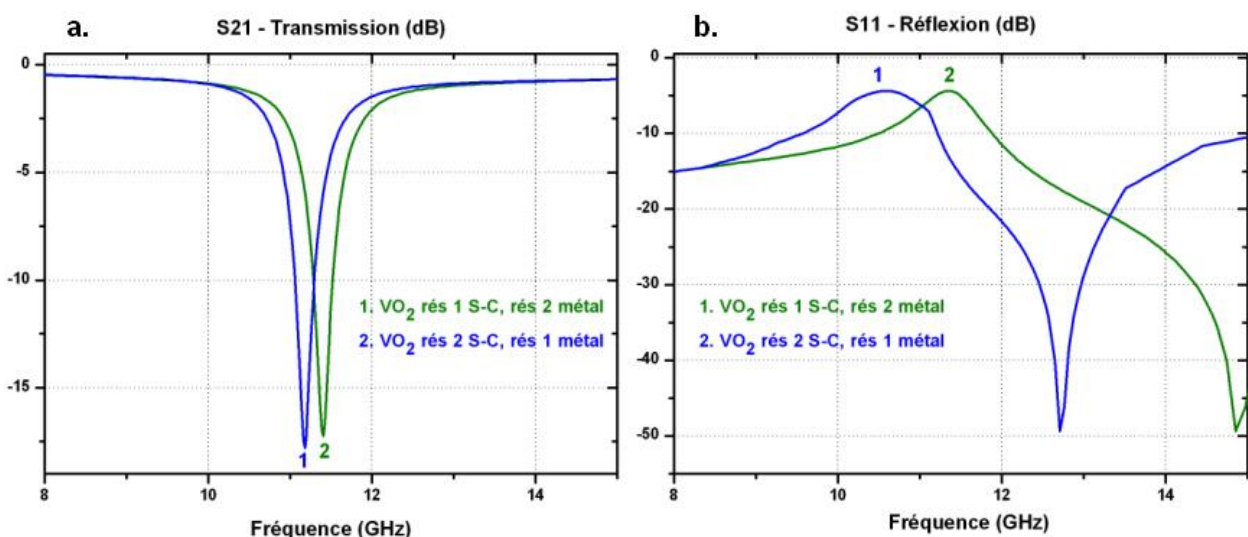


Figure IV.16 : Simulation de la transmission (a.) et de la réflexion (b.) du filtre lorsque le VO_2 est à l'état semi-conducteur dans le résonateur 1 et métallique dans le résonateur 2, et lorsque le VO_2 est métallique dans le résonateur 1 et semi-conducteur dans le résonateur 2.

On peut voir sur les simulations (**Figure IV.15 a.**) que, lorsque les motifs de VO₂ des deux résonateurs sont à l'état semi-conducteur, il apparaît deux pics de résonance distincts. Le pic à 11.4 GHz correspond à la résonance du résonateur 1 et le pic à 11.18 GHz correspond à la résonance du résonateur 2 (**Figure IV.16 a.**). L'association de plusieurs résonateurs permet donc d'augmenter la largeur de la bande de fréquence atténuée. L'amplitude de la réjection est seulement de 15 dB entre les deux pics de résonance (**Figure IV.15 a.**), alors que le cahier des charges stipule 20 dB. La bande de fréquence atténuée a une largeur BW de 1.09 GHz. Cette valeur est déterminée à 3 dB d'atténuation, comme représentée sur la **Figure IV.15 (a.)**. Il faut faire un compromis entre la largeur de la bande de réjection BW et son amplitude. Si on diminue encore la fréquence de résonance du résonateur 2 (en diminuant $a_{3(2)}$), on augmente BW mais l'amplitude de la réjection diminue. Lorsque les motifs de VO₂ sont à l'état métallique (**Figure IV.15 a.**), on peut noter que les pertes d'insertion du filtre à deux pôles augmentent (IL = 1.2 dB), en comparaison à celles obtenues avec le résonateur 1 seul (0.67 dB). Les pertes d'insertion, quand les motifs de VO₂ sont à l'état métallique, sont dues à la trop faible conductivité du matériau. Si la conductivité électrique des films de VO₂ dont nous disposons pour réaliser les filtres, était plus grande à l'état métallique, les résonateurs seraient plus efficacement court-circuités et les pertes d'insertion seraient minimisées. Nous avons déjà élaboré des films de VO₂ ayant des conductivités 35 fois plus importantes à l'état métallique que ceux utilisés dans la fabrication des filtres ($\sigma = 13 \cdot 10^6 \text{ S.m}^{-1}$). Ces valeurs de conductivité à l'état métallique, conduiraient à obtenir une importante diminution des pertes d'insertion du filtre réjecteur deux pôles (seulement 0.2 dB). On peut donc facilement obtenir des pertes d'insertion beaucoup plus faibles, en disposant de films de VO₂ de plus faibles résistivités à l'état métallique. Il apparaît donc plus important de travailler à l'augmentation de l'amplitude de la réjection du filtre entre 11 et 12 GHz. Pour ce faire, nous nous proposons de réaliser un filtre réjecteur intégrant quatre résonateurs.

III.1.3. Filtre réjecteur accordable à actionnement thermique intégrant quatre résonateurs symétriques « deux à deux »

Comme nous l'avons observé, l'amplitude de la réjection du filtre réjecteur intégrant deux pôles n'est pas suffisante (< 20 dB). Pour augmenter cette amplitude, nous avons ajouté deux nouveaux résonateurs au filtre (**Figure IV.17**). Les simulations montrent que si l'on couple à la ligne de transmission quatre résonateurs identiques « deux à deux », on peut

augmenter l'amplitude de la réjection. Les deux résonateurs, de mêmes dimensions, ont la même fréquence de résonance et absorbent plus d'énergie à cette fréquence, ce qui a pour effet d'augmenter l'amplitude de la bande de réjection.

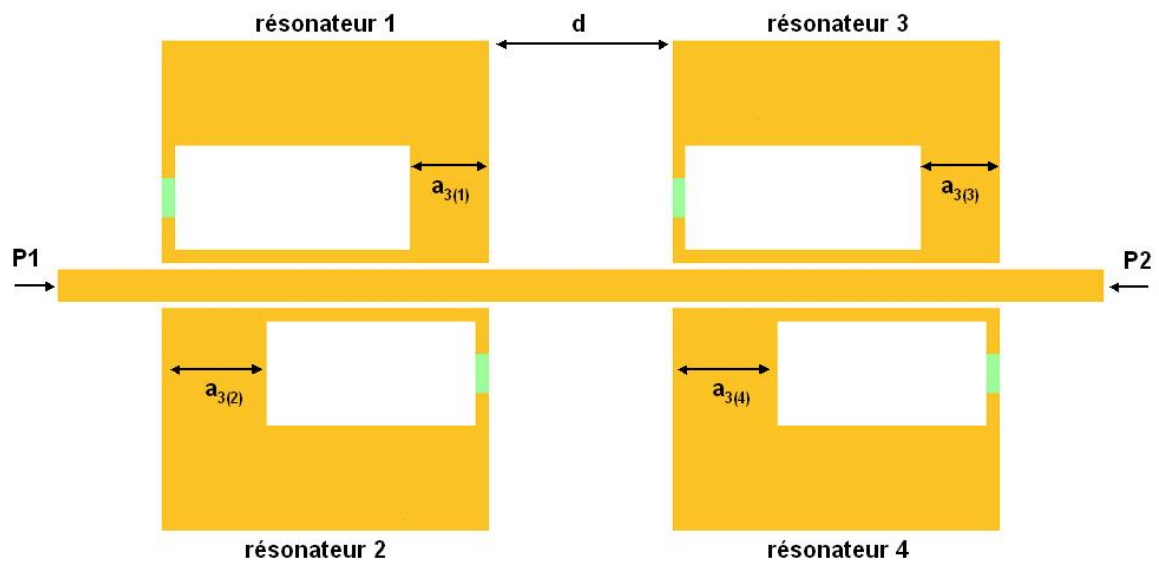


Figure IV.17 : Design d'un filtre réjecteur quatre pôles à base de VO₂, composé de quatre résonateurs identiques « deux à deux ».

Les valeurs des dimensions $a_{3(1)}$, $a_{3(2)}$, $a_{3(3)}$ et $a_{3(4)}$ des résonateurs 1, 2, 3 et 4 ont été choisies comme telles : $a_{3(1)} = a_{3(3)} = 600 \mu\text{m}$ et $a_{3(2)} = a_{3(4)} = 800 \mu\text{m}$. La dimension d représentée sur la **Figure IV.17** détermine le couplage entre les résonateurs. Plus la valeur de d est grande, plus l'amplitude de la réjection augmente mais plus les pertes d'insertion augmentent et inversement. On choisit $d = 1405 \mu\text{m}$. Le film de VO₂, utilisé pour cette réalisation, présente une conductivité de 340 S.m^{-1} à l'état semi-conducteur et $4.2 \times 10^5 \text{ S.m}^{-1}$ à l'état métallique. Il a été déposé par ablation laser au SPCTS sur un substrat de $500 \mu\text{m}$ de saphir C ; son épaisseur est de 70 nm . Nous avons fabriqué le filtre représenté dans la **Figure IV.17** dans la salle blanche de la plate-forme technologique PLATINOM de XLIM. Nous utilisons des procédés de micro fabrication classiques détaillés en **Annexe III**. On effectue une mise en boîtier du filtre (**Figure IV.18**) pour procéder à la mesure des paramètres S. On utilise des connecteurs SMA pour connecter le filtre mis en boîtier à l'analyseur vectoriel de réseau (modèle HP 8722 ES).

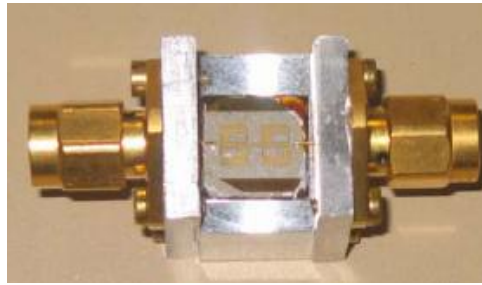


Figure IV.18 : Photographie du filtre réjecteur intégrant quatre résonateurs mis en boîtier.

On mesure la réponse en transmission (S_{21}) du filtre entre 9 et 15 GHz à température ambiante (VO_2 à l'état semi-conducteur) et à 100°C (VO_2 à l'état métallique). Les simulations réalisées avec le logiciel ADS (Momentum) et les mesures sont présentées dans la **Figure IV.19**.

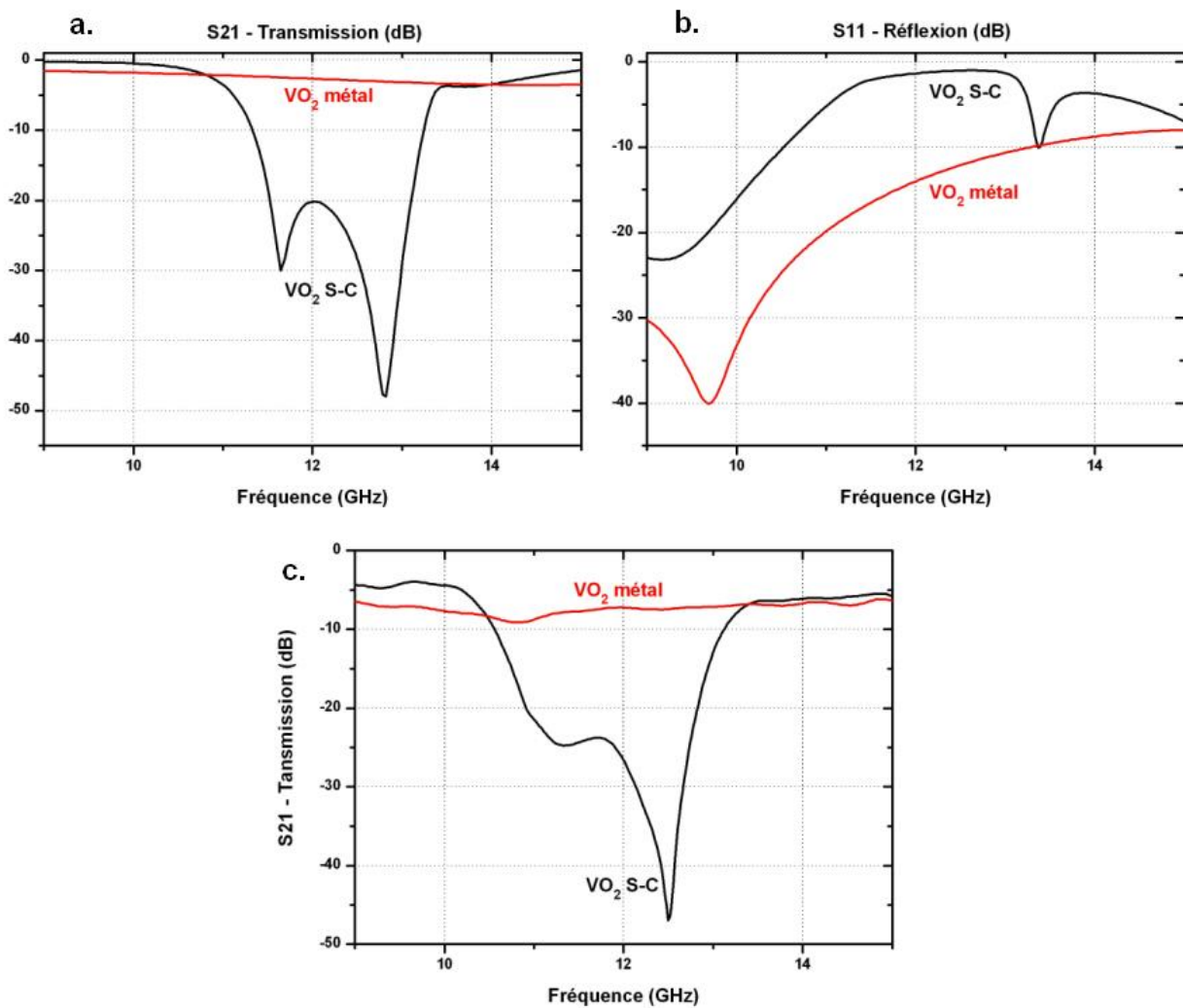


Figure IV.19 : (a.) Simulation en transmission (b.) en réflexion, et (c.) mesures en transmission d'un filtre quatre pôles ayant des résonateurs identiques « deux à deux ».

Les simulations en transmission (**Figure IV.19 (a.)**) montrent que l'amplitude de la bande de réjection atteint 20.1 dB entre les deux pics de résonance. L'amplitude de la réjection a donc été augmentée par l'ajout des deux résonateurs en comparaison avec le filtre deux pôles. En mesure, ce filtre permet d'atténuer de plus de 20 dB le signal entre 11.55 à 13 GHz sur une large bande de fréquences (1.45 GHz). Les pertes d'insertion simulées, lorsque les motifs de VO₂ sont à l'état métallique (**Figure IV.19 (a.)**), sont élevées (IL = 2.5 dB). Les simulations, réalisées sur les filtres, deux et quatre pôles, montrent que l'ajout d'un résonateur provoque une augmentation de 0.6 dB de perte d'insertion en transmission. Comme nous l'avons dit précédemment, les films de VO₂ utilisés dans la réalisation des filtres n'ont pas une conductivité suffisante à l'état métallique pour court-circuiter correctement les résonateurs. Les mesures en transmission, présentées dans la **Figure IV.19 (c.)**, concordent avec les simulations. La largeur BW de la bande de réjection de ce filtre est de 2.4 GHz. On peut noter l'importance des pertes d'insertion mesurées qui sont supérieures à 5 dB lorsque le VO₂ est à l'état métallique. Ces pertes sont provoquées par une mauvaise adaptation entre les connecteurs SMA et la ligne de transmission. Les contacts des connecteurs ont dû être collés avec de la colle conductrice à la ligne de transmission du filtre pour améliorer leur mise en contact. Il aurait été plus judicieux de réaliser la mesure par l'intermédiaire d'une transition micro ruban coplanaire. Des mesures récentes sur d'autres circuits ont montré que les pertes sont fortement réduites en adoptant cette solution.

Dans le but de réaliser un filtre réjecteur reconfigurable, présentant une accordabilité discrète à plus de deux états, nous avons entrepris de fabriquer un filtre réjecteur quatre pôles, actionnable électriquement.

III.1.4. Filtre réjecteur accordable intégrant quatre résonateurs actionnables électriquement

III.1.4.1. Optimisation de la topologie du filtre quatre pôles

L'actionnement électrique des motifs de VO₂ permet de commander indépendamment chaque résonateur, et d'avoir ainsi une discrétisation de la réponse du filtre. La première étape de ce travail est d'améliorer la topologie du filtre quatre pôles à actionnement thermique, ayant quatre résonateurs identiques deux à deux. Le but recherché est de concevoir un filtre quatre pôles, doté de quatre résonateurs, ayant quatre fréquences de résonance distinctes et pouvant atténuer de plus de 20 dB le signal dans la bande de réjection. En modifiant

légèrement la topologie du filtre, il a été possible de s'approcher du but fixé. La nouvelle topologie du filtre est présentée dans la **Figure IV.20**.

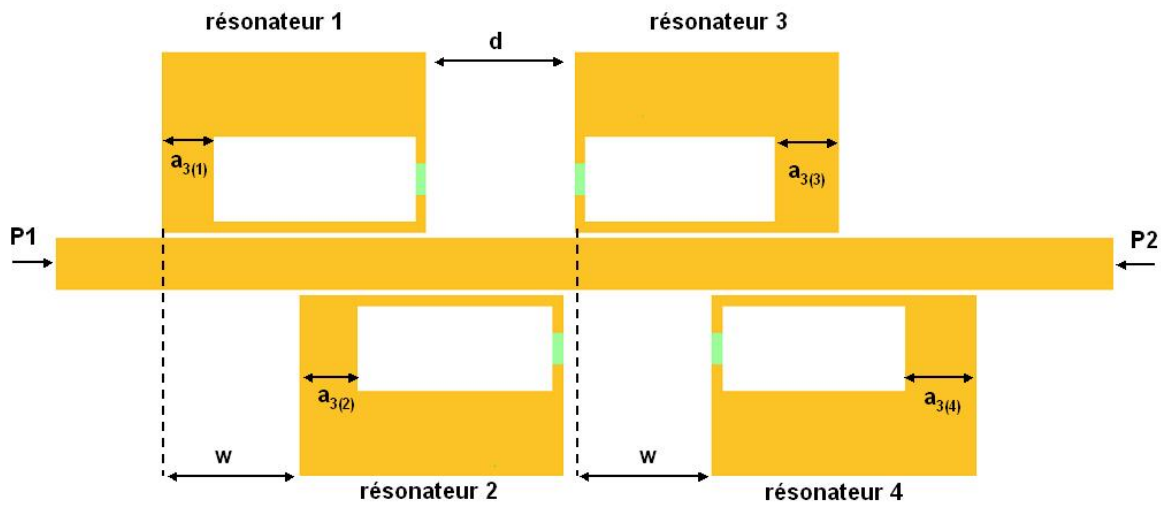


Figure IV.20 : Design d'un filtre réjecteur quatre pôles à base de VO_2 , composé de quatre résonateurs ayant des fréquences de résonance distinctes.

Les modifications apportées sont : l'inversion du sens des résonateurs 1 et 4 (les motifs de VO_2 se font faces) et le décalage d'une distance w des résonateurs situés sous la ligne de transmission. On fixe les dimensions $a_{3(1)}$, $a_{3(2)}$, $a_{3(3)}$ et $a_{3(4)}$ respectivement à 490, 550, 610 et 670 μm . Ces modifications changent légèrement le couplage des résonateurs entre eux, permettant d'atteindre un compromis intéressant entre l'amplitude de la bande atténuée et la largeur de la réjection. Les résultats des simulations sont présentés sur les **Figures IV.21** et **IV.22**.

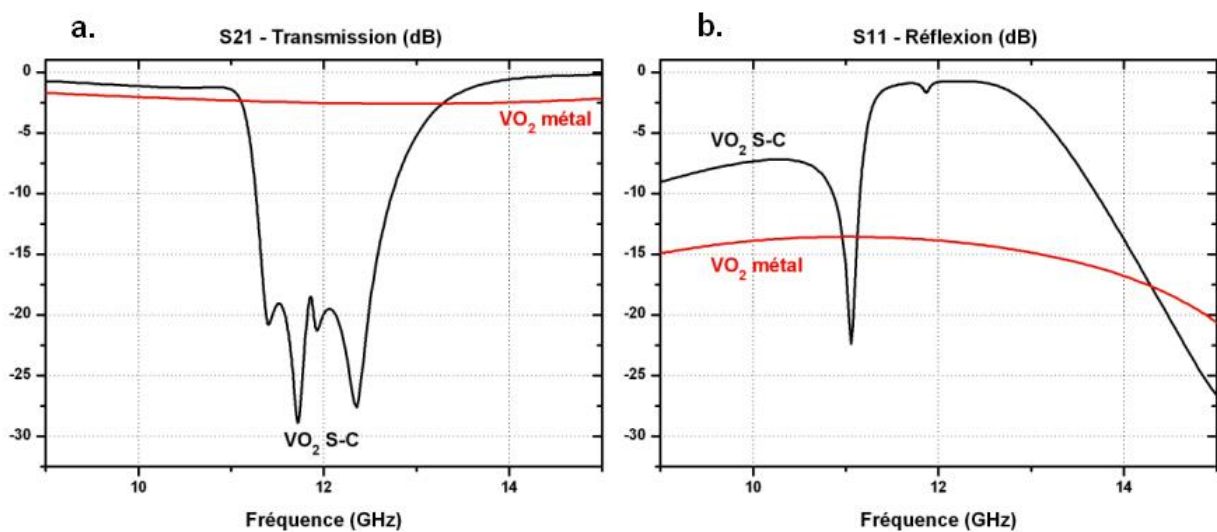


Figure IV.21 : Simulation de la transmission (a.) et de la réflexion (b.) du filtre lorsque les motifs de VO_2 sont à l'état semi-conducteur et à l'état métallique.

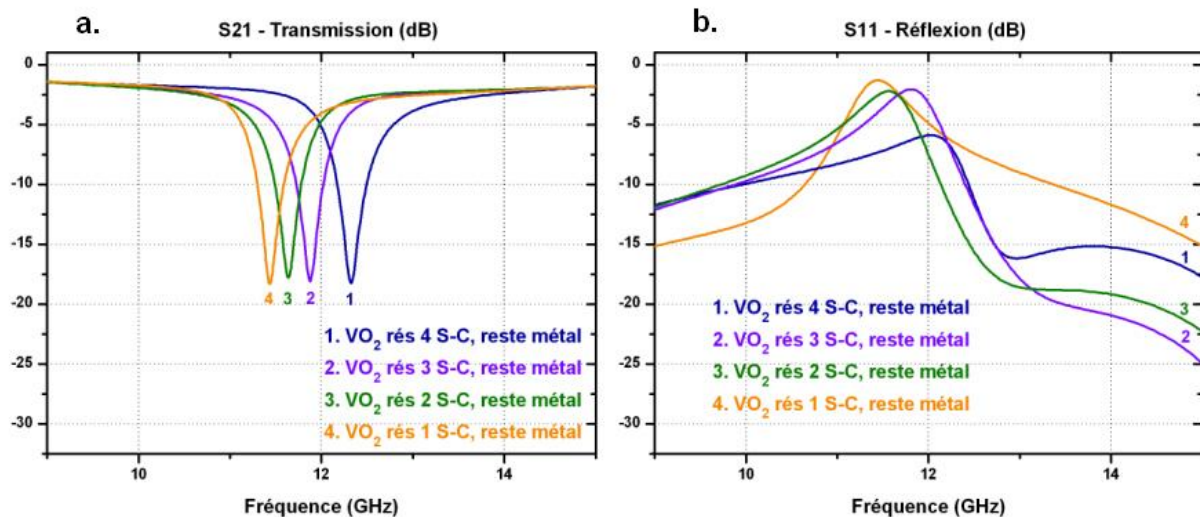


Figure IV.22 : Simulation de la transmission (a.) et de la réflexion (b.) du filtre lorsque le motif de VO₂ du résonateur 1, puis 2, puis 3, puis 4 sont à l'état semi-conducteur, et les autres motifs de VO₂ sont à l'état métallique.

Ces simulations ont été réalisées en prenant les caractéristiques du film de VO₂ utilisé pour simuler le filtre deux pôles. Ce film présente une épaisseur de 50 nm, une conductivité à l'état semi-conducteur de 120 S.m^{-1} et $3.84 \times 10^5 \text{ S.m}^{-1}$ à l'état métallique. On peut voir, dans la **Figure IV.21 (a.)**, quatre pics de résonance distincts lorsque les motifs de VO₂ sont à l'état semi-conducteur. L'amplitude de la réjection atteint quasiment 20 dB, la largeur r de la bande de réjection est de 1.9 GHz. Les pertes d'insertion du filtre, lorsque les motifs de VO₂ sont à l'état métallique, sont de l'ordre de 2.5 dB. Dans cette configuration, on peut simuler les réponses EM des résonateurs indépendamment les uns des autres (**Figure IV.22 (a.)**). En laissant un résonateur seul avec son motif de VO₂ à l'état semi-conducteur alors que tous les autres motifs de VO₂ des trois autres résonateurs sont à l'état métallique, on peut discrétiser la réponse du filtre.

Simulations		VO ₂ à l'état métallique			
Atténuation en dB	Fréquence atténuée en GHz	Résonateur 1	Résonateur 2	Résonateur 3	Résonateur 4
~ 20	11.35 – 12.5	non	non	non	non
18.3	11.45	non	oui	oui	oui
17.8	11.64	oui	non	oui	oui
18.1	11.88	oui	oui	non	oui
18.2	12.32	oui	oui	oui	non
~ 2.5		oui	oui	oui	oui

Tableau IV.2 : Récapitulatif des résultats de simulation obtenus avec le filtre intégrant quatre résonateurs de différentes dimensions.

Le **Tableau IV.2** résume les six combinaisons de filtrage du signal simulées dans les **Figures IV.21** et **IV.22**. Les résultats des simulations sont satisfaisants ; l'amplitude de la réjection est de l'ordre de 20 dB, un accord discret à quatre bits du filtre est possible, et les pertes d'insertion peuvent être aisément corrigées en utilisant un film de VO_2 de faible conductivité à l'état métallique. La seconde étape de la réalisation de ce filtre est de concevoir des électrodes d'actionnement des motifs de VO_2 qui ne perturberont pas la réponse EM du filtre.

III.1.4.2. Conception et intégration des électrodes d'actionnement des motifs de VO_2

L'actionnement électrique des motifs de VO_2 est délicat si on veut garder exactement la même géométrie des motifs de VO_2 . Nous avons opté pour une solution plus simple, représentée schématiquement dans la **Figure IV.23**.

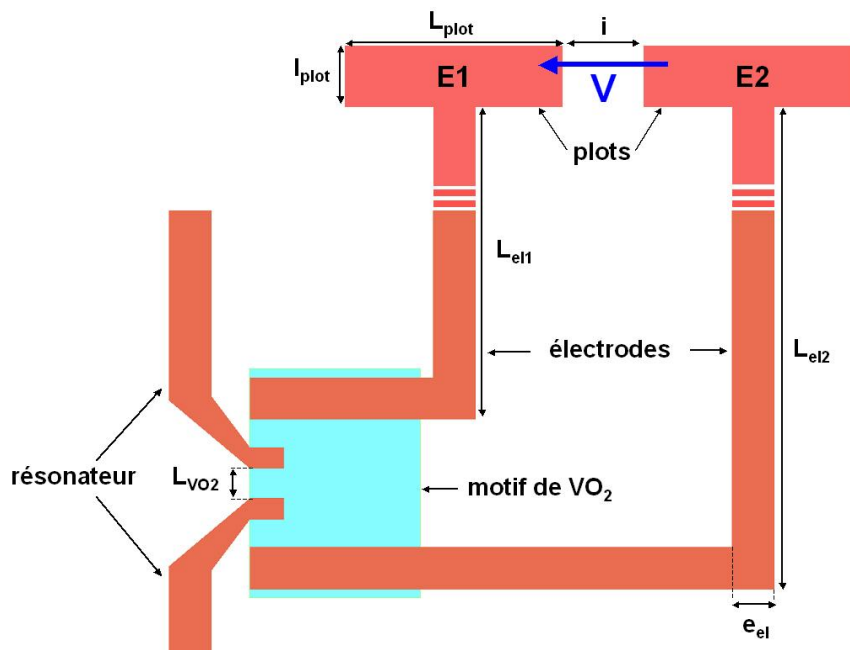


Figure IV.23 : Schématisation des électrodes d'actionnement des motifs de VO_2 avec leurs plots de polarisation.

Chaque résonateur est « fermé » par un motif de VO_2 . Quand celui-ci devient métallique par actionnement électrique, le résonateur est court-circuité. La géométrie des motifs de VO_2 des résonateurs est modifiée pour pouvoir intégrer des électrodes d'actionnement comme le montre la figure ci-dessus. Les électrodes d'actionnement sont constituées de lignes et de plots en or qui permettront de câbler une alimentation. En

appliquant une tension V suffisamment élevée entre les deux électrodes, on peut initier la transition semi-conducteur métal du motif de VO_2 . Chaque résonateur pourra donc être court-circuité ou non, en fonction de la tension V .

L'intégration des électrodes dans le design du filtre est complexe. Lorsque le motif de VO_2 est à l'état métallique, il faut éviter au maximum la propagation du signal micro-onde dans les électrodes, au risque d'avoir des résonances parasites. Il est difficile d'utiliser des électrodes d'actionnement résistives (empêchant la propagation du signal micro-onde) comme dans le cas des dispositifs MEMS, car l'actionnement du VO_2 nécessite le passage d'un courant relativement élevé (de l'ordre de $n_c = 2.10^2 \text{ A.cm}^2$). Il faut donc dimensionner les électrodes de façon à ce qu'elles ne résonnent pas dans la plage de fréquence de réjection du filtre. Pour optimiser les dimensions des électrodes, on effectue des simulations en choisissant la conductivité du motif de VO_2 très élevée (égale à celle de l'or $2.9 \times 10^7 \text{ S.m}^{-1}$) pour détecter toutes les résonances parasites dans (et autour de) la plage de fréquence de fonctionnement du filtre. Les simulations présentées dans la **Figure IV.24** montrent la réponse en transmission du filtre avant et après optimisation de la géométrie des électrodes.

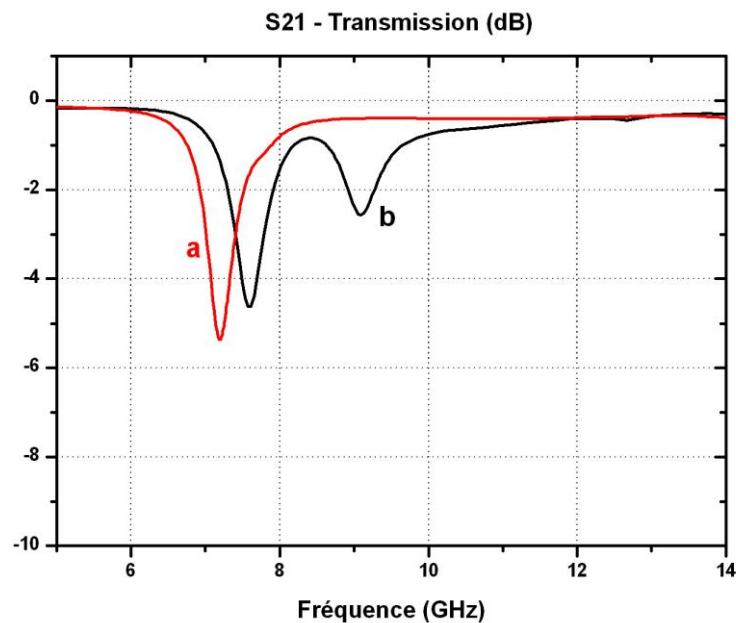


Figure IV.24 : Transmission (avec VO_2 ayant une conductivité égale à celle de l'or) (b.) avant et (a.) après optimisation des dimensions des électrodes.

Le but de ces simulations est de décaler au maximum les pics parasites de résonance des électrodes vers les basses fréquences pour qu'elles ne perturbent pas la réponse du filtre. Le pic de résonance, à 9.2 GHz des électrodes, avant optimisation des dimensions représenté

par la courbe b sur la **Figure IV.24** a pu être décalé à 7.2 GHz. L'intégration des électrodes n'a été possible qu'en augmentant la distance d (**Figure IV.20**) déterminant le couplage entre les résonateurs et il a donc été nécessaire de refaire une optimisation complète des dimensions des résonateurs. Les dimensions des électrodes et des résonateurs sont résumées (en μm) dans le **Tableau IV.3**.

L_0	W_0	g_0	L_1	a_{11}	a_{12}	a_2	$a_3(1)$	$a_3(2)$	$a_3(3)$	$a_3(4)$	e_{Au}	L_{VO_2}	d	w
15000	495	75	2500	800	100	800	295	325	365	440	1.5	35	2220	1300
e_{el}	L_{e1}	L_{e2}	L_{plot}	l_{plot}	i									
50	3140	3340	400	150	550									

Tableau IV.3 : Dimensions des résonateurs et des électrodes d'actionnement du filtre quatre pôles actionnable électriquement.

Le design du filtre quatre pôles, actionnable électriquement, réalisé avec le logiciel ADS (Momentum), est présenté dans la **Figure IV.25**.

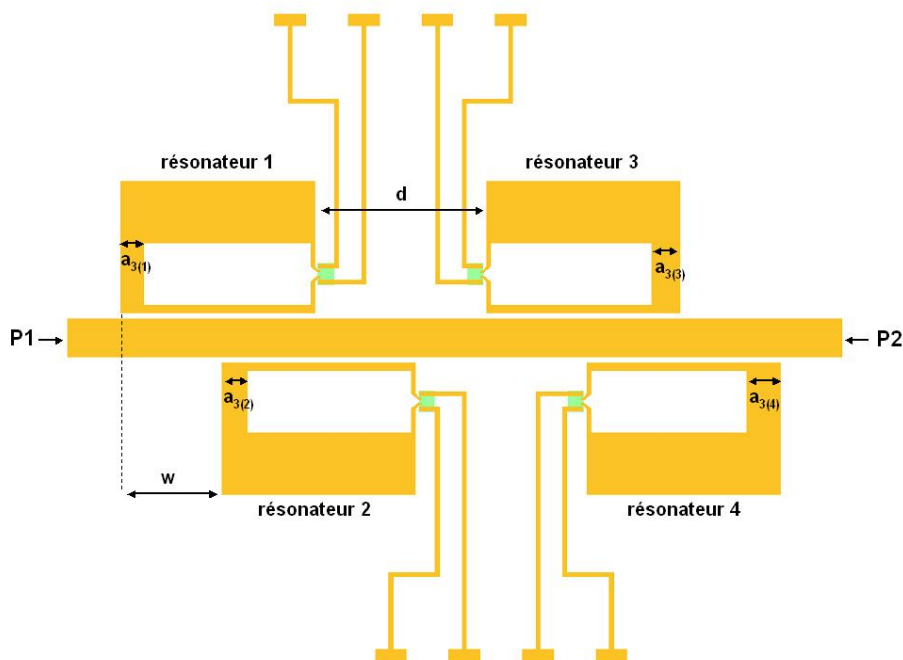


Figure IV.25 : Design du filtre quatre pôles actionnable électriquement.

On simule la réponse EM du filtre en prenant les caractéristiques d'un film de VO_2 (utilisé pour la réalisation) d'épaisseur 65 nm, présentant une conductivité à l'état semi-conducteur de 588 S.m^{-1} , et $4 \cdot 10^5 \text{ S.m}^{-1}$ à l'état métallique. Le résultat des simulations est présenté dans les **Figures IV.26** et **IV.27**.

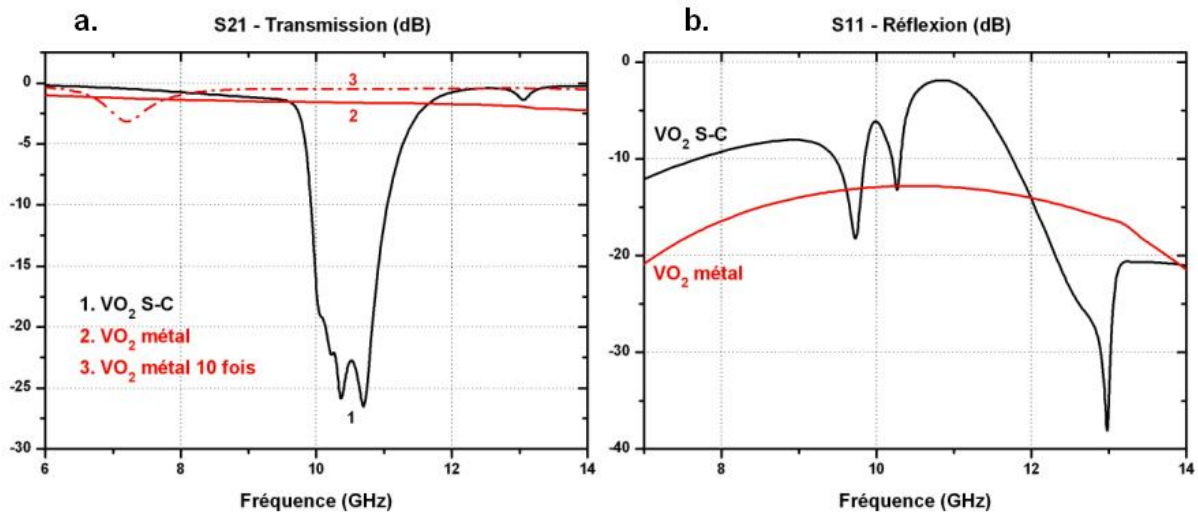


Figure IV.26 : Simulation de la transmission (a.) et de la réflexion (b.) du filtre quatre pôles, actionnable électriquement, lorsque les motifs de VO₂ sont à l'état semi-conducteur et à l'état métallique.

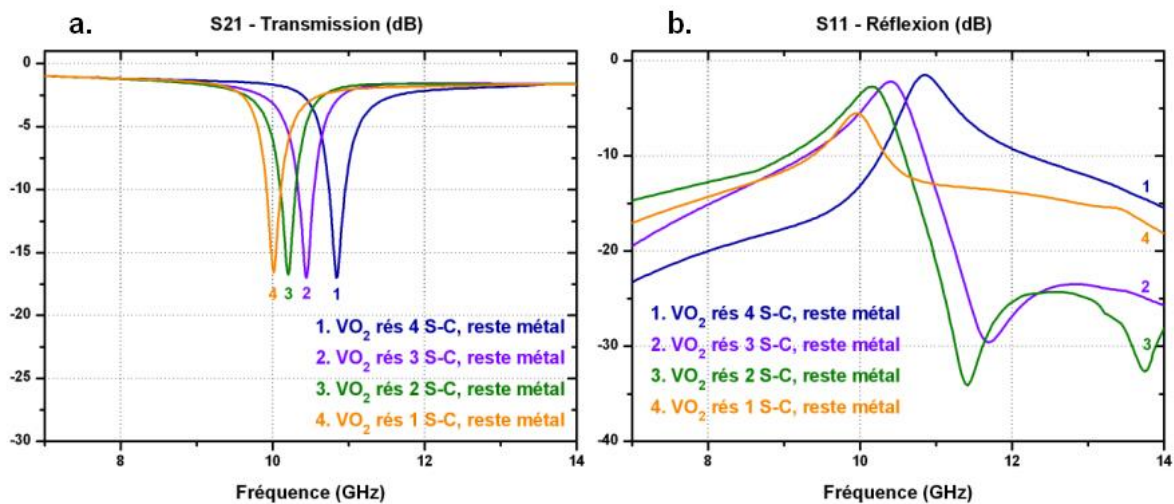


Figure IV.27 : Simulation de la transmission (a.) et de la réflexion (b.) du filtre quatre pôles, actionnable électriquement, lorsque le motif de VO₂ du résonateur 1, puis 2, puis 3, puis 4 sont à l'état semi-conducteur et les autres motifs de VO₂ sont à l'état métallique.

On peut distinguer sur la **Figure IV.26 (a.)**, quatre pics de résonance distincts lorsque les motifs de VO₂ sont à l'état semi-conducteur. L'amplitude de la réjection est supérieure à 20 dB, la largeur de la bande de réjection BW est de 1.52 GHz. Les pertes d'insertion du filtre, lorsque les motifs de VO₂ sont à l'état métallique, sont de l'ordre de 1.6 dB. Elles sont moins élevées que les pertes simulées avec le filtre quatre pôles sans électrodes (2.5 dB) (**Figure IV.21 (a.)**), à conductivité du motif de VO₂ égale. La topologie des résonateurs a

donc été améliorée. La **Figure IV.26 (a.)** montre également que si l'on utilise un film de VO_2 de conductivité supérieure ($\sigma = 4 \cdot 10^6 \text{ S.m}^{-1}$), il apparaît un pic de résonance parasite des électrodes d'actionnement à 7.2 GHz. La faible conductivité à l'état métallique du film de VO_2 utilisé n'a donc pas que des inconvénients puisqu'elle permet d'occulter ce pic parasite. La simulation des réponses EM des résonateurs indépendamment les uns des autres est présentée dans la **Figure IV.27 (a.)**. La réponse du filtre discrétisée est équivalente à celle obtenue avec le filtre quatre pôles sans électrodes d'actionnement.

Le filtre a été fabriqué dans la salle blanche de la plate-forme technologique PLATINOM de XLIM. Nous utilisons des procédés de micro fabrication classiques, détaillés en **Annexe III**. On effectue une mise en boîtier du filtre pour procéder à la mesure des paramètres S. Il faut réaliser un « bonding » des électrodes pour permettre les connexions à une carte de test, à partir de laquelle on applique les tensions de polarisation pour chaque résonateur. On utilise des connecteurs SMA pour connecter le filtre mis en boîtier à l'analyseur vectoriel de réseau (modèle HP 8722 ES). On applique des tensions de l'ordre de 50 V entre les électrodes des motifs de VO_2 pour transformer le matériau à l'état métallique. Les mesures des seize états de filtrage possibles du filtre quatre pôles sont présentées dans les **Figures IV.28, 29 et 30**.

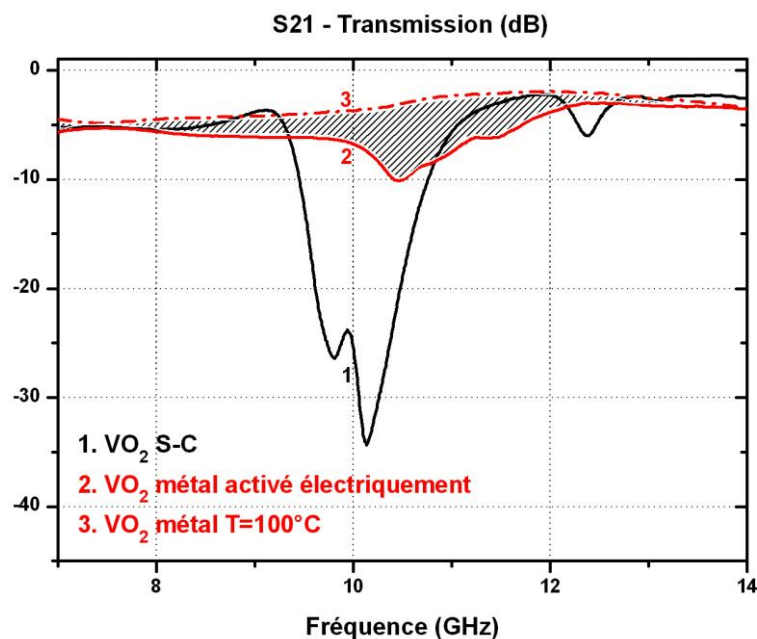


Figure IV.28 : Mesures en transmission du filtre quatre pôles actionnable électriquement, lorsque les motifs de VO_2 sont à l'état semi-conducteur et à l'état métallique (actionnés électriquement en rouge trait plein, et actionnés thermiquement en rouge pointillé).

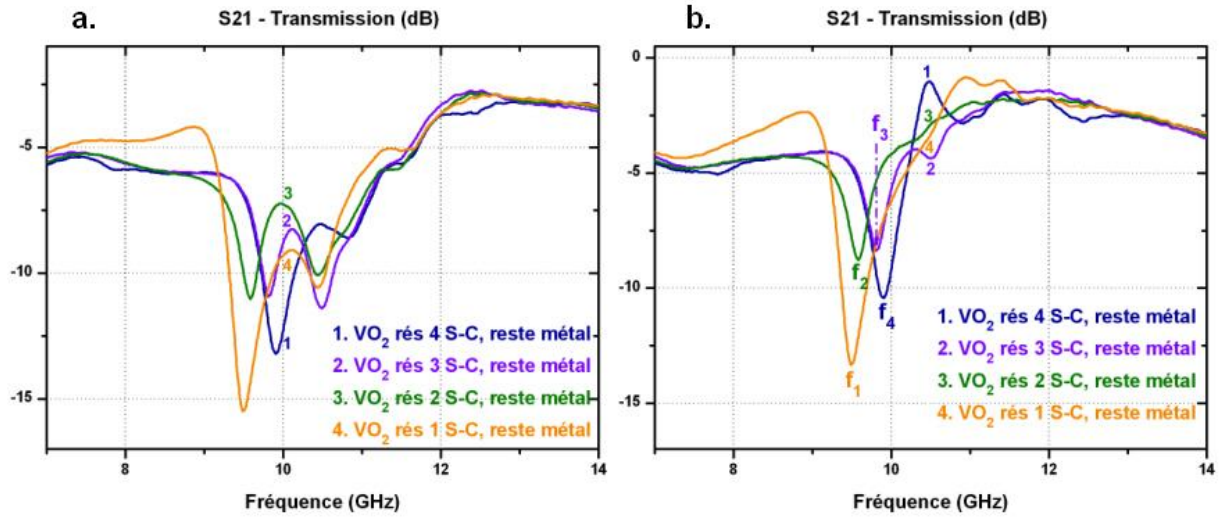
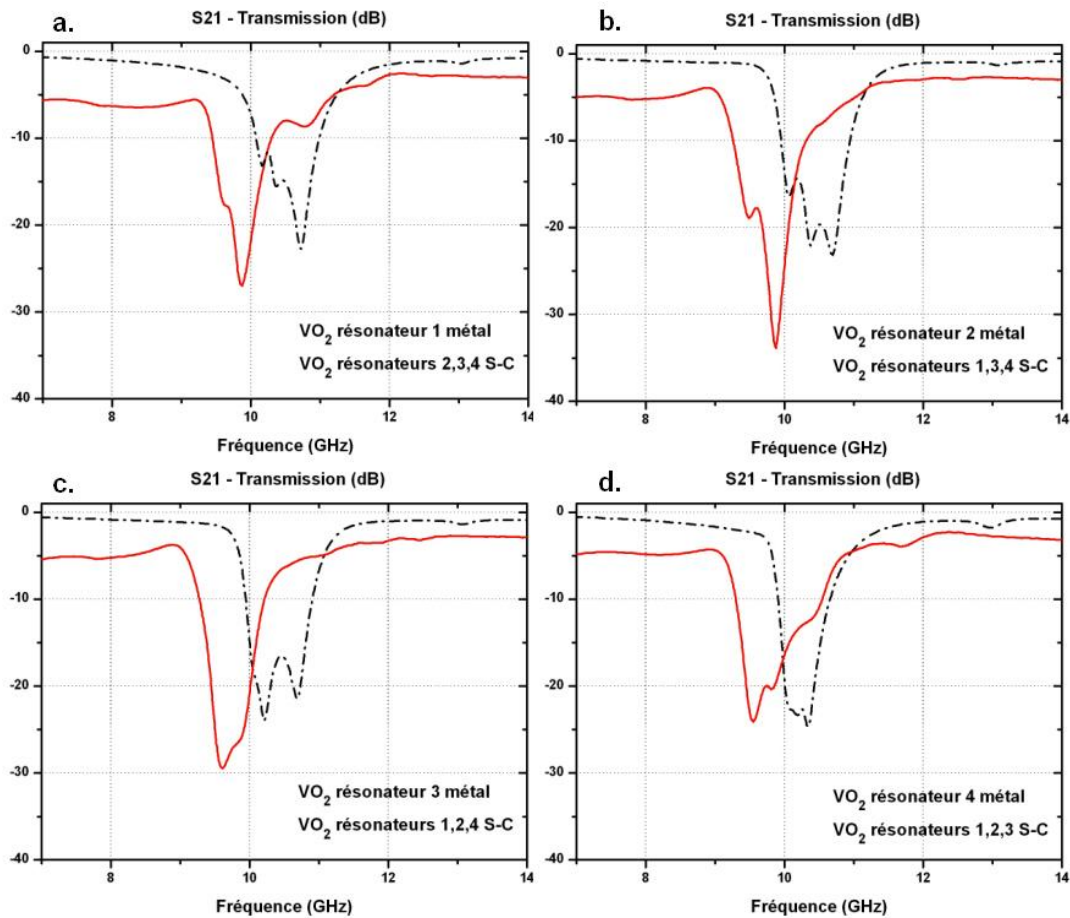


Figure IV.29 : Mesures en transmission du filtre quatre pôles actionnable électriquement, lorsque le motif de VO₂ du résonateur 1, puis 2, puis 3, puis 4 est à l'état semi-conducteur, et les autres motifs de VO₂ sont à l'état métallique (a.) sans correction et (b.) avec correction.



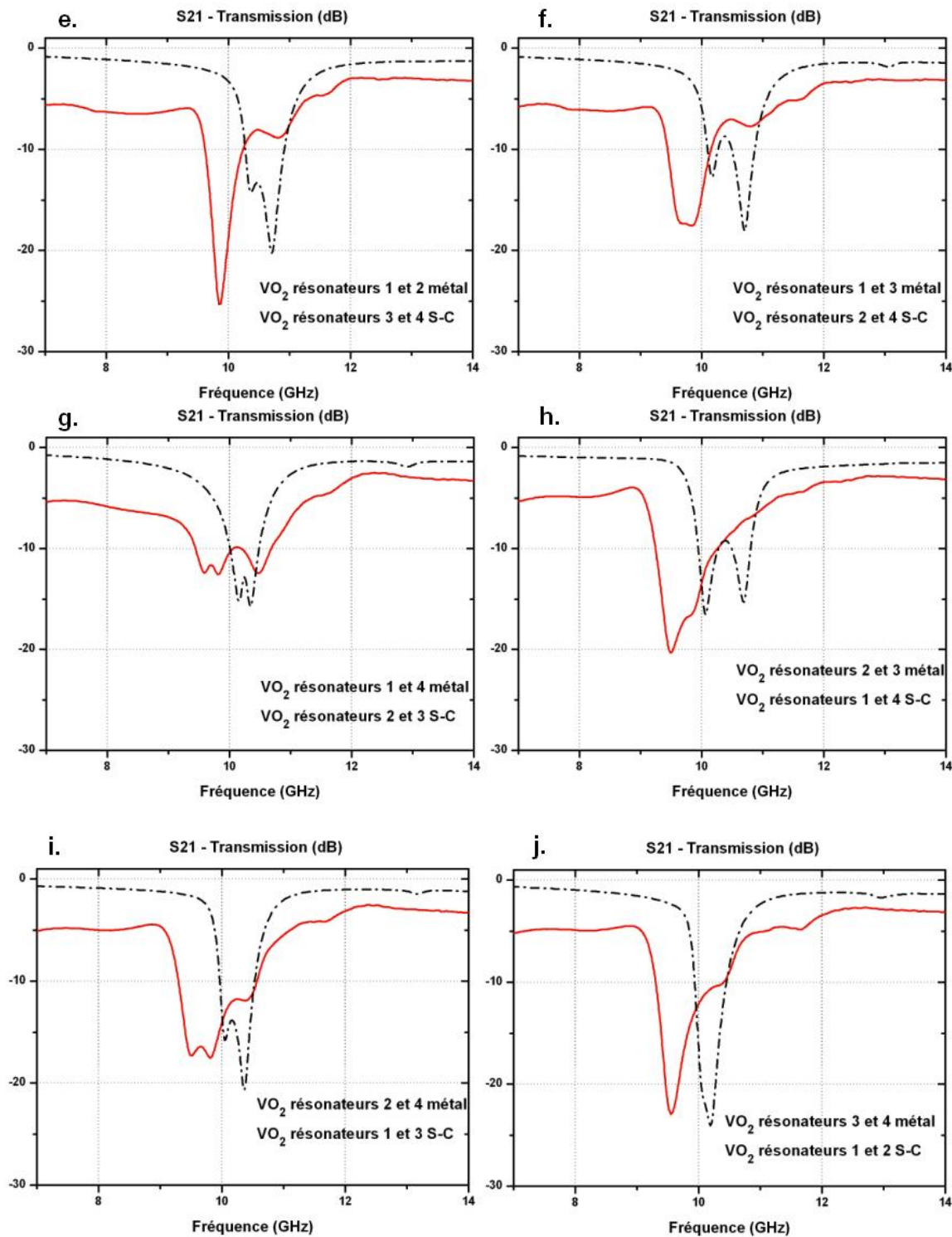


Figure IV.30 : Mesures (traits pleins) et simulations (pointillés) en transmission du filtre quatre pôles actionnable électriquement, lorsque les motifs de VO₂ sont dans les autres configurations possibles.

La **Figure IV.28 (a.)** montre la réponse du filtre en transmission lorsque tous les motifs de VO₂ sont à l'état semi-conducteur. Il n'apparaît que deux pics de résonance et

l'amplitude de la réjection est supérieure à 20 dB. De plus, lorsque tous les motifs de VO₂ sont actionnés à l'état métallique électriquement, les pertes en transmission sont très importantes, de l'ordre de 10 dB à 10.6 GHz. Une mesure, en chauffant le boîtier à 100°C, représentée en pointillé sur la **Figure IV.28 (a.)**, montre que les pertes, lors de l'actionnement thermique sont plus faibles (< 5 dB). En effet, lors de l'actionnement électrique, les motifs de VO₂ ne sont pas correctement activés à l'état métallique : il faut donc revoir le design de l'actionnement électrique. Après une observation microscopique réalisée pendant l'actionnement électrique d'un des motifs de VO₂ du filtre, on a eu la confirmation que le motif ne se transforme pas complètement à l'état métallique. La **Figure IV.29 (a.)** montre la réponse mesurée en transmission du filtre lorsque le motif de VO₂ du résonateur 1, puis 2, puis 3, puis 4 sont à l'état semi-conducteur et lorsque les autres motifs de VO₂ sont à l'état métallique. Ces mesures ne concordent naturellement pas avec les simulations (**Figure IV.27 (a.)**), puisque les motifs de VO₂ ne sont pas correctement activés à l'état métallique. Mais, on peut apporter une correction en retranchant les pertes supplémentaires dues aux défauts d'actionnement électrique du VO₂ (partie grisée **Figure IV.28 (a.)**), on obtient une réponse plus ressemblante (**Figure IV.29 (b.)**) et on peut distinguer les pics de résonance f_1 , f_2 , f_3 et f_4 des quatre résonateurs. Les autres combinaisons de filtrage possibles mesurées sont représentées dans la **Figure IV.30**. Sur chacune d'entre elles, ainsi que sur les **Figures IV.28** et **IV.29**, on peut voir qu'il y a un décalage vers les basses fréquences des pics de réjection de 0.6 GHz. Cette différence est certainement due à un écart entre l'épaisseur réelle, ou la permittivité réelle, et les valeurs utilisées en simulation du substrat de saphir.

On peut conclure que cette topologie de résonateur ne s'adapte pas bien à un actionnement électrique du VO₂. Pour mesurer l'accordabilité discrète du filtre, nous avons donc entrepris d'intégrer sur les motifs de VO₂ des micro-résistances chauffantes de carbone dopé au nickel, comme nous l'avons déjà fait dans le cas de commutateurs simples dans le **Chapitre II**. Ceci permettra un actionnement thermique mais discret des motifs de VO₂ de chaque résonateur.

III.1.5. Filtre réjecteur accordable quatre pôles intégrant des micro-résistances de carbone dopé au nickel

Nous avons conservé la même topologie utilisée pour le filtre actionnable électriquement, en ajoutant, sur les motifs de VO₂ des films minces de carbone dopé au

nickel, déposés par ablation laser dans le laboratoire XLIM (**Figure IV.31**). Les différentes étapes de la réalisation de ce filtre sont détaillées dans l'**Annexe III**.

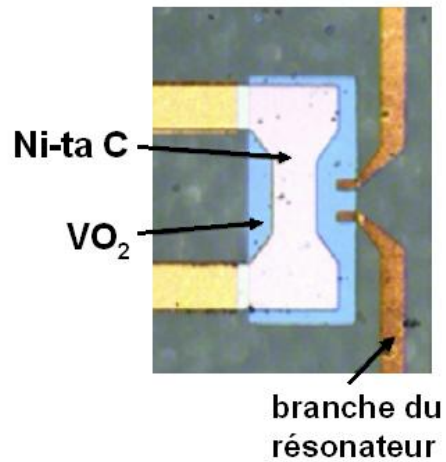


Figure IV 31 : Image, par microscopie optique, de la partie active du résonateur composé d'un film de VO₂ et d'un film de carbone dopé au nickel.

Une fine couche de 50 nm d'alumine est déposée par PLD entre le VO₂ et le carbone dopé pour les isoler électriquement (voir **Annexe III**). Le filtre est ensuite mis dans un boîtier pour procéder à la mesure des paramètres S. On réalise un « bonding » des électrodes permettant une connexion à une carte de test électrique (**Figure IV.32**). On utilise des connecteurs SMA pour connecter le boîtier à l'analyseur vectoriel de réseau (modèle HP 8722 ES).

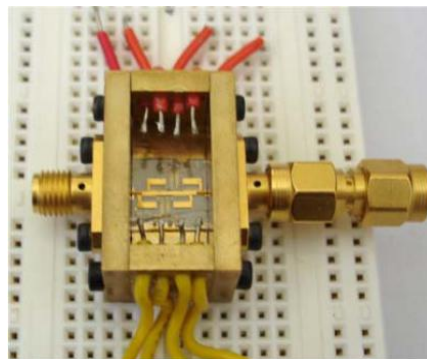


Figure IV.32 : Photographie du filtre mis en boîtier et connecté à une carte de test électrique.

Le film de VO₂ utilisé, pour réaliser ce composant, a une épaisseur de 250 nm, une conductivité à l'état semi-conducteur de 77 S.m⁻¹ et à l'état métallique de 2.35 x 10⁵ S.m⁻¹. Le dopage du carbone doit être soigneusement choisi : il ne doit pas être trop élevé pour permettre le passage d'un courant suffisant, afin de provoquer le chauffage par effet Joule du

motif de VO_2 , sans imposer une tension trop élevée qui risquerait d'endommager le film de carbone. Des simulations, réalisées avec le logiciel ADS (Momentum), montrent qu'il n'y a pas de limite basse pour la valeur de la résistivité du carbone au dopé qui engendrerait des interférences dans le couplage EM du filtre. On choisit une résistivité de $250 \Omega/\square$ pour la couche de carbone dopé nickel, soit un dopage de 50 % en nickel [Orl09]. Les simulations et les mesures réalisées sur ce filtre sont présentées dans les **Figures IV.33, 34, 35 et 36**.

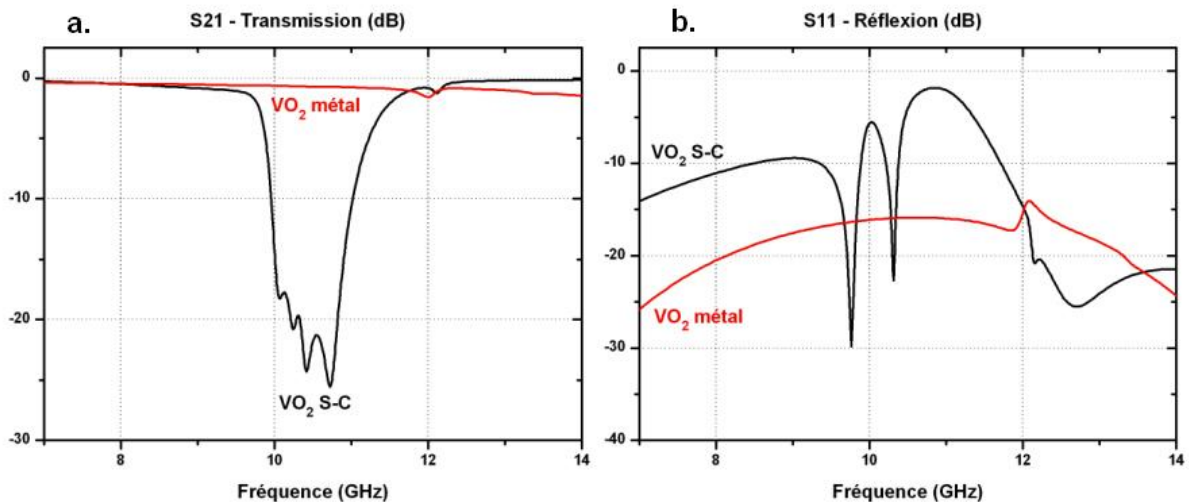


Figure IV.33 : Simulation de la transmission (a.) et de la réflexion (b.) du filtre quatre pôles, intégrant du carbone dopé au nickel, lorsque les motifs de VO_2 sont à l'état semi-conducteur et à l'état métallique.

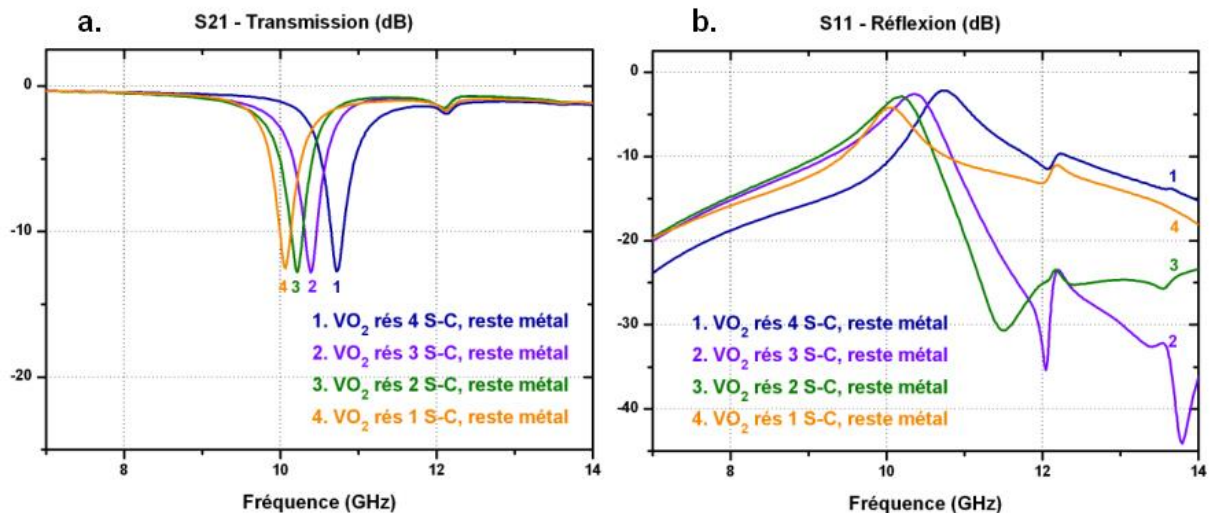


Figure IV.34 : Simulation de la transmission (a.) et de la réflexion (b.) du filtre quatre pôles intégrant du carbone dopé au nickel, lorsque le motif de VO_2 du résonateur 1, puis 2, puis 3, puis 4 sont à l'état semi-conducteur et les autres motifs de VO_2 sont à l'état métallique.

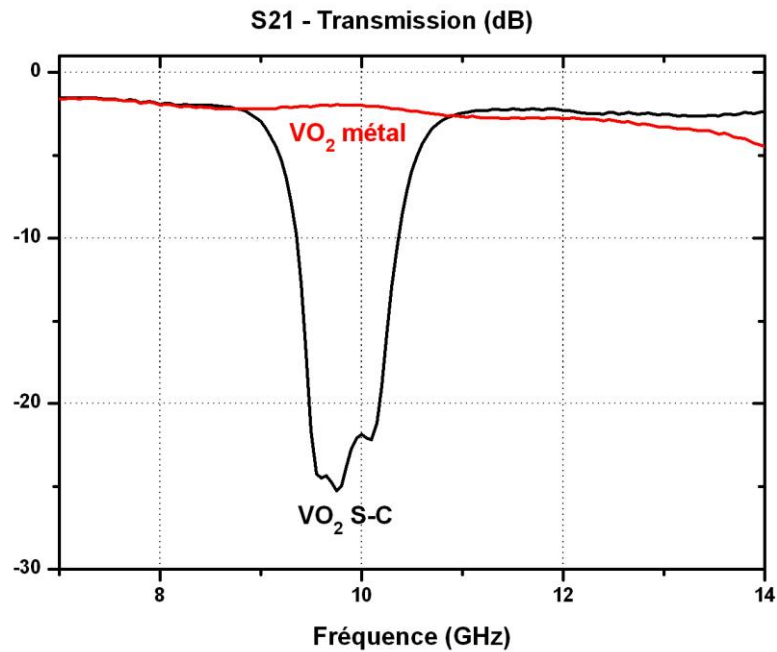


Figure IV.35 : Mesures en transmission du filtre quatre pôles intégrant du carbone dopé au nickel, lorsque les motifs de VO_2 sont à l'état semi-conducteur et à l'état métallique.

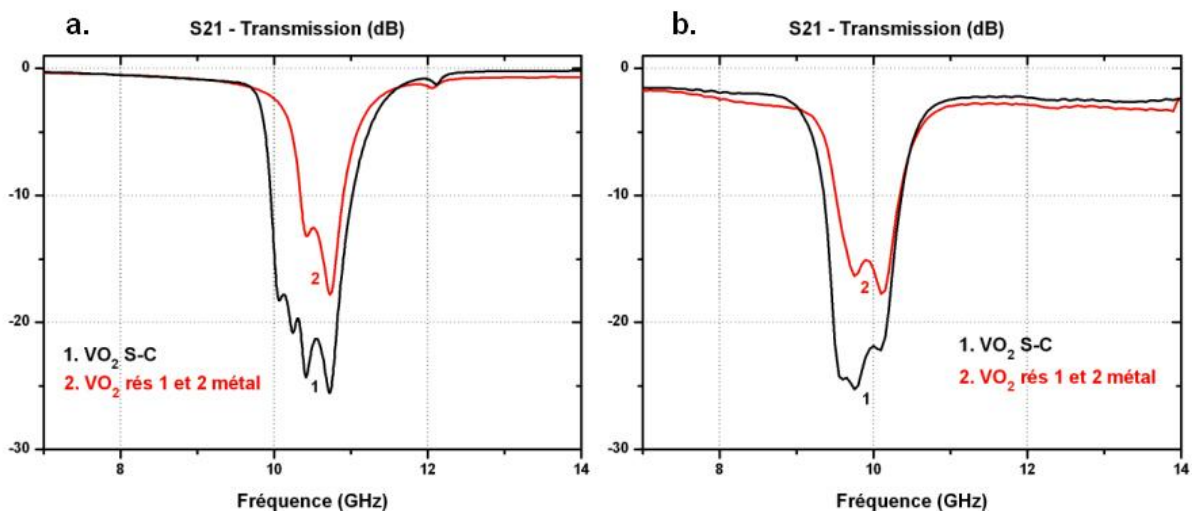


Figure IV.36 : (a.) Simulations et (b.) mesures de la transmission du filtre quatre pôles intégrant du carbone dopé au nickel, lorsque les motifs de VO_2 des résonateurs 1 et 2 sont à l'état métallique, et lorsque les motifs 3 et 4 sont à l'état semi-conducteur.

On peut voir qu'en simulation (Figures IV.33 et IV.34 (a.) et (b.)), la réponse du filtre est quasiment identique à celle obtenue (Figures IV.26 et IV.27 (a.) et (b.)) avec le filtre actionnable électriquement. L'ajout de la couche de carbone dopé n'a donc pas d'influence sur la réponse du filtre. Ces simulations tiennent compte de l'élévation de la température

d'environ 20°C dans le substrat de saphir, provoquée par le chauffage par effet Joule de la couche de carbone dopé. Les mesures faites à température ambiante (VO_2 semi-conducteur) celles réalisées et lorsque l'on fait chauffer les quatre micro-résistances de carbone dopé (VO_2 métallique) sont en accord avec les simulations (**Figure IV.35**). On observe toujours le décalage de 0.5 GHz vers les basses fréquences de la bande de réjection pour les mêmes raisons que précédemment. Les pertes d'insertions mesurées sont plus faibles que dans les autres filtres quatre pôles que l'on a fabriqués. Nous avons mesuré la réponse discrète du filtre lorsque l'on actionne à l'état métallique les résonateurs 1 et 2 (**Figure IV.36 (b)**). On peut voir sur ces mesures que la partie basse de la bande atténuée est passante, comme le prévoient les simulations (**Figure IV.36 (a)**). Nous n'avons pas pu mesurer toutes les combinaisons possibles qu'offre ce filtre car les films de carbone dopé ont été détruits peu après le début des mesures à cause des courants trop élevés les traversant.

IV. Conclusion

Nous avons dessiné, simulé et fabriqué des filtres réjecteurs de bande reconfigurables à base de VO_2 , fonctionnant autour de 11 GHz. Ces filtres sont composés de deux ou quatre résonateurs ayant la forme de C. Des motifs de VO_2 sont intégrés dans chaque résonateurs, de telle sorte qu'ils permettent la liaison ou non entre les deux branches des résonateurs en C (le C est « fermé » par le motif de VO_2). L'accordabilité des filtres est assurée par la mise en court-circuit ou non des résonateurs, selon que le VO_2 est à l'état semi-conducteur (résonateur non court-circuité) ou à l'état métallique (résonateur court-circuité). Lorsqu'on court-circuite un résonateur, il n'absorbe plus le signal électro-magnétique à sa fréquence de résonance, le pic de réjection dans le spectre de fréquence disparaît. L'actionnement des motifs de VO_2 à l'état métallique peut être initié par voie thermique pure ou chauffage par effet Joule, et par voie électrique. L'actionnement par voie thermique du VO_2 , permet d'obtenir deux états de filtrage :

- à température ambiante, le filtre coupe les fréquences de résonance des résonateurs,
- à température supérieure à la température de transition du VO_2 , toutes les fréquences sont transmises.

L'actionnement thermique, induit par chauffage par effet Joule (d'une couche de carbone dopé) et l'actionnement électrique du VO_2 permettent d'obtenir des états discrets de

filtrages, quatre états pour un filtre deux pôles et seize états pour un filtre quatre pôles. Le filtre deux pôles réalisé, ne permet pas d'atteindre une atténuation suffisante du signal dans la bande de fréquence atténuée (< 20 dB), contrairement aux filtres quatre pôles qui présentent des atténuations supérieures ou égales à 20 dB. Les pertes d'insertion des filtres réalisés sont relativement élevées (~ 1.2 dB pour un filtre deux pôles et environ 2.5 dB pour un filtre quatre pôles), mais peuvent être significativement diminuées en utilisant des films de VO_2 présentant des conductivités plus faibles à l'état métallique, et une connexion mieux adaptée lors de la réalisation des mesures. Les mesures réalisées sur le filtre quatre pôles actionnable par chauffage par effet Joule, sont en concordance avec les simulations. Cependant, la topologie des résonateurs choisie pour réaliser ces filtres réjecteurs, ne permet pas de concevoir un filtre actionnable électriquement. Une perspective à ce travail est de concevoir de nouvelles topologies de résonateurs, comme celle présentée dans l'**Annexe IV** qui permet de concevoir plus facilement, un actionnement électrique des motifs de VO_2 intégrés aux résonateurs d'un filtre.

Références chapitre IV

- [Abb03] **A. ABBASPOUR-TAMIJANI, L. DUSSOPT, G.M REBEIZ,**
“Miniature and tunable filters using MEMS capacitors”,
IEEE transactions on microwave theory and techniques, 51, (2003), 1878-1885
- [Bou08] **D. BOUYGE,**
“ Systèmes lasers impulsionnels compacts et dispositifs hyperfréquences accordables basés sur l'intégration de composants MEMS”,
Thèse, Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique, Université de Limoges, (2008)
- [Bou10] **D. BOUYGE, A. CRUNTEANU, A. POTHIER, P. O. MARTIN, P. BLONDY, A. VELEZ, J. BONACHE, J. C. ORLIANGES, F. MARTIN,**
“ Reconfigurable 4 pole bandstop filter based on RF-MEMS-loaded split ring resonators”,
en cours de publication IEEE, (2010)
- [Bri08] **Z. BRITO-BRITO, I. LLAMAS-GARRO, L. PRADELL-CARA, A. CORONA-CHAVEZ,**
“Microstrip switchable bandstop filter using PIN diodes with precise frequency and bandwidth control”,
38th European Microwave Conference, (2008), 1707-1710
- [Car06] **B. E. CAREY-SMITH, P. A. WARR,**
“Distortion mechanisms in varactor diode-tuned microwave filters”,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54, (2006), 3492-3500
- [Chu08] **Y.-H. CHUN, J.-S. HONG, P. BAO, T. J. JACKSON, M. J. LANCASTER,**
“BST varactor tuned bandstop filter with slotted ground structure”,
IEEE Microwave Symposium Digest, (2008), 1115-1118
- [Elk08] **A. ELKA, I. BUCHER,**
“On the synthesis of micro-electromechanical filters using structural dynamics”,
J. Micromechanics and Microengineering, 18, (2008), 1-17
- [Fou03] **E. FOURN, A. POTHIER, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, P. BLONDY, G. TANNE, E. RIUS, C. PERSON, F. HURET,**
“MEMS switchable interdigital coplanar filter”,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 51, (2003), 320-323
-

- [Gil04] I. GIL, J. GARCIA-GARCIA, J. BONACHE, F. MARTI'N, M. SOROLLA, R. MARQUÉS,**
“Varactor-loaded split ring resonators for tunable notch filters at microwave frequencies”,
Electronics letters, 40, (2004)
- [Kua03] B. K. KUANR, Z. CELINSKI, R. E. CAMLEY,**
“Tunable high-frequency band-stop magnetic filters”,
Applied Physics letters, 83, (2003), 3969-3971
- [Kua05] B. K. KUANR, I. R. HARWARD, R. T. DEIOTTE, R. E. CAMLEY, Z. CELINSKI,**
“Magnetically tunable micro-strip band-stop filter: design optimisation and characterization”,
Journal of Applied Physics, 97, (2005), 96-98
- [Lak03] K. M. LAKIN,**
“A review of thin-film resonator technology”,
IEEE Microwave Magazine Radio and Wireless Rawcon Conference, (2003), 61-67
- [Liu01] Y. X LIU, T. L. REN, L. T. LIU,**
“A PZT SMR filter design”,
<http://www.emchina.com/>, (2001)
- [Men06] Q. MENG, X.ZHANG, F. LI, J. HUANG, X. ZHU, D. ZHENG, B. CHENG, Q. LUO, C. GU, Y. HE,**
“Ferroelectric thin-film characterization using a coplanar waveguide bandstop filter”,
Physica Status Solidi (a), 203, (2006), 379-385
- [Mer04] D. MERCIER, J. C. ORLIANGES, T. DELAGE, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, D. CROS, P. BLONDY,**
“Millimeter-wave tune-all bandpass filters”,
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52, (2004), 1175-1181
- [Orl09] J. C. ORLIANGES, A. CRUNTEANU, J. GIVERNAUD, A. POTHIER, V. LAUR, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT,**
“Propriétés électriques des films minces de carbone dope au nickel déposés par ablation laser: intégration dans des composants RF et micro-onde”,
16^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes (JNM 2009), (2009)
-

**[Sal01] E. SALAHUN, G. TANNE, P. QUEFFELEC, M. LE FLOC'H, A.-L. ADENOT,
O. ACHER,**

“Application of ferromagnetic composite in different planar tunable microwave devices”,

Microwave and optical technology letters, 30, (2001), 272-276

Conclusion générale

L'objectif principal des travaux effectués durant cette thèse a été de fabriquer des composants micro-ondes reconfigurables basés sur la transition semi-conducteur métal du dioxyde de vanadium. Nous avons dans un premier temps réalisé et caractérisé des commutateurs simples à deux terminaux, ensuite des commutateurs micro-ondes (CPW) en configuration série et parallèle. Ensuite, Nous nous sommes focalisés sur l'étude et la fabrication de composants micro-ondes reconfigurables, plus complexes, comme des limiteurs de puissance (de type « disjoncteur » et « écrêteur » de puissance), et des filtres réjecteurs deux et quatre pôles actionnables thermiquement et électriquement.

Dans le premier chapitre, nous avons établi un état de l'art des différentes technologies de commutateurs micro-ondes. Puis nous nous sommes attachés à présenter le VO₂ et les techniques permettant de le déposer sous forme de films minces. Des travaux antérieurs sur le matériau VO₂, déposé par PLD au SPCTS [Dum07], poursuivis dans le cadre d'une thèse en parallèle à la mienne [Geo10], ont conduit à l'élaboration de films de VO₂ de grande qualité présentant une transition entre les états semi-conducteur (basse température) et métallique (température supérieure à 68°C) de grande amplitude (4 à 5 ordres de grandeur). Les paramètres de dépôt des couches minces de VO₂ élaborées sont : une température du substrat (généralement en saphir) de 500°C, une pression de O₂ dans l'enceinte de 2.10⁻² mBar, une distance cible-substrat de 5 cm, une fluence laser de 7.5 J cm² et une épaisseur de 250 nm (soit 30 minutes de dépôt).

Le deuxième chapitre porte sur la fabrication de composants de base que sont les commutateurs micro-ondes utilisant la transition semi-conducteur métal du VO₂.

Nous présentons les travaux réalisés sur l'intégration du VO₂ dans des dispositifs commutateurs micro-ondes dans diverses configurations ; commutateurs à deux terminaux, intégrés sur des lignes coplanaires en série et en parallèle. Différents types d'actionnement du VO₂ ont été testés dans chaque configuration, comme l'actionnement thermique, électrique, ou encore par effet Joule (en ajoutant une couche résistive en carbone dopé au nickel sur le VO₂ permettant son chauffage). Les commutateurs réalisés, ont d'excellentes caractéristiques électriques sur une très large bande de fréquence ; isolation supérieure à 25 dB de 500 MHz à 35 GHz à l'état bloqué, et pertes d'insertion inférieures à 1 dB à l'état passant. Le temps de réponse de ces commutateurs soumis à un actionnement électrique est inférieur à 300 ns. La simplicité extrême de leur fabrication est un atout indéniable. Des mesures de fiabilité ont permis de montrer que les motifs de VO₂ soumis à des cycles d'activation/ désactivation électrique peuvent transiter entre l'état semi-conducteur et l'état métallique plus d'un million

de fois sans être significativement endommagés. Les commutateurs réalisés dans cette étude présentent de bonnes performances sur les plans des caractéristiques électriques, de la fiabilité et de la capacité d'intégration. L'estimation du temps de commutation (suite à un actionnement électrique : 300 ns) fait l'objet d'études complémentaires. Ce temps peut être largement diminué en choisissant une activation transversale de la couche de VO₂ (matériau en sandwich entre deux électrodes). Ceci permettrait également d'abaisser la consommation du dispositif.

Dans le troisième chapitre sont présentés les recherches visant à concevoir des limiteurs de puissance micro-ondes intégrant des motifs de VO₂.

Nous avons fabriqué deux catégories de limiteurs de puissance micro-ondes en technologie coplanaire basés sur la transition réversible semi-conducteur métal du VO₂. Ces limiteurs permettent de transmettre de faibles niveaux de puissance incidente lorsque le VO₂ est à l'état semi-conducteur. Au-delà d'un seuil de puissance critique, le VO₂ devient métallique, et les limiteurs court-circuitent une partie ou la totalité de la puissance incidente. La première catégorie de limiteurs fabriqués est de type commutateurs de puissance (ou « disjoncteurs »), ils permettent de court-circuiter la totalité du signal incident quand on atteint leur puissance seuil. La seconde catégorie de limiteurs fabriqués est de type « écrêteur de puissance », ils permettent de court-circuiter un surplus de puissance incidente quand on atteint une puissance seuil, tout en continuant à en transmettre une partie. Les limiteurs de type « disjoncteurs » ont un fonctionnement très large bande (DC à 40 GHz). Ces deux types de limiteurs ont des seuils de puissance variables en fonction de l'impédance des motifs de VO₂ utilisée, et en fonction des paramètres extérieurs comme la température ou la tension appliquée aux motifs de VO₂.

Dans le quatrième chapitre nous proposons la fabrication de filtres réjecteurs de bande reconfigurables fonctionnant autour de 11 GHz, basés sur la transition semi-conducteur métal du VO₂.

Ces filtres sont composés de deux ou quatre résonateurs ayant la forme de C. Des motifs de VO₂ sont intégrés dans chaque résonateur, de telle sorte qu'ils permettent d'établir une liaison ou de l'interrompre entre les deux branches des résonateurs en C (le C est « fermé » par le motif de VO₂). L'accordabilité des filtres est assurée par la mise en court-circuit ou non des résonateurs selon l'état du motif de VO₂ :

- quand le VO₂ est à l'état semi-conducteur, le résonateur n'est pas court-circuité,
- quand le VO₂ est à l'état métallique, le résonateur est court-circuité.

L'actionnement électrique du VO₂ permet d'obtenir des états discrets de filtrage, quatre états pour un filtre deux pôles et seize états pour un filtre quatre pôles. Actuellement, la topologie des résonateurs choisie ne permet pas d'obtenir une discrétisation nette de la réponse du filtre, principalement à cause de la topologie des résonateurs en C qui est en cours d'amélioration. Une solution a été trouvée en intégrant des films de carbone dopés au nickel, en tant qu'éléments chauffants pour les motifs de VO₂, afin d'initier la transition semi-conducteur métal du matériau. Nous avons obtenu une réponse discrète du filtre, en accord avec les simulations. Les filtres présentent des isolations de l'ordre de 20 dB dans la bande de réjection, et des pertes d'insertion de l'ordre de 2 dB pour un filtre quatre pôles.

L'objectif visant à montrer la possibilité d'utiliser des couches minces de VO₂ comme commutateurs ou éléments accordables dans des dispositifs micro-ondes est atteint. Certains des dispositifs réalisés (notamment les commutateurs micro-ondes en configuration parallèle CPW) montrent des performances équivalentes à celles des technologies commercialisées.

Les limiteurs de puissance fabriqués, présentent des caractéristiques très intéressantes (large bande réarmables). Des études complémentaires, visant à déterminer le temps de réponse des limiteurs, ainsi que leur tenue en puissance maximale permettront pleinement d'évaluer la possibilité de les utiliser dans des applications réelles.

D'autres composants comme les filtres réjecteurs accordables ne présentent pas des caractéristiques remarquables en comparaison avec l'état de l'art, mais constituent une approche innovante permettant de réaliser des filtres reconfigurables dans le domaine micro-onde. Ce travail ouvre la voie à de nouvelles recherches concernant d'autres topologies de composants qui pour certaines ne peuvent être envisagées qu'après une étape indispensable d'optimisation des propriétés du matériau VO₂. En particulier sa conductivité à l'état métallique doit être améliorée. Pour ceci, des études complémentaires sur le matériau sont envisagées. La largeur de l'hystérésis de résistivité et l'écart des valeurs de résistivité des films à la transition semi-conducteur-métal dépendent étroitement des caractéristiques des cristallites (taille, percolation, défauts,...), elles-mêmes influencées par les paramètres de dépôts.

Par ailleurs, des solutions pourraient être trouvées en effectuant des dopages [Sol04] par tungstène, titane, molybdène, chrome, aluminium,... voire des co-dopages, comme tungstène – titane, et qui affectent les résistivités des deux états et suppriment l'hystérésis de

la transition. Un important travail reste à faire notamment pour comprendre l'effet des dopants. En effet, il est nécessaire d'étudier les modifications structurales qu'ils engendrent, et de déterminer leur localisation, c'est-à-dire s'ils se placent en position interstitielle, induisant des contraintes et/ou des défauts ou s'ils se substituent et libèrent des porteurs, la proportion relative de donneurs et d'accepteurs restant à optimiser.

D'autres perspectives, d'un point de vue composant, sont envisagées au laboratoire XLIM, avec par exemple, dans le domaine micro-onde, la réalisation de commutateurs à trois terminaux (transistors à VO₂) et de filtres passe bande de type SRR (Split Ring Resonator). Dans le domaine de l'optique, les changements des propriétés en transmission et en réflexion des films minces de VO₂ peuvent être utilisées pour fabriquer des modulateurs optiques (absorbants saturables), des structures de type miroir de Bragg accordables, ou encore des commutateurs optiques intégrés sur des structures à guide d'onde planaire.

Annexes

ANNEXE I. :

1. Les oxydes de vanadium

Il existe quinze types d'oxydes de vanadium : VO , V_2O_3 , V_2O_5 , V_6O_{13} ... certains étant des phases de Magnéli [And54] (référence **Chapitre I**) $\text{V}_n\text{O}_{2n-1}$ avec $3 \leq n \leq 9$. Ils sont particulièrement étudiés pour mieux comprendre les différences des structures cristallines et les propriétés électroniques entre les oxydes de début (V_2O_3 $n = 2$) et fin de chaîne (VO_2 $n \rightarrow \infty$). La **Figure 1** représente le diagramme de phase du système vanadium-oxygène et montre la complexité de synthèse de ces oxydes due aux faibles écarts stœchiométriques entre les différents composés définis [Wri89] (référence **Chapitre I**).

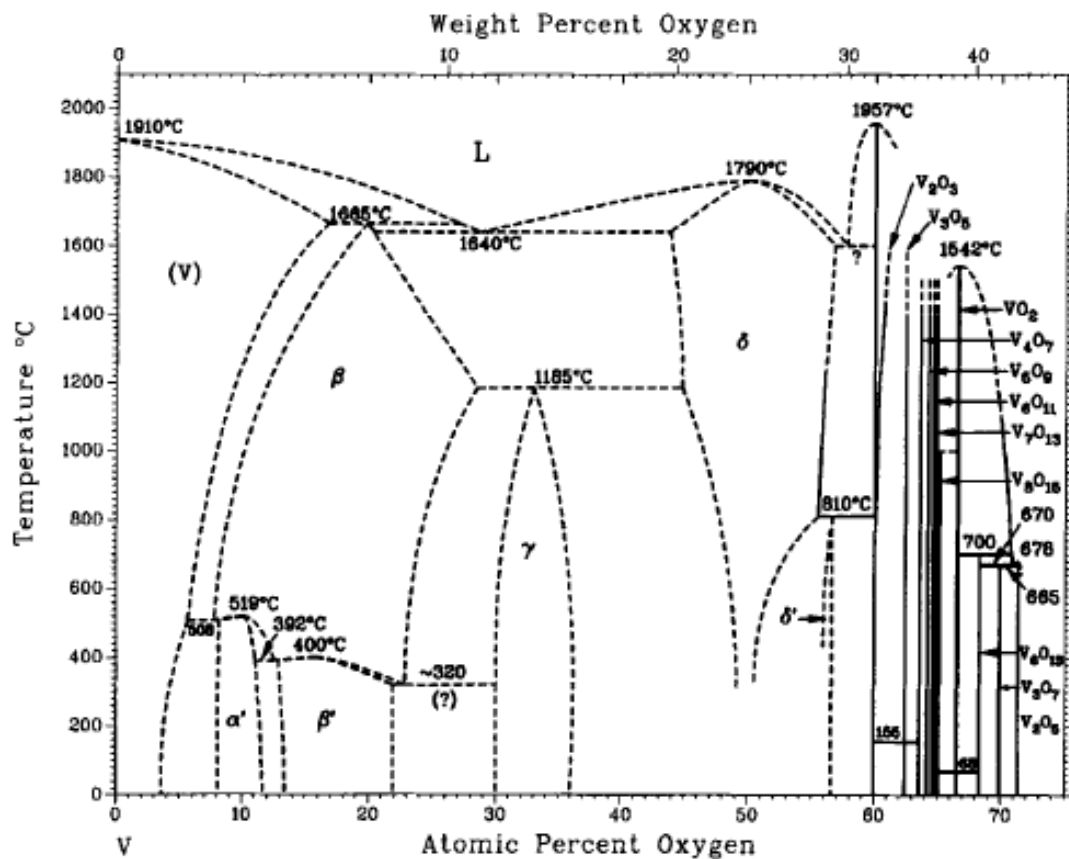


Figure 1 : Diagramme de phase binaire du système vanadium-oxygène [Wri89].

La plupart de ces oxydes subissent des transitions de premier ordre entre des états isolants et métalliques (MIT), plus ou moins abruptes à différentes températures (**Tableau 1**). Seule la phase de Magnéli V_7O_{13} ne présente pas de MIT. Le VO_2 a une température de transition de 68°C proche de la température ambiante rendant cet oxyde plus attractif dans diverses applications technologiques.

Oxydes	Température de transition (°C)
VO	-148
V ₂ O ₃	-113
V ₂ O ₅	257
VO ₂	68
V ₃ O ₅	157
V ₄ O ₇	-23
V ₅ O ₉	-138
V ₆ O ₁₁	-103
V ₈ O ₁₅	-203
V ₆ O ₁₃	-123

Tableau 1: Températures de transition des différents oxydes de vanadium.

2. Les différentes formes cristallographiques du VO₂

Il existe six variétés allotropiques de VO₂. Une seule d'entre elles appelée VO₂(M/R) est stable, elle présente la particularité de subir une transition réversible entre une structure monoclinique (VO₂(M)) et une structure tétragonale de type rutile (VO₂(R)) à T_c = 68°C. Durant ce changement de phase, on observe une dilatation de maille de seulement 0,044 %.

La phase rutile est composée de six atomes par maille (2 atomes de vanadium et 4 atomes d'oxygène), décrite par des paramètres de maille $a_R = b_R = 4.53 \text{ \AA}$, et $c_R = 2.87 \text{ \AA}$ [McW74] avec des liaisons d_{V-O} des octaèdres VO₆ valant 1.94 Å. Quand le changement de phase s'effectue, la structure cristalline est distordue et le nombre d'atomes par maille double (4 atomes de vanadium V⁴⁺ et 8 atomes d'oxygène), les paramètres de maille deviennent $a_M = 2c_R = 5.74 \text{ \AA}$, $b_M = 4.52 \text{ \AA}$, et $c_M = 5.37 \text{ \AA}$ [McW74] (référence **Chapitre I**), et la longueur des liaisons d_{V-O} varie entre 1.26 et 2.05 Å (**Figure 2**).

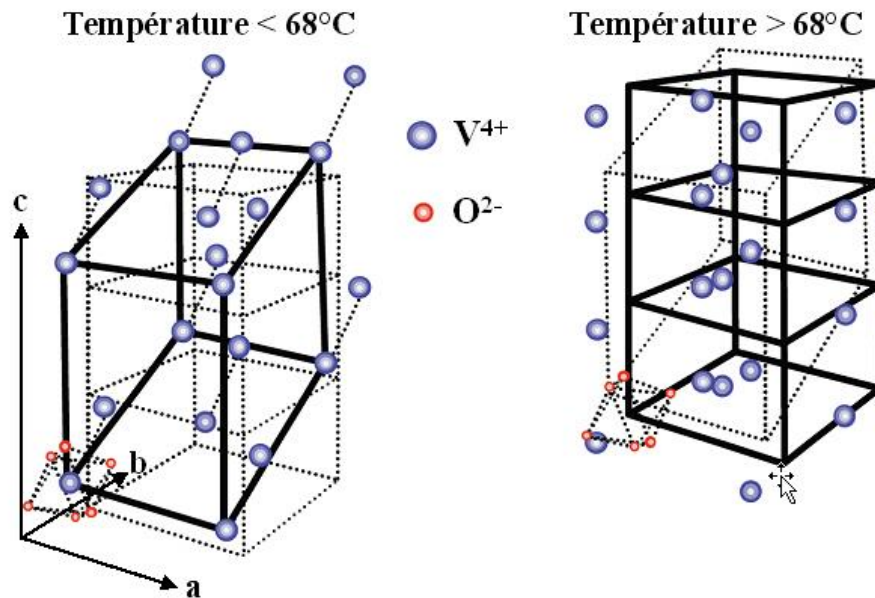


Figure 2 : Représentation de la structure cristalline du VO_2 dans les phases monoclinique (basse température) et tétragonale (haute température) (tirée de [Cav04]).

Dans la structure rutile, l'ion V^{4+} est dans une configuration électronique où il n'a qu'un seul électron sur le niveau d'énergie 3d, et où chaque atome de vanadium « donne » un électron dans la bande de conduction. Dans la structure monoclinique, un dédoublement de la bande $3d_{//}$ a lieu, et une bande interdite de 0.7 eV apparaît entre la bande $3d_{//}$ et la bande vide immédiatement supérieure à la bande $2p_{\pi}$ (Figure 3).

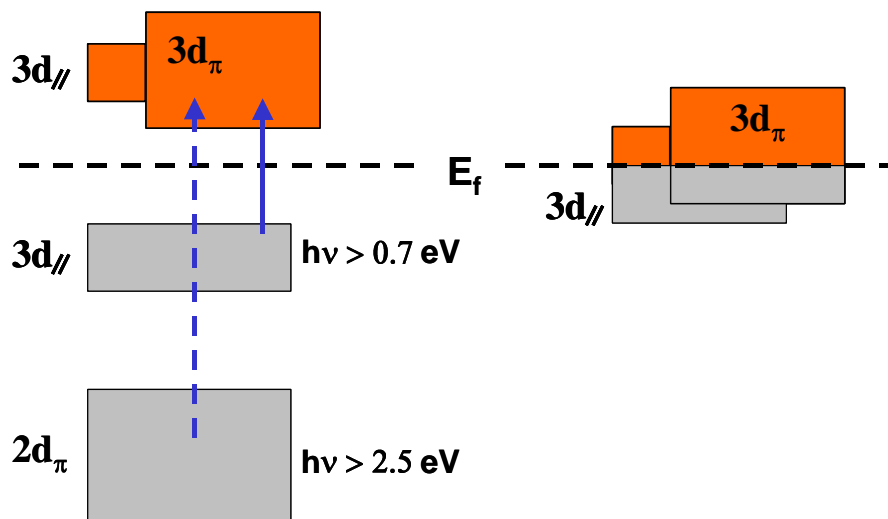


Figure 3 : Représentation de la structure électronique du VO_2 dans la phase monoclinique à gauche et tétragonale à droite (tirée de [Cav04]).

3. Mode opératoire du dépôt des couches minces de VO₂ par ablation laser

Le procédé de dépôt peut être décliné en plusieurs étapes.

La première est consacrée à la préparation et mise en place du substrat et de la cible en position de dépôt :

- Nettoyer le substrat dans des bains successifs de 3 minutes, dans une cuve à ultrasons, de trichloréthylène, acétone et éthanol, le sécher sous azote.
- Polir la cible et le porte substrat et les nettoyer selon le même mode opératoire que le substrat. La cible est polie entre chaque dépôt avec des disques abrasifs de carbure de silicium (SiC) jusqu'à atteindre l'état de poli miroir.
- Fixer le substrat sur le porte-substrat grâce à un cache métallique ouvrant une fenêtre sur la zone à recouvrir. Ce cache permet de maintenir le substrat, mais également de délimiter une marche nette entre deux régions avec et sans dépôt pour pouvoir ensuite mesurer son «épaisseur ». Fixer de même la cible sur son porte-cible.
- Introduire le porte-cible et le porte-substrat dans le sas sur la canne de transfert. Faire le vide primaire et secondaire pour atteindre une pression proche de celle de l'enceinte. On peut alors ouvrir la vanne tiroir entre le sas et l'enceinte et placer la cible et le substrat en position de dépôt.

La deuxième concerne le décapage de la cible et la réalisation du dépôt :

- On décape la cible sous vide avec le laser pendant quelques minutes, afin d'éliminer les résidus de SiC et d'uniformiser sa surface.
- Faire chauffer le substrat grâce à une lampe halogène. Pour une puissance de 100 W, on atteint une température de substrat de 500°C au bout de 30 minutes.
- Introduire du dioxygène par la vanne micro-fuite. Limiter le débit de pompage en fermant la vanne-tiroir entre l'enceinte et la pompe turbomoléculaire et en assurant un pompage dynamique à travers un by-pass jusqu'à obtenir une pression de O₂ de $2 \cdot 10^{-2}$ mbar dans l'enceinte.
- Effectuer le dépôt ; laser à 10 Hz pendant le temps désiré.

Enfin la dernière étape concerne, le refroidissement statique :

- Isoler complètement l'enceinte de son système de pompage. La pression de O₂ est maintenue à $2.2 \cdot 10^{-2}$ mbar.
-

- Laisser refroidir le substrat jusqu'à température ambiante. L'alimentation de la lampe est diminuée de 5 V toutes les 10 minutes.

Refaire le vide dans l'enceinte, puis ressortir le porte substrat par le sas. Une fois le substrat à température ambiante, le pompage de l'enceinte est remis en route puis l'échantillon ressorti.

ANNEXE II :

1. Caractérisations des films minces de VO₂

On utilise plusieurs techniques pour caractériser les films minces afin de déterminer les propriétés structurales et physiques des films.

1.1. Profilométrie

Les épaisseurs sont mesurées à l'aide d'un profilomètre DEKTAK IIA qui fonctionne dans les gammes d'épaisseur de 20 nm à 60 µm avec une précision de 5 nm. Les dépôts réalisés présentent des épaisseurs dans une gamme de 20 à 600 nm. La vitesse de dépôt peut être estimée entre 5 et 10 nm par minute, soit 0.01 à 0.02 nm/impulsion.

1.2. Caractérisation structurale

La structure cristallographique est déterminée par diffraction des rayons X (DRX). Cette mesure qualitative, en configuration (θ , 2θ), permet de mesurer la distance inter réticulaire de composés cristallins en irradiant leur surface, selon différents angles d'incidence, avec un faisceau monochromatique de rayon X. Lorsqu'un faisceau de rayons X monochromatique et parallèle frappe un cristal, il est diffracté dans une direction donnée par chacune des familles des plans réticulaires, à chaque fois que la loi de Bragg est réalisée (**équation a**)

$$n\lambda = 2d \sin\theta \quad . \text{(éq. a)}$$

avec λ la longueur d'onde du faisceau de rayons X, d la distance entre deux plans réticulaires, θ l'angle d'incidence des rayons X et n l'ordre de diffraction (**Figure 4**)

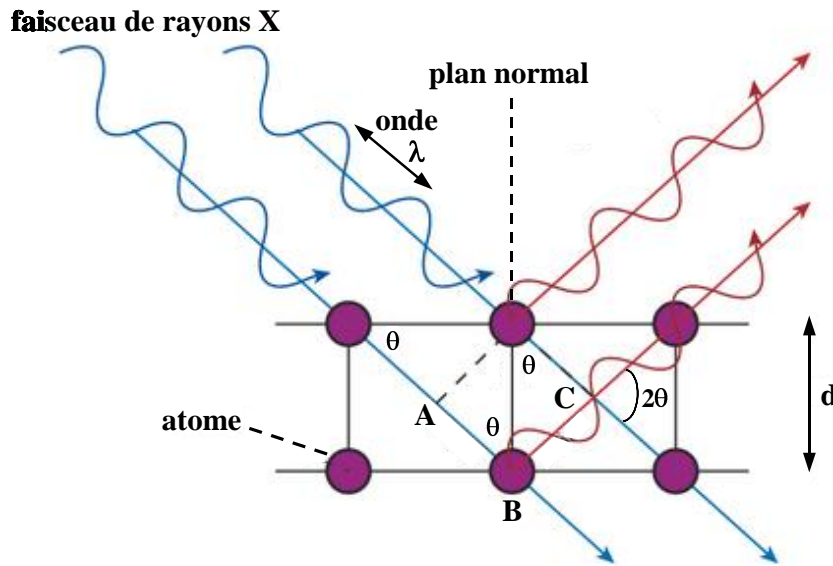


Figure 4 : Schéma de diffraction des RX par des plans réticulaires.

Pour que la diffraction se produise, il faut que les ondes diffractées par les différents plans soient en phase, c'est-à-dire que la différence de marche $AB + BC$ (**Figure 4**) des rayons rencontrant ces plans soit égale à un nombre entier n fois la longueur d'onde λ . Dans ce cas, l'angle suivant lequel le faisceau de rayons X est dévié, est égal à l'angle d'incidence θ et, est caractéristique de la distance ou inter réticulaire d et donc de la nature du cristal. Le spectre de diffraction représentant la réponse du détecteur recevant les faisceaux diffractés (en nombre de coups) en fonction de deux fois l'angle d'incidence θ (**Figure 5**) est indexé grâce à une base de données (fiches JCPDS : Joint Committee on Powder Diffraction Standard). Cette technique permet d'analyser des films minces, des matériaux massifs, et aussi des poudres. On utilise pour un diffractomètre Siemens D 5000 pour réaliser ces mesures (SPCTS).

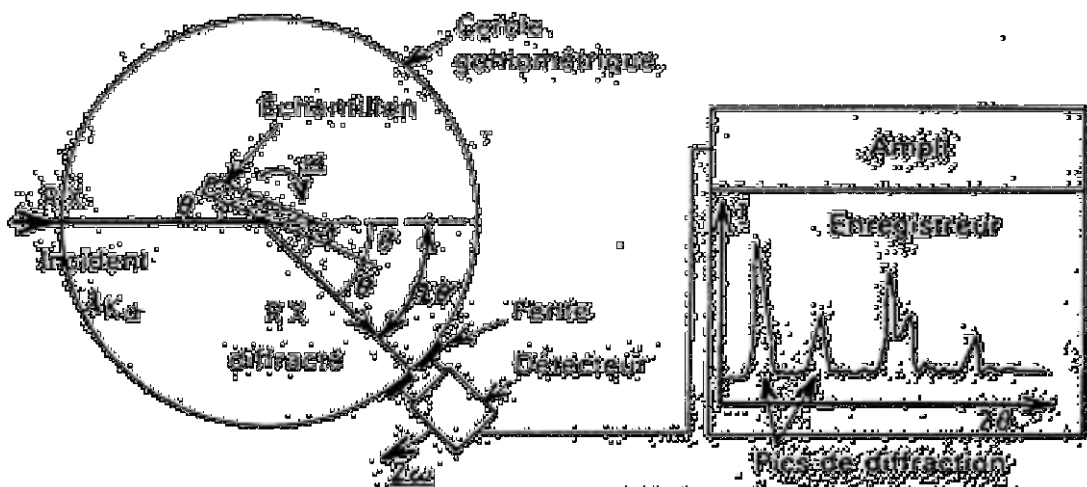


Figure 5 : Schéma de principe du montage Bragg-Brantano (tiré de [Grazi]).

1.3 Microscopie à force atomique

La Microscopie à Force Atomique (AFM) permet d'observer la surface de matériaux (même non-conducteurs) en déplaçant un cantilever muni d'une pointe à son extrémité dans les trois directions de l'espace sur la surface à étudier, et ainsi de pouvoir faire une cartographie du relief de l'échantillon. Le déplacement du cantilever est mesuré par la déviation du faisceau laser réfléchi à la surface du cantilever et collecté par une diode photoélectrique segmentée (Figure 6).

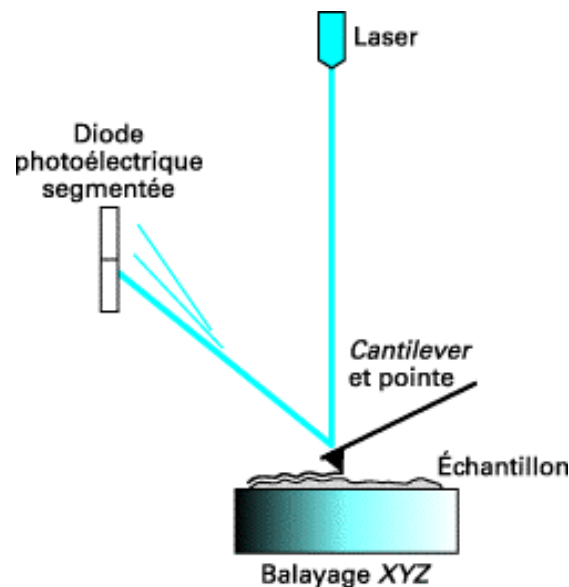


Figure 6 : Principe de fonctionnement du microscope à force atomique.

Les observations par AFM nous donnent des indications sur la taille des grains du matériau et sur la rugosité.

1.4 Caractérisations optiques

Les mesures des propriétés optiques sont effectuées en transmission et en réflexion.

- Transmission :

La mesure de la variation de la transmission optique des films de VO_2 , en fonction de la température, est réalisée par spectrométrie UV-Visible-NIR (étude portant sur les électrons de valence du matériau). On utilise un spectrophotomètre UV-Visible-NIR, modèle Cary VARIAN 5000, dans une plage de longueur d'onde de 300 à 3300 nm. Le principe de la mesure est le suivant : un faisceau double ligne (d'intensité I_0) traverse d'une part un substrat vierge (appelé le blanc, qui a subi le même traitement thermique que le dépôt mais n'a pas été

revêtu) et d'autre part le dépôt sur son substrat (**Figure 7**). Un détecteur de type photodiode permet de mesurer l'intensité du signal transmis I . La transmission du film de VO_2 seul, est définie comme étant le rapport $T = \frac{I_{\text{VO}_2}}{I_0} = T_2 - T_1$. Un système de chauffage in situ permet de réaliser des mesures en température afin de déterminer l'évolution des propriétés optiques au cours de la transition.

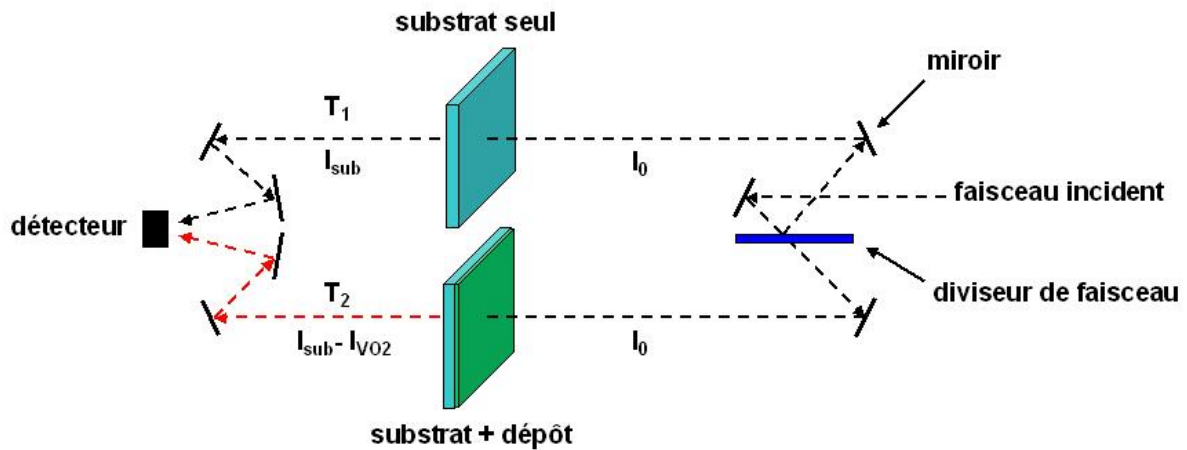


Figure 7 : Schéma illustrant le principe de la mesure en transmission.

- Réflexion :

Pour caractériser les propriétés optiques en réflexion des films, nous irradiions la surface d'un film de VO_2 avec un faisceau laser incident de longueur d'onde $\lambda = 1536 \text{ nm}$, puis nous mesurons la puissance qui est réfléchi à la surface du film, en fonction de la température du matériau. Un puissance mètre non sensible à la chaleur permet de recueillir la puissance réfléchi à la surface de l'échantillon de VO_2 .

1.5. Caractérisation électrique

La résistivité des films minces de VO_2 est mesurée par la méthode dite « quatre pointes en ligne » ou de Van der Pauw [Van58] (référence **Chapitre I**) en fonction de la température. Cette mesure consiste à appliquer un courant entre les deux pointes extérieures, et on à mesurer la tension résultante entre les deux pointes intérieures (**Figure 8**). La tension est mesurée à l'aide d'un voltmètre Keithley.

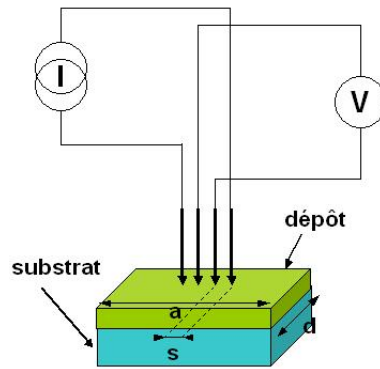


Figure 8 : Schéma illustrant la méthode de la mesure de résistivité 4 pointes.

La résistivité du film est déterminée par l'équation **b** :

$$\rho = C \cdot e \cdot \frac{V}{I} \quad (\text{éq. b})$$

avec V la tension mesurée, I l'intensité imposée, e l'épaisseur du dépôt, et C une constante dépendant de la géométrie (a, d) de l'échantillon et de l'écart s entre les pointes (**Tableau 2**).

d/s	a/d = 1	a/d = 2
3	2.4575	2.7000
4	3.1137	3.2246
5	3.5098	3.5749
7.5	4.0095	4.0361
10	4.2209	4.2357
20	4.4516	4.4553
40	4.5120	4.5129
∞	4.5324	4.5324

Tableau 2 : Tableau permettant de déterminer la constante C.

Dans notre cas, la distance inter-pointes est de $s = 1$ mm, les substrats utilisés sont de dimension 10×10 mm² ou 15×15 mm² de rapport d/s respectifs 10 et 15. On prend donc respectivement des constantes $C = 4.2209$ et $C = 4.3362$ pour les deux types de substrats pour le calcul de la résistivité.

ANNEXE III :

1. La gravure et le lift-off

La gravure est un procédé très couramment utilisé en lithographie. Il permet d'enlever de la matière dans des zones prédéfinies. Prenons l'exemple de la gravure d'un métal déposé sur un substrat quelconque (**Figure 9 (a.)**). Quand on effectue une métallisation à la surface d'un substrat, il est nécessaire de retirer une partie du métal déposé comme le design du circuit l'exige. On dépose alors une couche de résine photosensible uniforme à la surface du métal à graver. Un aligneur de masque (de type MJB4 développé par la société Suss MicroTec dans notre cas) permet l'exposition aux rayons UV de la résine au travers du masque. La résine sensibilisée peut ensuite être retirée par voie humide grâce à une solution de développement (on parle dans ce cas de résine négative par opposition à la résine positive qui inversement doit être insolée pour ne pas être détruite). La résine qui n'a pas été sensibilisée reste sur la surface métallique et la protège. On utilise ensuite une solution chimique spécifique, permettant la gravure du métal déposé qui est détruit dans les zones non recouvertes de résine. Le métal est gravé inversement aux motifs désirés, et la couche de résine restante peut alors être complètement éliminée par une insolation totale, suivie d'un développement par voie humide.

Le principe du lift-off est contraire à celui de la gravure, mais permet d'obtenir le même résultat (**Figure 9 (b.)**). Cette technique est principalement utilisée pour les matériaux qui ne peuvent pas être gravés par voie humide, comme par exemple le carbone dopé au nickel. La première étape du lift-off est de déposer sur le substrat nu une couche de résine photosensible. La résine est ensuite insolée par un rayonnement UV au travers d'un masque définissant les motifs du design. Une fois la résine sensibilisée éliminée par voie humide, on dépose la couche du matériau souhaité sur la résine gravée. Un bain d'acétone détruit la résine située sous le matériau et en même temps permet son décollement. Après plusieurs minutes il ne reste plus que le matériau déposé dans les zones qui ne présentaient pas de résine avant le bain d'acétone et on obtient les motifs dessinés au départ sur le masque.

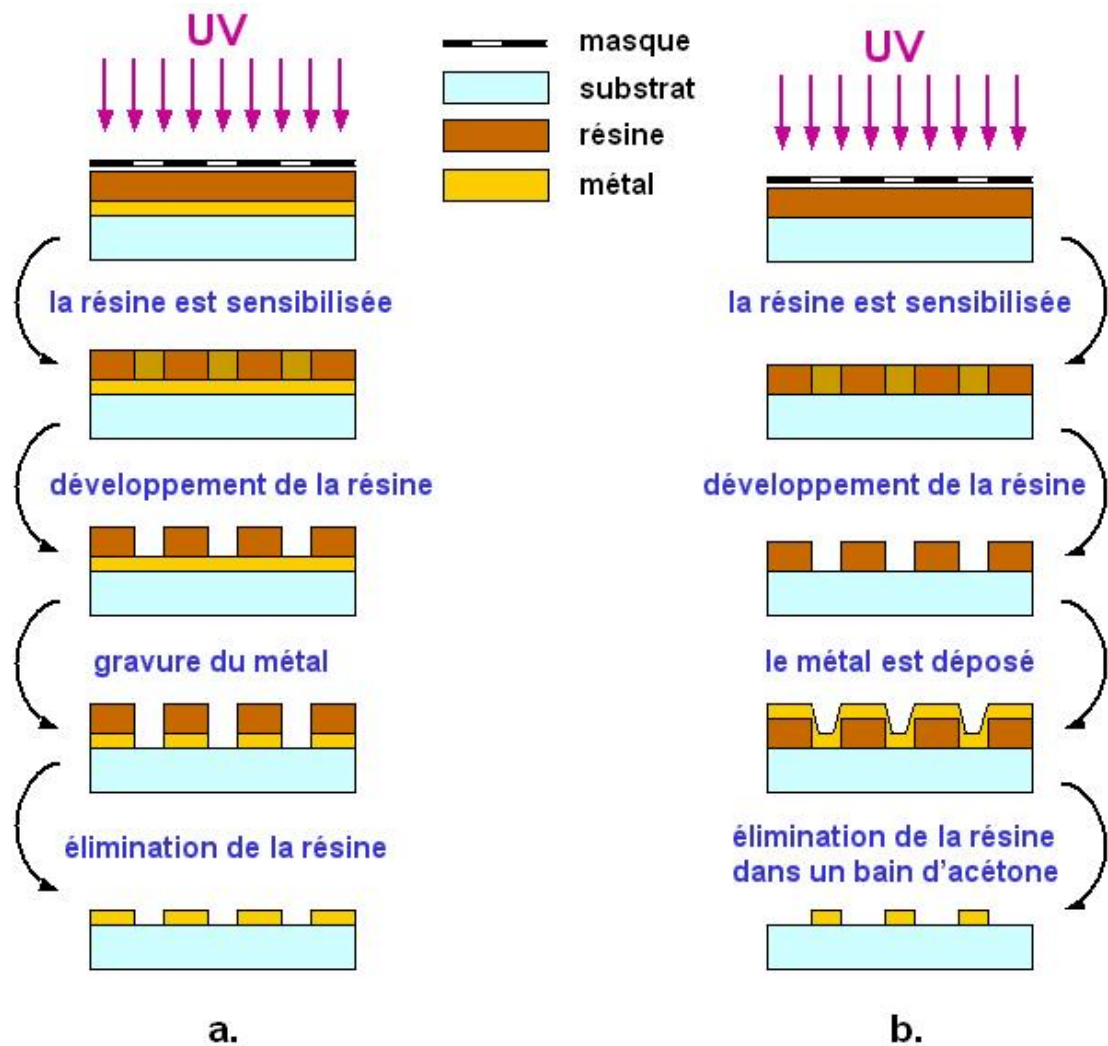


Figure 9 : Schéma de principe de la gravure (a.) et du lift-off (b.).

2. Etapes de fabrication des micro-commutateurs à deux terminaux

Le dépôt de VO_2 est au préalable réalisé par PLD. Les étapes de fabrication des commutateurs réalisés en salle blanche sont schématisées sur la **Figure 10**, et détaillées ci-dessous :

Étape 1 : On insole la résine photosensible (de type 18/13) pendant 13 secondes au travers du masque 1, après l'avoir déposée à l'aide d'une « tournette » à 5000 tr/ minutes pendant 30 secondes et l'avoir fait « cuire » une minute à 110°C .

Étape 2 : On développe la résine sensibilisée avec une solution prévue à cet effet pour protéger une partie du VO_2 .

Etape 3 : On grave le VO_2 pendant quelques secondes avec une solution servant normalement à graver le chrome.

Etape 4 : La résine est complètement éliminée ; soit en insolant pleine plaque le circuit (isolation sans masque) et en utilisant une solution de développement, soit, directement, dans un bain d'acétone, puis on élimine les dernières traces de résine en effectuant un nettoyage par plasma d'oxygène.

Etape 5 : On dépose par évaporation (par effet Joule) 60 Å de titane, puis 1000 Å d'or pendant la même manipulation. L'or nécessite toujours d'employer une couche d'accrochage en chrome ou titane de quelques dizaines d'Å. Dans notre cas nous utiliserons toujours une couche d'accrochage en titane puisque la solution de gravure du VO_2 est la même que celle du chrome.

Etape 6 : On épaissit la couche d'or évaporée par électrolyse dans une solution d'euro cyanure de potassium jusqu'à atteindre une épaisseur d'environ 2 µm.

Etape 7 : On dépose une nouvelle fois de la résine dans le but de graver l'or qui a été déposé pleine plaque avec le même procédé décrit dans l'étape 1.

Etape 8 : On insole la résine comme précédemment, mais cette fois au travers du masque 2.

Etape 9 : On développe la résine.

Etape 10 : On grave l'or non protégé par la résine avec une solution (Au etch) chauffée à 55°C pendant quelques dizaines de secondes.

Etape 11 : On grave le titane qui a servi de couche d'accrochage pour l'or avec une solution d'acide fluorhydrique diluée.

Etape 12 : La dernière étape consiste à éliminer la résine restante avec les mêmes précautions qui avaient été prises dans l'étape 4.

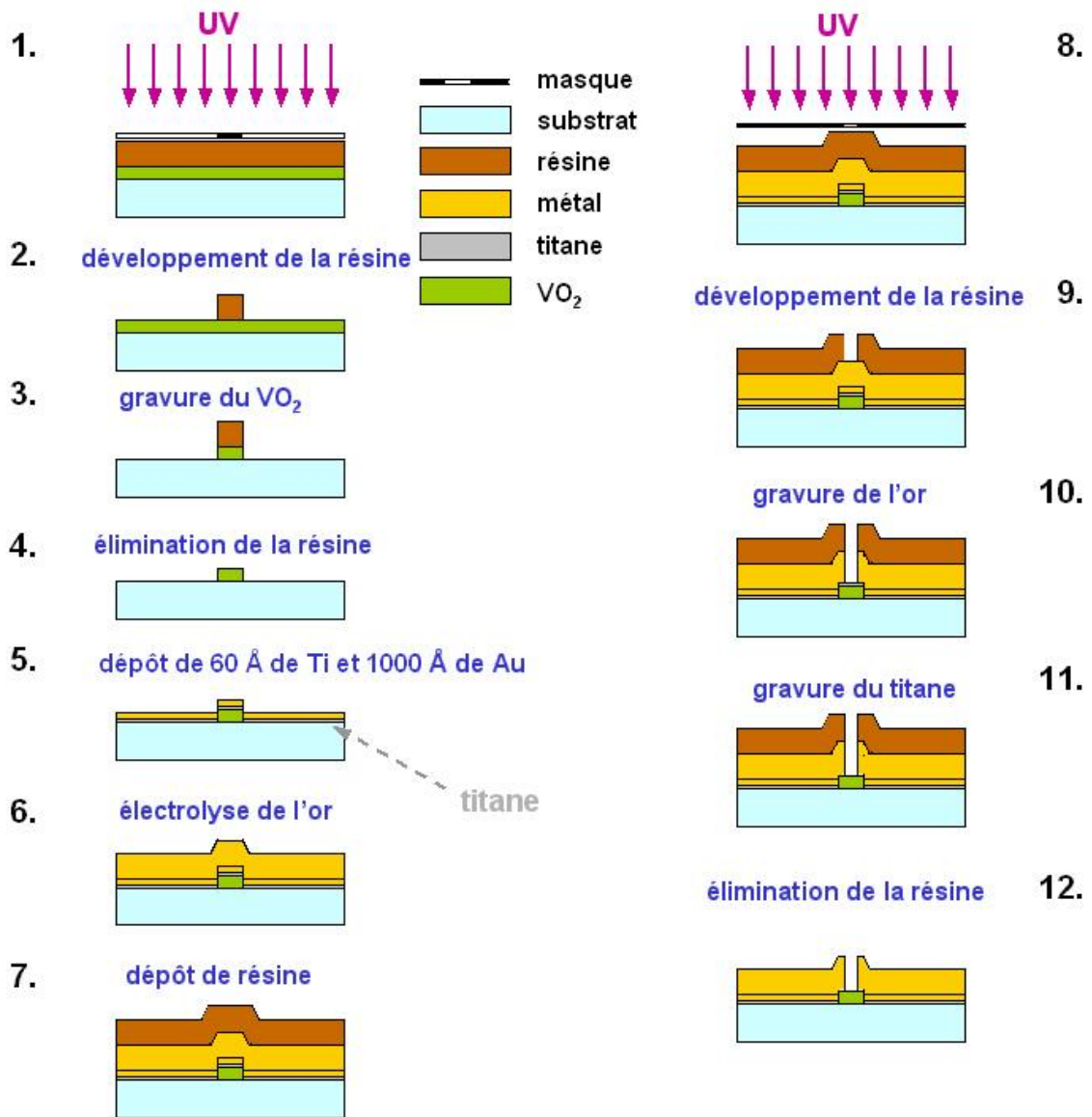


Figure 10 : Schéma représentant le procédé de fabrication des commutateurs à deux terminaux à base de VO₂.

3. Étapes de fabrication des micro-commutateurs à deux terminaux à base de carbone dopé nickel

Les étapes de fabrication des commutateurs à base de VO₂ utilisant le carbone dopé au nickel comme élément chauffant sont schématisées dans la **Figure 11**. Ces étapes sont détaillées ci-dessous :

Etape 1 : On insole la résine photosensible (de type 18/13) pendant 13 secondes au travers du premier masque, après l'avoir déposée à l'aide d'une « tournette » à 5000 tr/min pendant 30 secondes et l'avoir fait cuire une minute à 110°C.

Etape 2 : On développe la résine sensibilisée avec une solution prévue à cet effet pour protéger une partie du VO₂.

Etape 3 : On grave le VO₂ pendant quelques secondes avec une solution servant normalement à graver le chrome.

Etape 4 : La résine est complètement éliminée, soit en insolant pleine plaque le circuit (isolation sans masque) et en utilisant une solution de développement, soit, directement dans un bain d'acétone, puis on élimine les dernières traces de résine en effectuant un nettoyage par plasma d'oxygène.

Etapes 5 & 6 : On insole et on développe la résine au travers du 2^e masque.

Etape 7 : On dépose l'alumine (50 nm) par ablation laser.

Etape 8 : On libère la résine (lift off) en laissant tremper dans une solution d'acétone. On utilise les ultra-sons très modérément quelques secondes s'il existe des difficultés durant cette étape puis on laisse plusieurs heures dans le bain d'acétone.

Etapes 9 & 10 : On insole et on développe de la résine au travers du 3^e masque.

Etape 11 : On dépose une couche d'accrochage de SiO₂ de 10 nm et dans le même moule on dépose pas dessus le carbone dopé au nickel par ablation laser.

Etape 12 : Réaliser le lift off comme dans l'étape 8.

Etape 13 : On dépose sur toute la surface de la plaque 60 Å de titane et 1000 Å d'or par évaporation (pour le titane il faut un vide très poussé 5×10^{-7} mbar).

Etape 14 : Réaliser l'électrolyse de l'or (les paramètres de l'électrolyse sont : 13 minutes à 5mA, 5V, afin d'obtenir 1.5 µm d'or).

Etapes 15, 16 & 17 : On insole et on développe la résine au travers du 4^e masque, puis on grave l'or non protégé par la résine avec une solution (Au etch) chauffée à 55°C pendant quelques dizaines de secondes.

Etape 18 : On grave le titane qui a servi de couche d'accrochage pour l'or avec une solution d'acide fluorhydrique diluée.

Etape 19 : On élimine la résine restante comme dans l'étape 4.

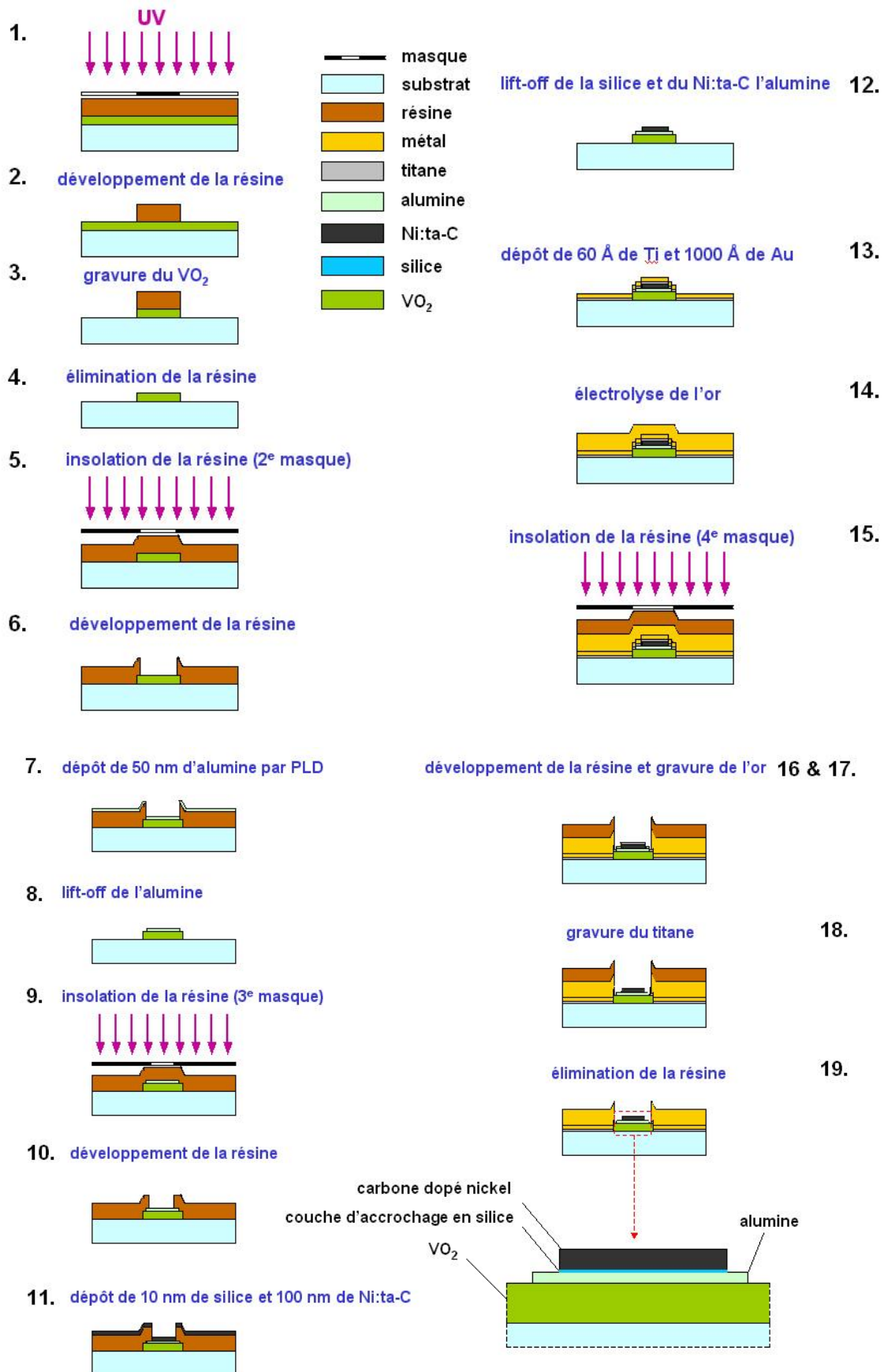


Figure 11 : Schéma présentant le procédé de fabrication des commutateurs à base de VO₂ utilisant le carbone dopé nickel comme élément chauffant.

ANNEXE IV

Cette annexe présente un exemple de design et les simulations ADS Momentum d'un filtre intégrant du VO₂ composé de résonateurs ayant une topologie permettant un actionnement électrique du matériau.

Le filtre ci-dessous est un filtre passe bande SRR (Split Ring Resonator) fonctionnant autour de 10 GHz, reconfigurable et actionnable électriquement, intégrant deux résonateurs couplés entre eux et chargés avec des motifs de VO₂ reliés à des patchs métalliques. Dans cette configuration, chaque résonateur est composé de deux C repliés l'un sur l'autre. L'actionnement électrique du VO₂ peut être plus facilement réalisé sur des résonateurs présentant plusieurs structures résonantes distinctes comme celles-ci. Cette configuration de résonateur, permettrait de réaliser un actionnement électrique du VO₂ correspond typiquement à un commutateur simple à deux terminaux dont nous avons présenté les caractéristiques dans le **Chapitre II**. L'inconvénient de cette topologie de filtre, est que la présence d'électrodes d'actionnement métalliques, induit d'importantes résonances parasites qui polluent la réponse du filtre. Il est donc nécessaire d'utiliser des électrodes assez résistives (en carbone dopé au nickel par exemple) pour empêcher la propagation du signal micro-onde, mais qui permettent d'actionner les motifs de VO₂ à l'état métallique, donc de les alimenter en courant (au minimum une densité de courant de l'ordre de $n_c = 5.10^5$ A.cm² (cf **Chapitre II**)), sans appliquer de tensions trop grandes qui pourraient détruire les électrodes. Il faut réaliser un compromis délicat, pour choisir la valeur de la résistance du film de carbone dopé à placer en série dans le circuit de commande.

Ce design a été réalisé avec le logiciel ADS Momentum. Les deux résonateurs (**Figure 12 (a.)**) sont de même dimension et ont la même fréquence de résonance. L'accordabilité de ce filtre repose sur la mise en contact de patchs métalliques aux résonateurs, par l'intermédiaire de motif de VO₂, (semi-conducteurs ou métalliques) jouant le rôle de commutateurs. Le principe de fonctionnement de ce filtre est le suivant :

- à l'état semi-conducteur, les motifs de VO₂ isolent les résonateurs des patchs métalliques, le filtre a une fréquence de résonance centrée autour de 10 GHz.
 - les motifs de VO₂ peuvent être actionnés à l'état métallique indépendamment les uns des autres. L'actionnement des motifs de VO₂ est réalisé par paires (motifs reliés aux électrodes A, B, C, et D (**Figure 12**)), nous avons donc un filtre reconfigurable à quatre bits. Quand un (ou des) motifs de VO₂ est (sont) à l'état métallique, il(s) permet(tent) de mettre en
-

contact un (ou des) patch(s) métallique(s) au(x) résonateur(s), ce qui a pour effet d'augmenter la capacité équivalente du (ou des) résonateur(s) et de décaler sa (leurs) fréquence(s) de résonance vers les basses fréquences.

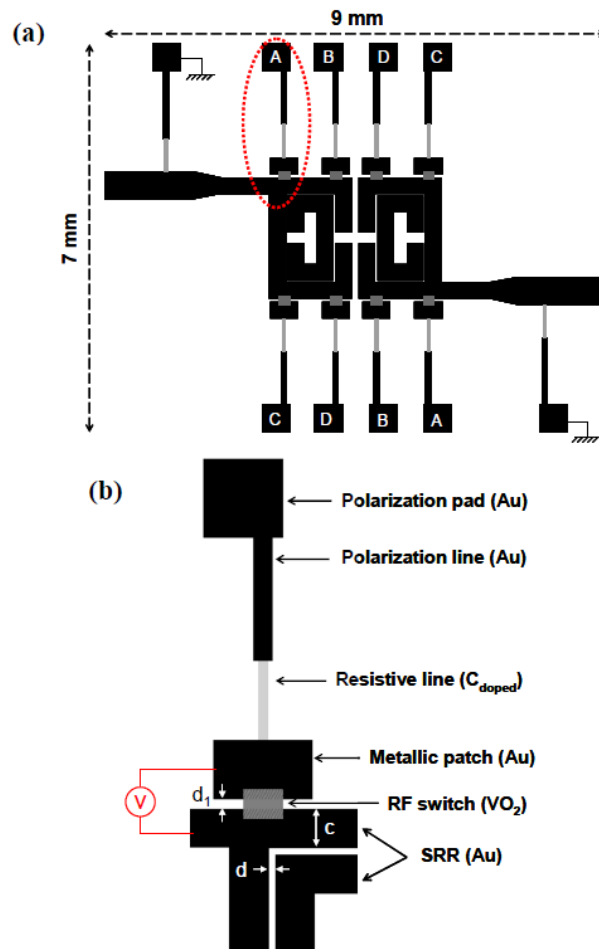


Figure 12: (a.) Design d'un filtre passe bande SRR intégrant deux résonateurs à base de VO₂, (b.) Zoom représentant la partie active du circuit constituée d'un motif de VO₂ et d'un patch métallique et de l'électrode d'actionnement résistive.

Les simulations EM du filtre, réalisées avec ADS Momentum, présentées dans la **Figure 13** montrent la discrétisation de la réponse du filtre en fonction des différentes combinaisons d'actionnement à l'état métallique des motifs de VO₂ (**Tableau 3**).

Les simulations en transmission du filtre montrent qu'il est possible de décaler la fréquence de résonance vers les basses fréquences des résonateurs, en couplant des patches métalliques aux résonateurs, par l'intermédiaire des motifs de VO₂. Le décalage en fréquence obtenu est au maximum de 1 GHz, entre la combinaison 1 (tous les motifs de VO₂ sont à l'état semi-conducteur) et la combinaison 2 (tous les motifs de VO₂ sont à l'état métallique)

(Figure 13). Cette topologie de filtre permet de pouvoir intégrer un circuit de commande électrique des motifs de VO₂, et d'obtenir une discrétisation de la réponse du filtre.

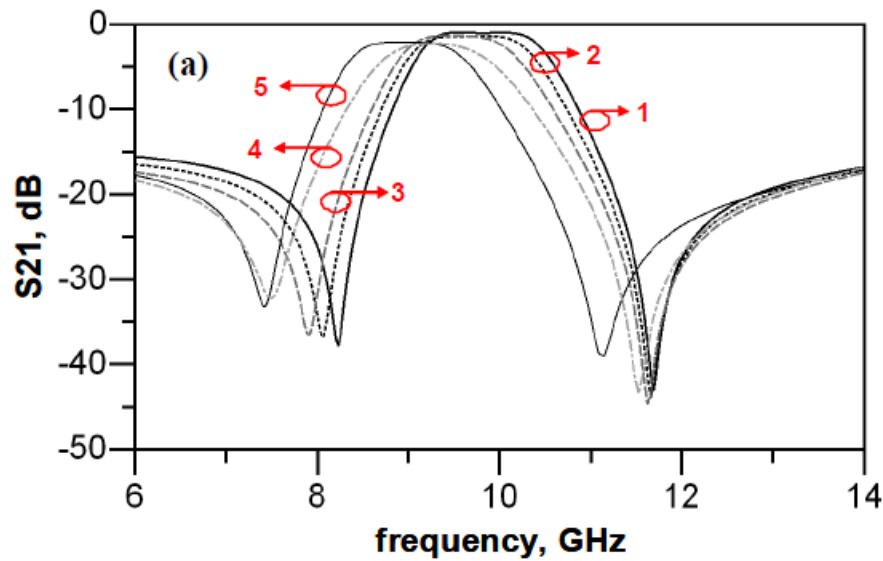


Figure 13 : Simulations en transmission du filtre passe bande en fonction de l'état (semi-conducteurs ou métalliques) des motifs de VO₂ (1, 2, 3, 4 et 5), combinaisons détaillées dans le Tableau IV.4.

Combinaisons d'actionnement	Motifs de VO ₂ à l'état métallique			
	A	B	C	D
1	non	non	non	non
2	oui	non	non	non
3	oui	non	oui	non
4	oui	oui	oui	non
5	oui	oui	oui	oui

Tableau IV.4 : Combinaisons d'actionnement des motifs de VO₂ simulées dans la Figure IV 38.

En conclusion, nous avons montré la possibilité d'utiliser des couches minces de VO₂ comme éléments accordables dans des filtres micro-ondes. Même si les filtres réalisés ne présentent pas des caractéristiques remarquables en comparaison avec l'état de l'art, nous avons proposé une approche innovante permettant de réaliser des circuits reconfigurables dans

le domaine micro-onde. Une meilleure maîtrise des propriétés du matériau permettrait d'accroître les performances de ces composants.

Production scientifique

- [Giv08] **J. GIVERNAUD, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, A. POTHIER, P. BLONDY, A. CRUNTEANU**
“Tunable band stop filters based on metal insulator transition in vanadium dioxide thin films”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IMS 2008, WEP1D-02, Atlanta, Georgia, USA, 15-20 June 2008
- [Giv09] **J. GIVERNAUD, A. CRUNTEANU, J. C. ORLIANGES, A. POTHIER, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, P. BLONDY**
“Dispositifs limiteurs de puissance RF/ micro-ondes basés sur la transition semi-conducteur-métal du dioxyde de vanadium”
présentation orale, 1B-5, JNM- 16èmes Journées Nationales Micro-ondes, Grenoble, France 27 au 29 mai 2009
- [Giv09] **J. GIVERNAUD, A. CRUNTEANU, A. POTHIER, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, P. BLONDY**
“CPW Self-resetting Power Limiting Devices Based on Microwave Power Induced Semiconductor-Metal Transition in Vanadium Dioxide”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IMS 2009, paper TU2E-5, Boston, MA, USA, 7-12 June 2009, oral presentation
- [Giv09] **J. GIVERNAUD, J. C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, A. POTHIER, P. BLONDY, A. CRUNTEANU**
“Vanadium dioxide thin films showing a semiconductor-metal transition and their integration in advanced filtering devices in the RF/ microwave domain”
E-MRS Spring Meeting 2009, Symposium G: “Fundamentals and technology of multifunctional oxide thin films”, Strasbourg, France, 8-12 June 2009
- [Geo08] **M. GEORGESCU, C. CHAMPEAUX, F. DUMAS-BOUCHIAT, A. CATHERINOT, J. GIVERNAUD, A. CRUNTEANU**
“Synthesis of reversible metal-insulator VO₂ thin films by PLD for application to RF microwave devices”
-

The 3rd International Workshop on Advanced Ceramics (IWAC03), November 6-8, 2008, Limoges, France. Poster

[Orl09] J-C. ORLIANGES, A. CRUNTEANU, J. GIVERNAUD, A. POTHIER, V. LAUR, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT

"Propriétés électriques des films minces de carbone amorphe dopé au nickel déposés par ablation laser : intégration dans des composants RF et micro-ondes"

présentation orale, 1B-1, JNM- 16èmes Journées Nationales Micro-ondes, Grenoble, France 27 au 29 mai 2009

[Orl09] J. C. ORLIANGES, J. GIVERNAUD, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, T. MERLE-MEJEAN, A. POTHIER, A. CRUNTEANU, P. BLONDY

"The effect of thermal annealing on the electrical and structural properties of pure and nickel-doped amorphous carbon thin films deposited by PLD"

E-MRS Spring Meeting 2009, Symposium Q: "Laser and plasma processing for advanced materials", Strasbourg, France, 8-12 June 2009

[Cha09] C. CHAMPEAUX, F. DUMAS-BOUCHIAT, A. CATHERINOT, J. GIVERNAUD, J. C. ORLIANGES, A. CRUNTEANU

"Clusters and nanostructured thin films by laser ablation for telecom or optic applications"

E-MRS Spring Meeting 2009, Symposium Q: "Laser and plasma processing for advanced materials", Strasbourg, France, 8-12 June 2009

[Cru09] A. CRUNTEANU, J. GIVERNAUD, P. BLONDY, J. C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT

"Exploiting the semiconductor-metal phase transition of VO₂ materials: a novel direction towards tuneable devices and systems for RF-microwave applications",

in "Microwave and Millimeter Wave Technologies", In-Tech Publishing 2009, ISBN 978-953-7619-X-X.

[Dum09] F. DUMAS-BOUCHIAT, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, J. GIVERNAUD, A. CRUNTEANU, P. BLONDY

“RF microwave switches based on reversible metal-semiconductor transition properties of VO₂ thin films: an attractive way to realise simple RF microelectronic devices”,

in “Materials and Devices for Smart Systems III”, edited by J. Su, L-P. Wang, Y. Furuya, S. Trolier-McKinstry, J. Leng, Materials and Research Society Symposium Proceedings, 1129, (2009), 275-286

[Cru10] A. CRUNTEANU, M. FABERT, J. GIVERNAUD, V. KERMÈNE, A. DESFARGES-BERTHELEMIOT, J. C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT

“Vis-IR optical switching/ modulation based on the electrically- activated phase transition of VO₂ thin films”,

Article accepté dans CLEO 2010 (Conference on Laser and Electro-Optics)

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la conception et la fabrication de dispositifs micro-ondes reconfigurables basés sur la transition réversible semi-conducteur métal d'un matériau « intelligent » : le dioxyde de vanadium, VO_2 . Cette transition peut être initiée de différentes manières : thermiquement, électriquement ou optiquement. Dans un premier temps, nous exploitons l'important changement des propriétés électriques de ce matériau soumis à un actionnement thermique et électrique (changement de trois à quatre ordres de grandeur de résistivité entre les deux états) pour réaliser des commutateurs micro-ondes en technologie coplanaire, puis ensuite, des dispositifs plus complexes comme des limiteurs de puissance réarmables et des filtres réjecteurs accordables. Les composants fabriqués présentent des propriétés intéressantes, notamment sur le plan des caractéristiques électriques ou ils montrent un comportement très large bande et de fortes isolations.

L'objectif de ce travail est de proposer une solution alternative intéressante aux technologies classiques (semi-conducteurs et dispositifs électromécaniques) utilisées dans la fabrication de composants micro-ondes.

Abstract

The researches described in this manuscript are dealing with the design and the fabrication of microwave devices based on the reversible semi-conductor to metal transition in a “smart” material: the vanadium dioxide, VO_2 . This transition can be triggered in different ways : thermally, electrically or optically. In a first step, the high modification of material's electrical properties induced by temperature or by electrical current is exploited (change of three or four order of magnitude in resistivity) to realize microwave switches in coplanar waveguide configuration and secondly to prove the capabilities of some more complex devices like self resetable power limiters and tunable band stop filters. The fabricated circuits exhibit interesting characteristics, particularly concerning their electrical properties in the RF/microwave domain (they can operate on a large frequency band with a high isolation).

The aim of this work is to propose an interesting alternative solution to the others classical technologies (semi-conductors and RF MEMS devices) used in the fabrication of microwave devices.
